



Title	広帯域大容量無線伝送に向けた高周波帯空間多重伝送システムの高度化に関する研究
Author(s)	笹木, 裕文
Citation	大阪大学, 2025, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/103222
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

博士学位論文

広帯域大容量無線伝送に向けた
高周波帯空間多重伝送システムの高度化に関する研究

笹木 裕文

2025年7月

大阪大学大学院工学研究科
電気電子情報通信工学専攻

内容梗概

本論文は、筆者がNTT株式会社未来ねっと研究所在職中、ならびに大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻在学中に行った、高周波帯無線システムの実用的構成における大容量化に関する研究成果をまとめたものであり、以下の6章で構成される。

第1章は序論であり、本研究の背景として指数関数的に増大する無線トラフィック需要の動向と、近年の無線ネットワーク・システムの発展の歴史および将来の無線システムへの需要予測から、無線システムの継続的大容量化の必要性について説明する。次に、無線システムの大容量化のために情報理論から導かれる利用可能な無線リソースを示すとともに、空間多重化・広帯域化・高利得化の3つの研究開発の方向性について述べる。さらに、現行のマイクロ波帯と比較して遙かに潤沢な周波数帯域が存在する高周波帯における無線伝送の広帯域化、すなわち高周波帯無線システムを前提として、本研究の目的を示す。

第2章では、将来の高周波帯無線システムの特徴と課題、および空間多重化・広帯域化・高利得化にそれぞれ必要な要素技術について説明し、本研究の位置づけを明らかにする。その上で、複数の空間モードを持つビームを同一方向に重ねて伝送可能な空間モード多重伝送、および高周波帯無線システムの実用的・経済的なビームフォーミングシステム構成に関する技術動向を示す。さらに、光の広帯域・低消費電力な特性を活用し、光伝送ネットワークとのシームレスな接続および経済的な高周波帯無線システムの構築を可能とする、フォトニクス技術の無線システムへの応用について紹介し、第3章以降の技術提案への導入とする。

第3章は、電波の軌道角運動量（Orbital angular momentum : OAM）を用いた、無線伝送の空間多重化に関する章である。異なるOAMを持つ電波のビームは互いに直交し、同一方向に多重伝送可能であることが知られている。OAMは円筒座標系における回転方向の空間分布を利用した直交基底である。本章では、ビームの円筒座標系における直徑方向の自由度をさらに用いて無線伝送の空間多重数を飛躍的に増大するOAM-MIMO多重伝送技術を提案する。さらに、OAM-MIMO多重伝送のビーム形成に係る機能をデジタル処理とアナログ処理に効率的に配分するデジタルアナログハイブリッド構成を提案する。次に、提案構成を含む複数のアンテナ構成およびシステム構成における回路規模・演算量と伝搬環境変化への耐性について比較し、提案構成の実用性を示す。そして、OAM-MIMO多重伝送システムを試作して実験系を構築し、28 GHz帯において2 GHzの伝送帯域幅を用いて最大伝送速度200 Gbpsの無線伝送を実現した成果について述べる。

第4章は、高周波導波管回路による、OAM多重伝送のさらなる高周波・広帯域化に関する章である。第3章で提案したOAM-MIMO多重伝送システムのデジタルアナログハイブリッド構成におけるアロ

グ処理部は OAM モードの生成分離処理を担う Butler matrix 回路であるが、本回路の周波数特性が広帯域化を制限する要因の一つである。本章では、伝送帯域幅 10 GHz を超えるさらなる広帯域化に向け、テラヘルツ帯 (> 100 GHz) におけるアナログ回路広帯域化の課題を整理し、テラヘルツ帯における広帯域 Butler matrix 回路の設計方法を提案する。具体的には、Butler matrix 回路の多層構造設計、および Butler matrix 回路を構成する移相器および 3dB カプラの広帯域化に関して、それぞれ理論と形状最適化による設計方法を提案し、試作した導波管回路の OAM モード生成分離性能を評価する。さらに、試作回路を組み込んだサブテラヘルツ帯 OAM 多重伝送実験評価により、32 GHz の伝送帯域幅を用いて 1.58 Tbps の無線伝送が実現可能であることを示す。

第 5 章は、アンテナ技術による高周波帯無線伝送における高利得化に関する章である。具体的には、イメージングリフレクタアンテナを用いた OAM-MIMO 多重伝送の高利得化、フォトニクス技術を用いた大規模アンテナ構成および超高密度ビーム形成による無線伝送の高利得化について述べる。無線伝送の高利得化は空間伝搬損失を補う伝送距離の延伸の側面を持ち、実効的なアンテナサイズの拡大が有効である。本章では、まず OAM モードの回転対称分布を正確に維持しつつ、アーレアンテナの拡大像を形成して実効的なアンテナサイズを拡大する軸外しイメージングリフレクタアンテナを提案する。そして、提案リフレクタアンテナを用いた OAM-MIMO 多重伝送の実験を行い、送受信それぞれの実効アンテナ径の拡大に比例した伝送距離の延伸が可能であることを実証する。次に、フォトダイオードによる 2 光波の差周波に相当する無線信号の生成手法と、各光波の位相制御により無線信号の位相制御が可能な特徴を用いて、大規模アーレアンテナ構成における経済的・実用的な 2 次元無線ビームフォーミング方式を提案する。動作原理を検証するために、計算機シミュレーションおよび実験によりアーレアンテナの各要素における無線信号の位相を評価する。提案する光 Butler matrix 回路または光可変時間遅延器を用いた構成により、アーレアンテナから出力される無線信号に空間的な位相勾配を与えることで、それぞれ方向固定または可変の複数の無線ビームが同時形成可能であることを示す。

第 6 章では、以上の研究によって得られた成果を総括し、本論文の結論を述べる。

謝辞

本論文は、筆者が NTT 株式会社未来ねっと研究所在職中ならびに大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻博士後期課程在学中に行った研究を、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻、丸田章博 教授の御指導のもとにまとめたものであり、本研究を遂行するにあたり、終始懇切丁寧なる御指導、御鞭撻を賜りました丸田章博 教授に謹んで深謝の意を表します。

論文作成にあたり多くの御指導を頂きました、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻、落合秀樹 教授、三科健 准教授に深く感謝いたします。さらに、大阪大学大学院工学研究科に在学中、情報通信工学全般ならびに本研究に関して多大なるご指導、ご教示を賜った、滝根哲哉 教授、田中雄一 教授、宮地充子 教授をはじめとする大阪大学大学院工学研究科 電気電子情報通信工学専攻情報通信工学コースの諸先生方、清水昌平 教授、駒谷和範 教授をはじめとする大阪大学産業科学研究所の諸先生方に厚く感謝申し上げます。

さらに、本研究を進めるにあたり有益なご助言やご議論を頂いた大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻、久野大介 助教に深く御礼申し上げます。

また、NTT 株式会社未来ねっと研究所において、これらの研究を行う機会を与えていただき、熱心な励ましを賜った未来ねっと研究所、赤羽和徳 所長、清水敬司 部長（現 NTT アドバンステクノロジ株式会社）、鈴木賢司 部長に深く感謝いたします。本研究の遂行にあたり、日頃より熱心なご指導、ご協力を頂いた、未来ねっと研究所、芝宏礼 グループリーダー（現 NTT 先端技術総合研究所 企画部長）、工藤理一 グループリーダー（現 アクセスサービスシステム研究所 グループリーダー）、増野淳 グループリーダー、山田貴之 グループリーダー、李斗煥 上席特別研究員、平賀健 主任研究員、福本浩之 研究主任、八木康徳 研究主任、景山知哉 研究員、伊藤穂乃花 研究員、鈴置皓介 研究員、に心より感謝いたします。

また、未来ねっと研究所の同期である中村政則 特別研究員をはじめ、職場の皆様には研究を進めるにあたり多大なる御協力を頂きましたことを、深く感謝いたします。

共同研究において、軌道角運動量多重伝送技術の理論検討および実験検証に係る深い知見に基づいたご意見やアドバイスをいただいた早稲田大学 前原文明 教授と研究室の皆様、および南カリフォルニア大学 Alan E. Willner 教授と研究室の皆様に心よりお礼を申し上げます。

本論文執筆にあたり、御協力頂いた大阪大学大学院工学研究科事務補佐員、押鐘好美 氏、および大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻フォトニックネットワーク工学領域の皆様に感謝申し上げます。

最後に、学業および研究遂行において大きな精神的支えとなってくれた友人達、そして日頃から惜しみ

ない援助と協力を頂いた家族に心から感謝いたします。

目次

内容梗概	i
謝辞	iii
第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	4
1.3 本論文の構成	6
第2章 高周波帯無線システムの課題と技術動向	9
2.1 緒言	9
2.2 高周波帯無線システムにおける課題	9
2.3 軌道角運動量多重伝送技術	12
2.4 大規模アレーランテナのビームフォーミングシステム構成	14
2.5 フォトニクス技術を応用した高周波帯無線伝送技術	15
2.6 結言	17
第3章 軌道角運動量多重伝送システムの構成	19
3.1 緒言	19
3.2 OAM-MIMO 多重伝送技術	20
3.2.1 Multi-UCA を用いた OAM-MIMO 多重伝送方式	20
3.2.2 OAM-MIMO 多重伝送システムの伝送容量解析	23
3.3 システム構成	26
3.3.1 デジタルアナログハイブリッド構成	26
3.3.2 演算量と性能の比較	30
3.4 28 GHz 帯伝送実験による性能評価	31
3.4.1 シールドルームでの伝送実験	31
3.4.2 28 GHz 帯フィールド伝送実験	41
3.5 結言	43

第 4 章	Sub-THz 帯広帯域アナログビームフォーミング導波管回路の設計方法	45
4.1	緒言	45
4.2	Butler matrix 回路の構成部品設計および性能評価	46
4.2.1	テーパ導波管	48
4.2.2	差動移相器	49
4.2.3	3-dB カプラの設計	52
4.3	8 × 8 Butler matrix 回路の設計および性能評価	56
4.3.1	Butler matrix 回路の 3D モデル設計	56
4.3.2	試作 Butler matrix 回路の性能評価	57
4.4	8 × 8 Butler matrix 回路を用いた Sub-THz 帯広帯域伝送実験評価	61
4.5	結言	67
第 5 章	長距離高利得伝送に向けた Sub-THz 帯ビームフォーミングシステムの構成	69
5.1	緒言	69
5.2	イメージングリフレクタアンテナ技術	70
5.2.1	OAM 多重伝送における伝送距離と伝送容量の関係	70
5.2.2	軸外しイメージングリフレクタアンテナ技術	71
5.2.3	アンテナ径の拡大像形成による伝送距離の延伸についての実験検証	75
5.2.4	軸外しイメージングリフレクタアンテナを用いた Sub-THz 帯伝送実験評価	77
5.3	フォトニクス技術を用いた超高密度無線ビームフォーミング技術	80
5.3.1	フェーズドアレーアンテナシステム	80
5.3.2	フォトミキシングによる高周波帯無線信号生成	82
5.3.3	光マトリクス無線ビームフォーミング技術	83
5.3.4	時間遅延制御型可変ビームフォーミング技術	87
5.4	結言	89
第 6 章	結論	91
参考文献		95
略語一覧		105
本論文に関する原著論文		109

第1章

序論

1.1 研究背景

近年の情報通信技術の急速な発展に伴い、モバイルデータトラヒックは指数関数的な増大を続けている。また、4K/8K をはじめとした動画ストリーミングの高精細化に加え、現在飛躍的な進歩を遂げつつある拡張現実 (Augmented Reality : AR)，仮想現実 (Virtual Reality : VR)，メタバースなどの没入型アプリケーションの発展・普及に伴うコンテンツの多様化などにより、モバイルデータトラヒックは今後も継続的な増大が見込まれている。さらに、無線通信の利用は個人の娯楽領域を越え、製造業におけるスマートファクトリーや自動運転技術、医療産業における遠隔医療システムなど、高い性能と信頼性が求められるミッションクリティカルな産業・社会システムへと急速に拡大している。図 1.1 において報告されたグローバルモバイルデータトラヒックの予測を示す。2022 年には月間データトラヒックが 100 EByte を上回り、本レポートが作成された 2024 年から 2030 年にかけて年平均成長率 19 % で増大することが予想されている。日本国内でも同様に、移動通信における総データ

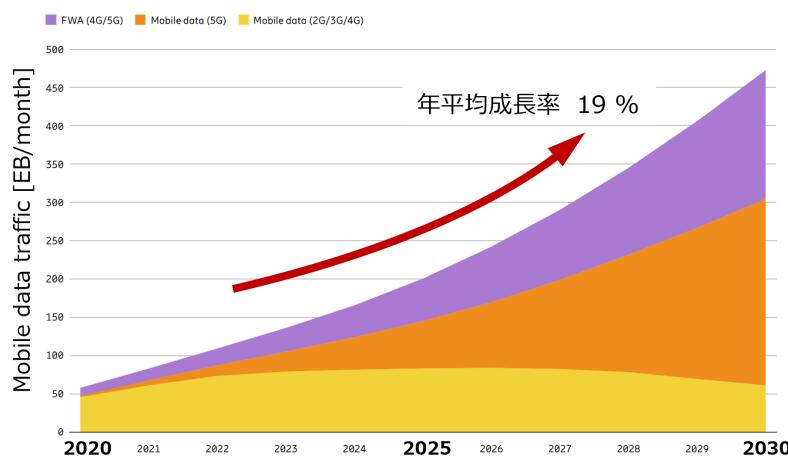


図 1.1: グローバルモバイルデータトラヒックの予測 [1]

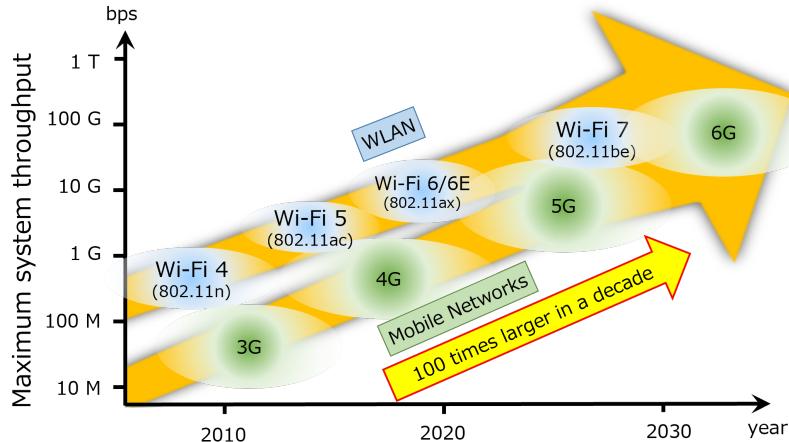


図 1.2: 無線システムの世代交代とシステム容量

トラヒックは、2023 年 11 月時点で前年同月比 19.6 % 増という高い伸びを記録しており、LTE (Long Term Evolution) サービスの開始（2010 年 12 月）から約 14 年間で 109 倍に増加したことが報告されている [2, 3]。

このような無線通信需要に対応するため、これまで無線システムは約 10 年に一度の頻度で世代交代を重ね、システム容量を向上させてきた。図 1.2 に、代表的な無線システムの変遷と伝送容量の関係を示す。Wi-Fi (Wireless Fidelity) は主に IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) の策定する標準規格 IEEE802.11 を使用した無線 LAN (Local Area Network) であり、基本的に免許不要周波数帯を用いた自営無線である。一方で移動通信システムは基本的に国から免許を交付された通信事業者が運営し、広範囲なネットワークを構築・提供する公共の無線通信インフラである。第 3 世代移動通信システム（3G）以降は 3GPP (3rd Generation Partnership Project) による無線規格の国際標準化が行われている。両者は屋内・屋外等の利用シーンや通信範囲、管理主体などの観点で様々な違いがあるが、互いに補完的な役割を果たすことにより現在の無線通信環境を支えている。本節では、社会インフラとしての役割が求められる移動通信システムに注目し、システムの大容量化の観点からこれまでの技術の変遷を述べる。

1980 年代の第 1 世代移動通信システム（1G）は無線通信による音声通話を主用途として開発された。1G はラジオ放送と同様の原理に基づくアナログ信号伝送であり、ハードウェアを含むシステム実装が比較的容易であった半面、アナログ信号はノイズや干渉の影響を受けやすく、通話品質が不安定になることが頻繁にあった。また、複数のユーザが同時に通話をを行うことを可能とするために、1G では周波数分割多元接続 (Frequency Division Multiple Access : FDMA) が用いられ、ユーザ毎に異なる狭い周波数チャネルを割り当てる方式が採用された。しかしながら、FDMA 方式ではユーザ間の干渉を防ぐために複数の周波数チャネル間にはガードバンドと呼ばれる干渉回避用の帯域を用意する必要があり、結果的に周波数利用効率が低く、システム容量は主に都市部などにおいて早期に限界を迎えた。

このような課題を克服すべく 1990 年代に登場したのが、デジタル変調技術を基盤とする第 2 世代移

動通信システム（2G）である。デジタル化により雑音耐性が劇的に向上し、クリアな通話品質が実現されたのみならず、テキストや画像などのデータ伝送が可能となり、モバイルインターネットサービスが提供可能となったことが主要な変化である。2Gでは主に2つの多元接続方式が実用化された。一つは、特定の周波数帯を微小な時間単位（タイムスロット）に分割し、ユーザに割り当てる時分割多元接続（Time Division Multiple Access : TDMA）である。1990年代初頭にNTTドコモがTDMA方式を基盤とする日本独自方式のデジタル携帯電話（Personal Digital Cellular : PDC）を実用化し、9.6 kbpsのデータ伝送速度を実現している。もう一つが、各ユーザの信号を固有の拡散符号でスペクトラム拡散し、同一周波数帯域上で多重化する符号分割多元接続（Code Division Multiple Access : CDMA）である。Qualcomm社が開発した本技術を基盤とするcdmaOneが1990年代後半から2000年代初頭にかけて普及し、優れた周波数利用効率と干渉耐性を有することから、PDCを凌駕する最大144 kbpsのデータ伝送速度を実現し、次の世代の基礎を築いた[4]。

続く2000年代の第3世代移動通信システム（3G）では、上記の多元接続方式を含めて世界各国で乱立する方式を統一すべく、国際電気通信連合（International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector : ITU-R）はIMT-2000（International Mobile Telecommunications-2020）という統一規格のフレームワークを策定した[6]。これによりグローバル標準化の動向が加速し、多元接続方式に関しては、CDMAをさらに広帯域化させたW-CDMA（Wideband-CDMA）が標準化された[5]。より広い周波数帯域幅を利用することでデータ伝送の高速化を図るとともに、パケット交換方式への全面的な移行が進み、常時接続環境におけるデータ通信の大容量化を実現した。3Gにおけるデータ伝送速度は、およそ十数Mbps程度であった。

ところが、2000年代後半のスマートフォンの登場によりデータトラヒックは爆発的に増大し、3Gの容量を凌駕する新たな技術革新を必要とした。この要求に応えたのが、2010年代の第4世代移動通信システム（4G）、LTEである。4Gでは大容量化に向けた主要技術として、直交周波数分割多元接続（Orthogonal Frequency Division Multiple Access : OFDMA）とMIMO（Multiple-Input Multiple-Output）技術が導入された。OFDMAは、利用可能な周波数帯域を多数の狭帯域な直交サブキャリアに分割し、ユーザの通信品質に応じて動的に割り当てる方式である。これにより、周波数選択スケジューリングによる周波数利用効率の向上が実現された[7]。さらに、送受信双方で複数のアンテナを用いるMIMO技術が、大容量化に決定的な役割を果たした。MIMO技術により、同一周波数・同一時間に複数の異なるデータストリームを送信する空間多重化によって、アンテナ数に比例して通信容量を増大させることを可能となった[8]。4Gでは 2×2 や 4×4 のMIMOが実用化され、4Gでは最終的に静止時最大1 Gbps、高速移動時に100 Mbpsというデータ伝送速度の飛躍的向上に成功している。

2020年代よりサービスが開始された現行の第5世代（5G）移動通信システムでは、利用周波数帯の拡大と空間利用の高度化が図られた。5Gでは従来のマイクロ波帯に加え、ミリ波と呼ばれる新たな周波数帯が導入された。さらに、空間利用効率を大幅に高める技術としてMassive MIMOが導入された[9]。これは、基地局のアンテナ素子数を数十から数百へと大幅に増加させる技術であり、高精度なビームフォーミングによって特定のユーザに電波のエネルギーを集中させることができる。これにより、ユーザ間の干渉を精密に抑制し、エリア全体のスループットを飛躍的に向上させる。これらの技術仕様は3GPPの

Release 15 以降で標準化されており [10], ミリ波を用いることにより最大で 20 Gbps のデータ伝送速度を実現している.

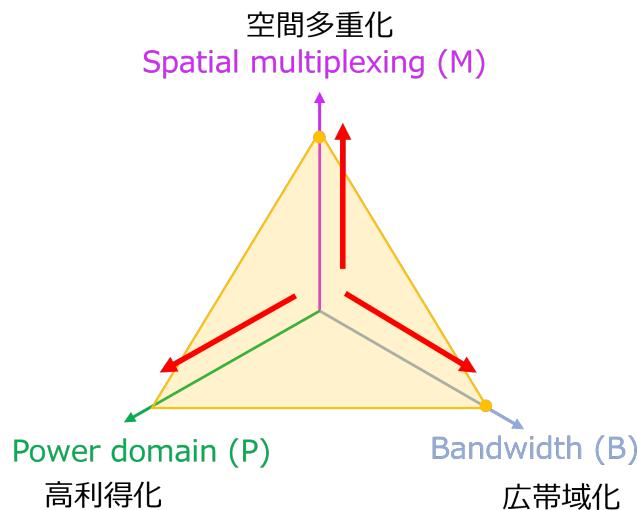
1.2 研究目的

コンテンツやアプリケーションの多様化により継続的な増大が予測されるモバイルデータトラヒックに対応するため, 将来の無線システムではさらなる大容量化が求められる. 2030 年代の第 6 世代移動通信システム (6G) では, 5G をさらに超越するテラビット (Tbps) 級の超大容量通信が目標とされている. ITU-R では, 2030 年以降の IMT-2030 ((International Mobile Telecommunications-2030) のフレームワークとして 6G のビジョンが議論されている [11].

図 1.3 に, 大容量化に向けたアプローチを示す. 伝送路の雑音の確率密度関数がガウス分布に従う場合の最大相互情報量は, シャノン・ハートレーの定理で知られる通信路容量 $C[\text{bit/s/Hz}]$ であり, 次式で与えられる [12, 13].

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma_n^2} \right) \quad (1.1)$$

ここで, B は帯域幅, P は受信信号電力であり, σ_n^2 は雑音電力である. ここで, 空間的に独立な M 個の伝送路を用意できると仮定し, 各伝送路 m を用いた伝送における受信信号電力を P_m とすると, 総伝送



$$\text{Capacity} = B \sum_{m=1}^M \left[\log_2 \left(1 + \frac{P_m}{\sigma_n^2} \right) \right]$$

図 1.3: 大容量化の方針

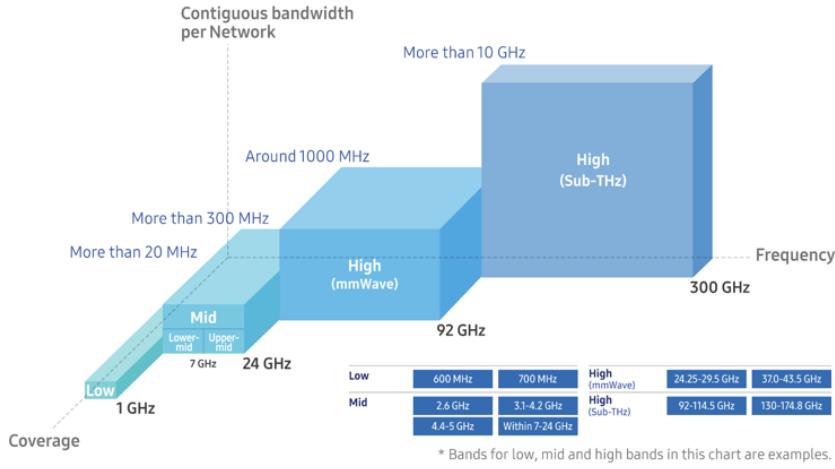


図 1.4: 高周波数帯の利用可能帯域幅 [17]

容量は式 (1.1) の伝送容量の総和として以下のように表すことができる。

$$C = B \sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P_m}{\sigma_n^2} \right) \quad (1.2)$$

式 (1.2) より、無線伝送の大容量化には、図 1.3 に示す空間多重数の増大（空間資源）、伝送帯域幅の拡大・広帯域化（周波数資源）、および高利得化（電力資源）のアプローチが有効であることがわかる。1.1 節で述べたように、3G までは基本的に限られた周波数資源を効率的に活用し、伝送速度を式 (1.1) の通信路容量にいかに近づけるかという方向性であった。ところが 4G では、このような周波数利用効率の向上に加えて、複数のアンテナ素子を用いて空間的に独立な複数の伝送路を形成する MIMO 技術が導入され、空間資源の活用が本格化した。さらに 5G ではミリ波帯の開拓が進み、周波数資源を増やして利用可能な帯域幅を拡大するとともに、Massive MIMO 技術等により空間資源のさらなる有効利用が進みつつある。

このように、限られた資源の中で式 (1.2) の通信路容量を実現する周波数利用効率の高効率化は非常に長い歴史の中で発展を遂げており、さらなる効率化を追求するだけでは今後の指數関数的に増大する無線通信需要に対応することは困難である。そのため、新たな無線資源の獲得に向けた研究開発をさらに推進する必要がある。2030 年代の 6G に向けては、さらなる周波数資源の利用可能範囲を拡大すべく、ミリ波帯に加えて、サブテラヘルツ（Sub-THz）帯やテラヘルツ（THz）帯などのさらなる高周波帯の活用が注目されている [14, 15, 16]。図 1.4 に、Samsung 社の 6G Vision[17]において示された高周波帯の利用可能帯域幅を引用する。高周波帯ではマイクロ波帯と比較して遙かに潤沢な周波数資源が存在し、ミリ波帯ではおおよそ 1 GHz 幅程度、Sub-THz 帯では 10 GHz を超える帯域幅が利用可能であり、高周波帯は将来の大容量データ伝送を支える主要な周波数資源となることが期待されている。

本論文では、これまで紹介した社会課題および技術的動向を踏まえ、周波数資源の潤沢な高周波帯無線システムにおいて、無線伝送の空間多重化・広帯域化・高利得化にそれぞれアプローチすることにより、6G 以降の将来の無線システムにおける無線伝送容量の飛躍的向上をめざす。

1.3 本論文の構成

図 1.5 に本論文の構成を示す。第 2 章では、将来の高周波帯無線システムの特徴と課題、および空間多重化・広帯域化・高利得化にそれぞれ必要な要素技術について説明し、本研究の位置づけを明らかにする。その上で、複数の空間モードを持つビームを同一方向に重ねて伝送可能な空間モード多重伝送、および高周波帯無線システムの実用的・経済的なビームフォーミングシステム構成に関する技術動向を示す。さらに、光の広帯域性および低消費電力特性を活用し、光伝送ネットワークとのシームレスな接続および経済的な高周波帯無線システムの構築を可能とする、フォトニクス技術の無線システムへの応用について紹介し、第 3 章以降の技術提案への導入とする。

第 3 章は、電波の軌道角運動量 (Orbital Angular Momentum : OAM) を用いた、無線伝送の空間多重化方式の高度化に関する章である。異なる OAM を持つ電波のビームは互いに直交し、同一方向に多重伝送可能であることが知られている。OAM は円筒座標系における円周方向に対する電磁波の空間分布を利用した直交基底である。本章では、ビームの円筒座標系における径方向の自由度をさらに用いて無線伝送の空間多重数を飛躍的に増大する OAM-MIMO 多重伝送技術を提案する。さらに、OAM-MIMO 多重伝送のビームフォーミングに係る機能をデジタル処理とアナログ処理に効率的に配分するデジタルアナログハイブリッド構成を提案する。次に、提案構成を含む複数のアンテナ構成およびシステム構成における回路規模・演算量と伝搬環境変化への耐性について比較し、提案構成の実用性を示す。そして、OAM-MIMO 多重伝送システムを試作して実験系を構築し、28 GHz 帯において 2 GHz の伝送帯域幅を用いて最大伝送速度 200 Gbps の無線伝送を実現した成果について述べる。

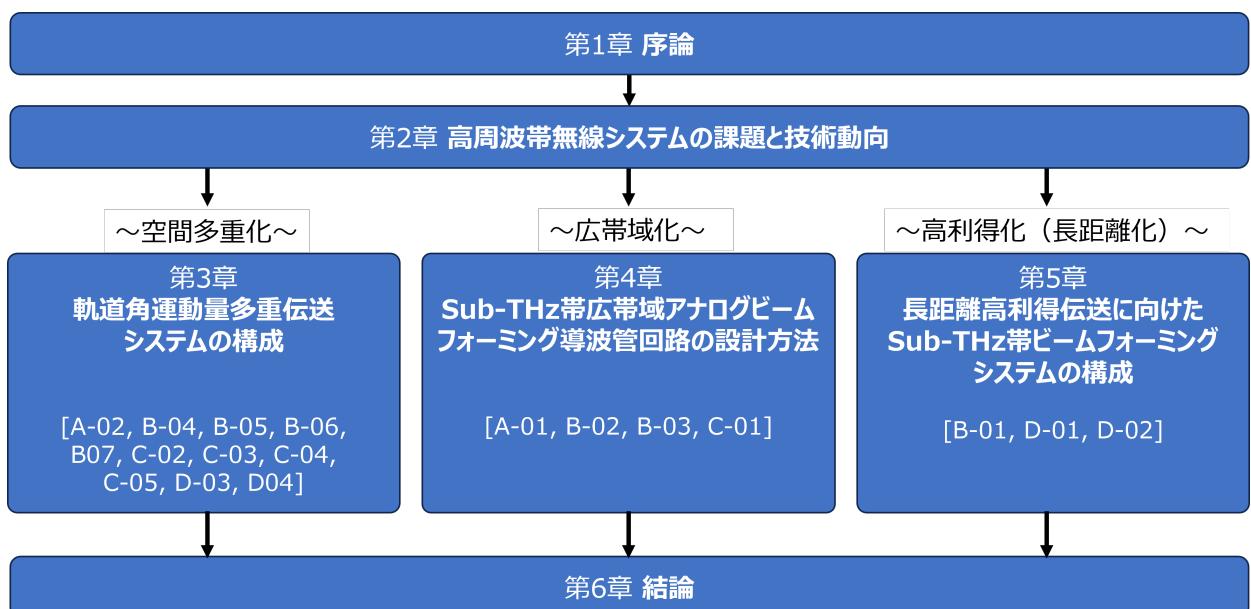


図 1.5: 本論文の構成（各章の [] 内は本論文に関する原著論文であり、109–111 ページ参照）。

第4章は、高周波導波管回路による、OAM多重伝送のさらなる高周波・広帯域化に関する章である。第3章で提案したOAM-MIMO多重伝送システムのデジタルアナログハイブリッド構成におけるアナログ処理部はOAMモードの生成分離処理を担うButler matrix回路であるが、本回路の周波数特性が広帯域化を制限する要因の一つである。本章では、伝送帯域幅10GHzを超えるさらなる広帯域化に向け、Sub-THz帯(100–300GHz)におけるアナログ回路広帯域化の課題を整理し、Sub-THz帯における広帯域Butler matrix回路の設計方法を提案する。具体的には、Butler matrix回路の多層構造設計、およびButler matrix回路を構成する移相器および3dBカプラの広帯域化に関して、それぞれ理論と形状最適化による設計方法を提案し、試作した導波管回路のOAMモード生成分離性能を評価する。さらに、試作回路を組み込んだSub-THz帯OAM多重伝送実験評価により、32GHzの伝送帯域幅を用いて1.58Tbpsの無線伝送が実現可能であることを示す。

第5章は、実効的なアンテナ面積の拡大による高周波帯無線伝送の高利得化に関する章である。具体的には、イメージングリフレクタアンテナを用いたOAM-MIMO多重伝送の高利得化、フォトニクス技術を用いた大規模アンテナ構成および超高密度ビームフォーミングによる無線伝送の高利得化について述べる。無線伝送の高利得化は空間伝搬損失を補う伝送距離の延伸の側面を持ち、実効的なアンテナサイズの拡大が有効である。本章では、まず、OAMモードの回転対称分布を正確に維持しつつ、アレーアンテナの拡大像を形成して実効的なアンテナサイズを拡大する軸外しイメージングリフレクタアンテナを提案する。そして、提案リフレクタアンテナを用いたOAM-MIMO多重伝送の実験を行い、送受信それぞれの実効アンテナ径の拡大に比例した伝送距離の延伸が可能であることを実証する。次に、フォトダイオードを用いた2光波の差周波に相当する無線信号の生成手法と、各光波の位相制御により無線信号の位相制御が可能な特徴を用いて、大規模アレーアンテナ構成における経済的・実用的な2次元無線ビームフォーミング方式を提案する。動作原理を検証するために、計算機シミュレーションおよび実験によりアレーアンテナの各素子における無線信号の位相を評価する。提案する光Butler matrix回路または光可変時間遅延器を用いた構成により、アレーアンテナから出力される無線信号に空間的な位相勾配を与えることで、それぞれ方向固定または可変の複数の無線ビームが同時形成可能であることを示す。

第6章では、以上の研究によって得られた成果を総括し、本論文の結論を述べる。

なお、本論文では、行列を \mathbf{X} のように大文字の太字、ベクトルを \mathbf{x} のように小文字の太字を用いて表す。行列 \mathbf{X} のインデックス p, q に対応する要素を $X_{p,q}$ 、行列 \mathbf{X} をブロック分割したインデックス p, q に対応するブロック行列を $\mathbf{X}_{p,q}$ 、行列 \mathbf{X} の行列式を $\det(\mathbf{X})$ 、行列 \mathbf{X} のエルミート共役を \mathbf{X}^H で表す。また、ベクトル \mathbf{x} のインデックス p に対応する要素を x_p 、値 x の複素共役を x^* で表す。なお、上記のインデックス p, q は、必ずしも行または列の順番を表す自然数ではなく、行または列に一意に対応するインデックスとして用いる場合もあることに注意されたい。

第2章

高周波帯無線システムの課題と技術動向

2.1 緒言

本論文では、周波数資源の潤沢な高周波帯において高度に空間資源の活用を行う高周波帯空間多重伝送システムを研究の対象とし、空間多重化・広帯域化・高利得化の3つのアプローチにより、無線システムの大容量化をめざす。本章では、高周波帯無線システムの特徴と課題、および空間多重化・広帯域化・高利得化にそれぞれ必要な要素技術について説明し、本研究の位置づけを明らかにする。その上で、複数の空間モードを持つビームを同一方向に重ねて伝送可能な空間モード多重伝送、および高周波帯無線システムにおいて高度な空間多重伝送を行うための実用的・経済的なビームフォーミングシステム構成に関する技術動向を示す。さらに、光の広帯域・低損失な特性を活用し、光伝送ネットワークとのシームレスな統合および経済的な高周波帯空間多重伝送システムの構築を可能とする、フォトニクス技術の無線システムへの応用について紹介し、第3章以降の技術提案への導入とする。

2.2 高周波帯無線システムにおける課題

一般に周波数が高いほど直進性が高く見通しパスが支配的となるため、電波の回折や多重反射による空間カバレッジの確保や、パスダイバーシチを活用した信号の空間多重化はあまり期待できない。また、高周波帯の開拓により伝送帯域幅のさらなる拡大が可能である一方で、無線周波数（Radio Frequency：RF）デバイスのアナログ動作帯域や増幅器利得、回路損失等により実際に利用可能な帯域幅は制限される。マイクロ波帯と比較してミリ波帯やテラヘルツ（THz）帯のデバイス技術は発展途上であり、さらなる技術開発が求められる状況にある。さらに、波長を λ 、伝搬距離を d とすると、アンテナ実効面積 $A = \lambda^2/4\pi$ が小さく、自由空間伝搬損失 $L_P = (4\pi d/\lambda)^2$ が大きい。結果的に高周波帯ほど受信利得が小さくなり、通信可能なエリアが小さくなる傾向がある。このような物理的特徴により、高周波帯は従来のマイクロ波帯と比較して空間リソースの利活用に大きな課題が生じるため、高周波帯無線システムでは無線基地局をこれまでと比較してよりユーザに近い位置に高密度に配置し、大容量通信可能なスポットを拡大することになる。また、基地局アンテナを多素子化し、高利得な鋭いビームを多数形成する空間分割多重伝送により、自由空間伝搬損失を補償しつつ広いエリアをカバーするMassive MIMO技術が提案・議

論され、標準化が進んでいる。さらには、様々な無線信号処理を担う基地局とアンテナを分離し、よりユーザに近い位置に多数のアンテナを分散して配置することによって、障害物等による遮蔽を補いつつ複数アンテナが協調して空間カバレッジを拡張する分散 MIMO (Distributed MIMO) 技術など、高度に空間資源を活用する空間多重伝送方式が提案されている。

図 2.1 に、めざす将来の高周波帯空間多重伝送システムを示す。上記のような技術動向から、基地局間や基地局とコアネットワークを繋ぐバックホール回線および基地局と張り出しアンテナを接続するフロントホール回線の数も膨大となり、複雑なネットワークを形成することが想定される。したがって、将来の高周波帯無線システムでは現在主に光ファイバネットワークとして提供されるこれらバックホール・フロントホール回線の一部を無線で代替し、いかなる場所にも低コストで柔軟に基地局やアンテナを設置できることが望ましい [18, 19, 20, 21]。しかしながら、これらのネットワークには、第1章で述べた通り、各基地局配下のユーザの無線トラヒックを束ねたテラビット級にも及ぶ膨大なトラヒックを収容可能なシステム容量が必要である。

次に、基地局とユーザを繋ぐアクセスネットワークでは、空間リソースが潤沢であるため、先述の

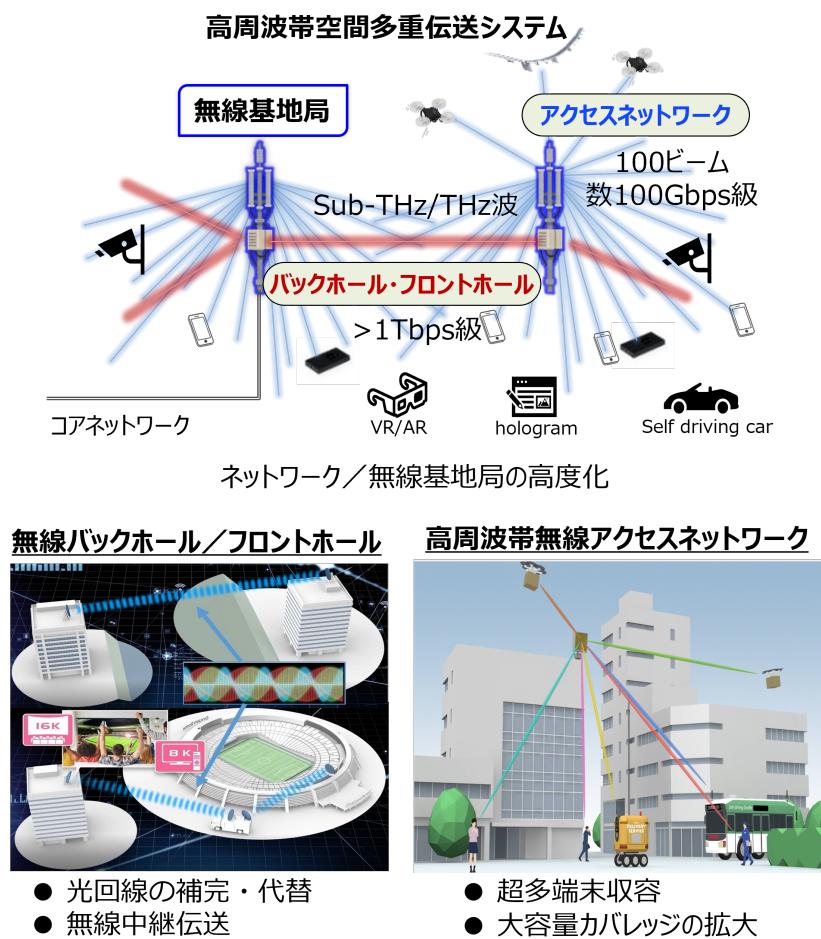


図 2.1: めざす高周波帯空間多重伝送システム

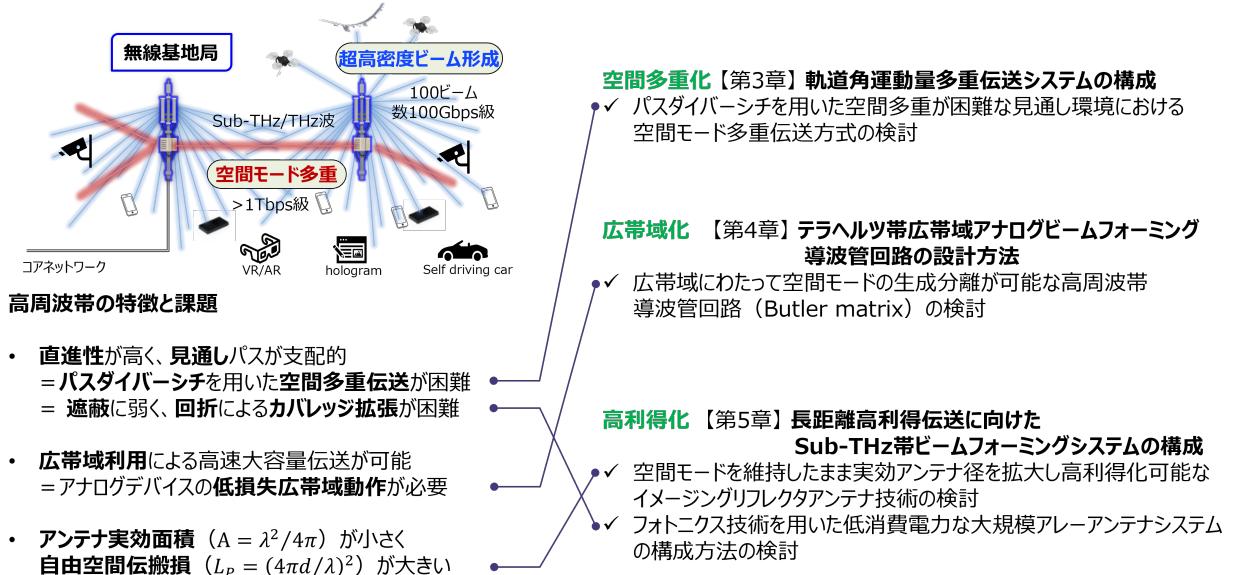


図 2.2: 高周波帯における課題とアプローチ

Massive MIMO 技術や分散 MIMO 技術など、大規模アンテナを用いた高利得化と高密度ビームフォーミングによる空間分割多重伝送が有望である。一方で、アンテナの大規模化は基地局コストや消費電力の増大に直結する。したがって、アクセスマッシュワークでは特にアンテナの大規模化、すなわち高利得化の観点でシステム構成方法に大きな課題がある。

図 2.2 に、空間多重化、広帯域化、高利得化の観点から、各アプリケーションシナリオにおける高周波帯空間多重伝送システム大容量化の課題と本論文のアプローチを整理する。第 3 章では、空間多重伝送方式の高度化に向け、パスダイバーシチの確保が困難な無線バックホール・フロントホールのシナリオにおける空間モード多重伝送方式および実用的・経済的なシステム構成の検討を行う。第 4 章では、伝送帯域幅のさらなる広帯域化に向け、100 GHz を超える Sub-THz 帯において、第 3 章で検討した空間モード多重伝送システムに必要なアナログ回路素子の広帯域設計の検討を行う。第 5 章では、高周波帯空間多重伝送システムの高利得化に向け、小型なアレーアンテナの拡大像形成（アンテナ実効面積拡大）により自由空間伝搬損失の補償が可能なイメージングリフレクタアンテナ技術の検討を行う。さらに、アクセスマッシュワークにおける高利得高密度ビームフォーミングに向け、フォトニクス技術を用いた低コスト低消費電力な大規模アレーアンテナシステムの構成方法について検討する。

本章では以降、第 3 章から第 5 章の技術提案に関する従来技術の動向や動作原理を紹介する。2.3 節では、本論文で着目する空間モード多重伝送方式である軌道角運動量 (Orbital Angular Momentum : OAM) 多重伝送技術の基本原理および関連技術動向を紹介する。2.4 節では、アレーアンテナを前提とした高周波帯無線ビームフォーミングシステム構成について、デジタル信号処理負荷や装置コストの観点から一部機能をアナログ回路素子が担うデジタルアナログハイブリッド構成の概要を紹介する。2.5 節では、フォトニクス技術を応用したさらなる高効率・省電力な高周波帯空間多重伝送システムの構成方法の

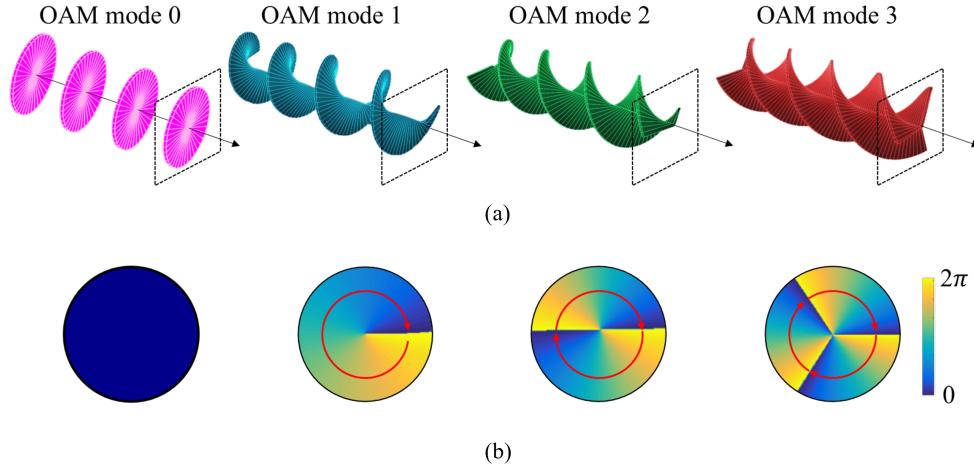


図 2.3: OAM モード (ビーム) の波面

検討に向け、関連技術動向および将来の光伝送システムの構想を紹介する。

2.3 軌道角運動量多重伝送技術

OAM は、電磁波の物理量の一つであり、異なる OAM を持つビームは互いに直交することが知られている。図 2.3 に OAM ビームの波面形状を示す。OAM ビームは空間位相分布によって特徴付けられ、OAM モード 0、すなわち軌道角運動量を持たない平面波は平坦な位相面を持つ一方で、軌道角運動量を持つ他の OAM モードはそれぞれ異なる螺旋状の波面を持つ。伝搬方向に垂直な面上では、図 2.3 に示すように線形に回転する空間位相分布を有している。OAM を持つ代表的なビームは、円筒座標系におけるヘルムホルツ方程式の解として導出されるラゲールガウシアンビームやベッセルビームなどがある。 z 方向に伝搬するラゲールガウシアンビームは円筒座標系 (r, ϕ, z) において以下のように表される。

$$u_p^l(r, \phi, z) = \left\{ \frac{\sqrt{2}r}{w(z)} \right\}^{|l|} L_p^{|l|} \left[\frac{2r^2}{\{w(z)\}^2} \right] \exp \left[-jkz - \frac{r^2}{\{w(z)\}^2} - \frac{jkr^2}{2R(z)} + j\Psi(z) \right] \exp(jl\phi) \quad (2.1)$$

ここで、 k は波数、 $L_p^{|l|}(x)$ は一般化ラゲール陪多項式であり、 $L_p^{|l|}$ の下添字 p は径方向のモード次数、上添字 l は円周方向のモード次数、すなわち OAM モードの次数を表す整数値である。一般化ラゲール倍多項式は、ラゲールの陪微分方程式、

$$\left\{ x \frac{d^2}{dx^2} + (l+1-x) \frac{d}{dx} + (p-l) \right\} L_p^{|l|}(x) = 0 \quad (2.2)$$

を満たす多項式であり、以下のように表される。

$$L_p^l(x) = \frac{e^x x^{-l}}{p!} \frac{d^p}{dx^p} (e^{-x} x^{p+l}) \quad (2.3)$$

また, $w(z)$ はビーム径, $R(z)$ は波面の曲率, $\Psi(z)$ は焦点近傍における平面波からの位相ずれを表すグイ位相であり, $z = 0$ におけるビーム径 w_0 を用いてそれぞれ

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{2z}{kw_0^2} \right)^2} \quad (2.4)$$

$$R(z) = z \left\{ 1 + \left(\frac{kw_0^2}{2z} \right)^2 \right\} \quad (2.5)$$

$$\Psi(z) = (|l| + 2p + 1) \tan^{-1} \left(\frac{2z}{kw_0^2} \right) \quad (2.6)$$

と表される。なお, $p = l = 0$ のとき, 式 (2.1) は最も基本的なガウシアンビームを表す。

また, ベッセルビームは以下のように表される。

$$u_l(r, \phi, z) = \alpha_l J_l(k_r r) \exp(-jk_z z) \exp(jl\phi) \quad (2.7)$$

ここで, α_l は正規化定数, $J_l(x)$ は l 次の第一種ベッセル関数である。 k_r , k_z はそれぞれ r 方向, z 方向の波数であり, $k_r^2 + k_z^2 = k^2$ の関係にある。

式 (2.1) および式 (2.7) の最後の項 $\exp(il\phi)$ が円周方向に対する OAM モードの位相分布を示し, 回転数は OAM モードの次数 l に等しい整数値をとる。なお, 電力あるいは振幅分布は ϕ に依存しない。したがって, これらはフーリエ級数の各項に対応し, 正規直交基底を形成することがわかる。すなわち,

$$\int_0^{2\pi} \exp(jl_1\phi) \exp(-jl_2\phi) = \begin{cases} 1 & (l_1 = l_2) \\ 0 & (l_1 \neq l_2) \end{cases} \quad (2.8)$$

である。さらに, この項は伝搬距離に依存しないため, 伝搬に伴って円周方向の位相分布の周期性が崩れることはなく, OAM モード間の直交性は保証されることがわかる。なお, ラゲールガウシアンビームやベッセルビームは OAM モードを持つビームの一例であり, 上記の円周方向の空間分布が OAM モードを表すため, 径方向の分布は任意である。また, 図 2.3 の表現は円偏波のそれと似ているためしばしば混同されるが, スピン角運動量として知られる偏波と OAM は異なる物理量である。偏波は空間上的一点で定義される電場の方向であるのに対して, OAM は電場の空間的な複素振幅分布であり, 点では定義できない空間的な広がりを持つ。したがって, OAM と偏波は独立な自由度として併用することができ, OAM と偏波を組み合わせることで複雑な空間モードが生成できる [22, 23]。

OAM ビームの形成方法に関する研究報告には, スパイラル位相板 (Spiral Phase Plate: SPP) [24, 25], ホログラフィック板 (Holographic Plate: HP) [26], メタサーフェス (Metasurface) [27], 等間隔円形アレーアンテナ (Uniform Circular Array: UCA) [28, 29, 30] を用いたものなどがあり, 光通信および無線通信の両分野における信号多重伝送も実証されている [30, 31, 32]。UCA を用いた方法は他の方法とは異なり, ビームコンバイナ等を用いた同軸ビーム合成を必要とせず, 単純なアンテナ構成で OAM ビームの同軸同時生成が可能であることから, 無線通信における最も実用的な構成であると考える。

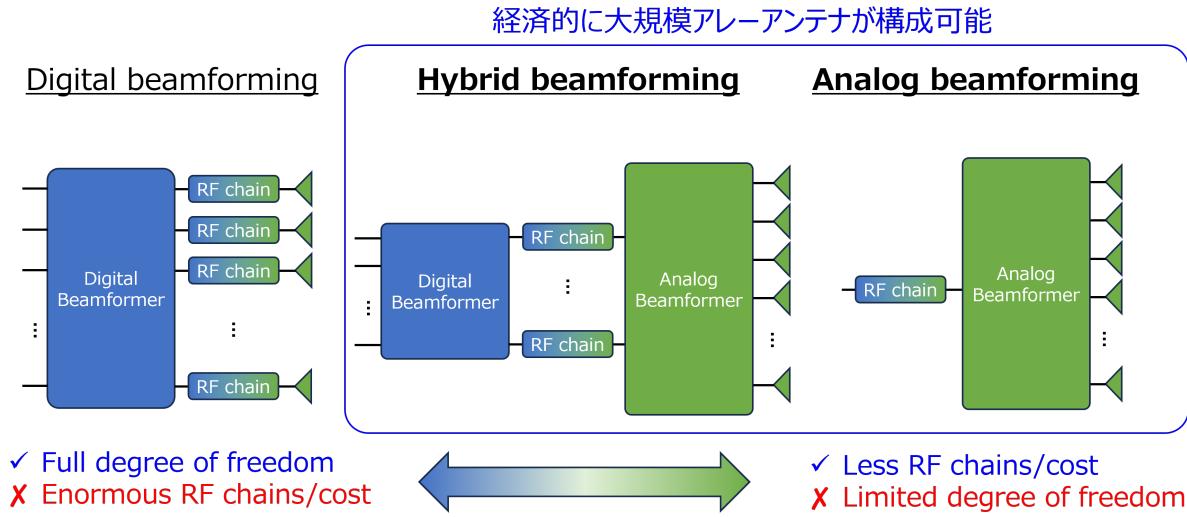


図 2.4: ビームフォーミングシステム構成の比較

2.4 大規模アーレーアンテナのビームフォーミングシステム構成

2.2 節で述べた高周波帯の物理的特徴を補うため、高周波帯空間多重伝送システムでは、アーレーアンテナの多素子化によって細く鋭いビームを形成することにより、高利得化と空間分割多重伝送を実現する Massive MIMO 技術が検討されている [33]. しかしながら、大規模アーレーアンテナによるビームフォーミングをデジタル信号処理によって実現する場合の信号処理量は素子数の 2 乗から 3 乗のオーダーで増大し、広帯域化に伴うシンボルレートの高速化も相まってデジタル信号処理負荷が膨大となってしまう。さらに、デジタルアナログコンバータ (Digital-to-Analog Converter : DAC) やミキサ、增幅器等を含む RF 波形生成のための一連の RF チェーンはハードウェアコストや消費電力が非常に高く、特に高周波帯における広帯域伝送ではその傾向が顕著である。このため、ビームフォーミングの機能の一部または全てをアナログ回路が担い、RF チェーンの数やそれに伴うデジタル信号処理量を効率的に低減するためのビームフォーミングシステム構成が多数提案されている [34, 35].

図 2.4 に、ビームフォーミングシステム構成の比較を示す。デジタルビームフォーミング構成では、全てのアンテナ素子に RF チェーンが接続され、各アンテナ素子への移相振幅制御は全てデジタル処理部が担う。この場合、最大でアンテナ素子数と同数のビームを任意に形成できる自由度を有し、理論上最高の性能と柔軟性を実現する。しかし、上記の演算量やハードウェアコスト・消費電力に関する課題が顕著となるため、大規模な商用展開は現実的ではない。一方、主に性能評価における理論的な上限を示すベンチマークとして重要な役割を果たす。

このような性能と実装コストのトレードオフの観点で対極にあるのがアナログビームフォーミング構成である。アナログビームフォーミング構成では、単一の RF チェーンから生成された RF 波形をアンテナ素子に分配給電し、各アンテナ素子の位相制御をアナログ回路が担う。具体的には、固定あるいは可変の

移相回路網を用いて各アンテナへの給電位相を制御することによりビーム方向を制御する方式である。この方式は IEEE 802.11ad 標準規格 [36] などのミリ波帯無線システムにおいて実用化された実績がある。RF チェーンの系統数を絞ることにより、コストと消費電力を大幅に削減できる上に、ビームフォーミング機能をアナログ回路が担うため、アレーの大規模化に伴うデジタル演算負荷も極めて低く抑えられる。なお、可変利得増幅器あるいは減衰器を用いれば給電電力（振幅）の制御も技術的には可能だが、設計製造やキャリブレーションが複雑である上にハードウェアコストや回路規模が大幅に増大してしまい、デジタルビームフォーミング構成に対する利点が大幅に損なわれる。そのため、後述のハイブリッド構成も含めてアナログ処理部は構造がシンプルで省電力・低成本な移相回路網で構成することが一般的である。一般に特定の方向に電波が同相合成されるようにアンテナ素子への給電位相を制御するものであり、ビーム形状を柔軟に制御することは困難である。この構成をマルチユーザ環境における無線アクセスに用いる場合、所望のユーザ以外への干渉抑圧能力が低く、同時アクセス可能なユーザ数やシステム容量の観点で劣る場合が多いと考えられる。

最後に、デジタルアナログハイブリッド構成について述べる。本構成は、デジタルビームフォーミングの持つ高い性能および柔軟性と、アナログビームフォーミングの持つ低コスト・省電力・低演算量という利点を組み合わせた現実解を追求する構成である。RF チェーンの数をアンテナ素子数に比べて大幅に低減しつつ、ビームフォーミング機能をデジタル処理部とアナログ処理部に効果的に配分する構成が実現できる [37]。デジタルアナログハイブリッド構成の性能は、ハードウェアアーキテクチャだけではなく、デジタル処理部とアナログ処理部の協調制御方法に大きく依存することから、様々な送信予等化あるいは受信等化方式が提案されている [38]–[53]。アナログまたはデジタルアナログハイブリッド構成は、マイクロ波伝送システムと比較して帯域幅、すなわちシンボルレートが大幅に上昇し、アンテナ素子数が膨大となる高周波帯空間多重伝送システムにおいて、経済的に大規模アレーインテナを構築するための現実的な構成であると考えられる。5G NR 仕様では、このようなハードウェア実装の多様性を許容するため、物理層の動作として特定のビームフォーミングアーキテクチャを前提としない抽象化されたビームマネジメントのフレームワークを規定している [54]。例えば、チャネル状態情報（Channel State Information : CSI）のフィードバックにはコードブック方式が用いられ、端末は最適なプリコーディング行列指標（Precoding Matrix Indicator: PMI）を基地局に報告するが、その PMI を基地局がどのように解釈し、自局のハイブリッドビームフォーミング構成の制御パラメータ（デジタルプリコーダやアナログ移相器の移相量など）に変換するかについては、各ベンダーの実装に委ねられている [55]。

2.5 フォトニクス技術を応用した高周波帯無線伝送技術

現在の無線システムにおける高周波帯無線信号生成方法は、マイクロ波伝送システムで発展したエレクトロニクス（電子）技術を極限まで高周波化するアプローチに基づいており、基本原理は電子的な周波数アップコンバージョンである。具体的には、まず電圧制御発振器などの発振器を用いて、比較的低い周波数で安定した基準信号を生成し、この基準信号の周波数を周波数倍器によって整数倍に変換することで、高周波帯の搬送波を生成する。次にこの搬送波を用いて、ベースバンドあるいは中間周波数

(Intermediate Frequency : IF) 信号をアップコンバージョンすることにより、高周波帯無線信号を得る。受信側の構成も基本的にはこの逆の方法でダウンコンバージョンを行う構成となる。このような電子デバイスでは、高電子移動度トランジスタ (High Electron Mobility Transistor : HEMT) やヘテロ接合バイポーラトランジスタ (Heterojunction Bipolar Transistor : HBT) といった半導体素子を、高周波帯で直接動作するように高性能化している。[58] では、高い出力電力を持つ InP (Indium Phosphide) HBT 技術と、集積度の高い CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) 回路を組み合わせた InP-CMOS ハイブリッド技術を用いて、300 GHz 帯において 100 Gbps の無線伝送に成功している。また、[59] では、SiGe (Silicon Germanium) HBT の優れた高周波性能と、高度な CMOS の処理能力を併せ持つ SiGe BiCMOS 技術を用いてモノリシックマイクロ波集積回路 (Monolithic Microwave Integrated Circuit : MMIC) を構築し、140 GHz 帯において最大 80 Gbps のデータストリーミングが可能なビームフォーミングシステムが報告されている。

なお、移動通信システムのコアネットワークは光伝送システムを基盤としている。電子デバイスを用いて高周波無線信号を生成する現在の一般的な無線システムでは、光伝送ネットワークから送られてきた光信号を一度ベースバンド電気信号に変換してデジタルデータ信号系列を復調し、無線伝送のプロトコルに従ったデジタル信号処理を施す。このようなベースバンドを経るプロセスでは、インターフェース部分において遅延や消費電力、高速デジタル信号処理などの負荷が課されることになる。2.2 節で述べたように、高周波帯無線システムではこれまでと比較して非常に広帯域高速な信号処理が要求されることに加え、基地局が稠密に配置され、バックホール回線を通して複雑なネットワークを構成する。また、アンテナを基地局機能と分離してフロントホール回線により分散配置する分散アンテナ構成が検討されている。そのため、高周波帯無線基地局や分散アンテナなどのインターフェース部分にこのような負荷が課されることは、運用コストの増大や高い実用化障壁につながることが想定される。さらに、このインターフェースはプロトコルに依存するため、光伝送路の信号フォーマットを変更するたびに、インターフェースのハードウェアやソフトウェアの更新が必要となる可能性がある。これは、ネットワークの柔軟性、速度、電力効率の観点から実用上のボトルネックとなりうる。このような課題に対処するために、光信号をベースバンドに変換した後の復調処理を経ずに THz 帯の RF 信号にアップコンバートすることで、光領域高速信号処理によりリアルタイム大容量 THz 無線伝送を実現した成果が報告されている [57]。THz wireless fiber extender というコンセプトで提案されたこの方式はいわゆる非再生中継伝送と等価であり、インターフェース部分の遅延やハードウェアの複雑性を低く抑えながら、光ファイバ伝送区間の一部を高周波帯無線伝送区間に置き換えている。

このようなエレクトロニクス（電子）デバイスによるアプローチに対し、フォトニクス（光）デバイスを用いて、ベースバンドを経ることなく光信号を高周波帯無線信号に直接光電変換する方式がある。この方式の基本原理は、光ヘテロダイイン方式 [60] である。光信号を高周波無線信号に直接変換する光デバイスとしては、優れた高周波広帯域特性と高出力特性を両立する单一走行キャリアフォトダイオード (Uni-Traveling-Carrier Photodiode : UTC-PD) が広く用いられている [61, 62]。電子発振器は原理的に位相雑音が大きく、高周波帯の搬送波生成のために周波数を倍するとき、位相雑音も共に増幅される。一方、光ヘテロダイイン方式では、安定した光周波数コム光源などを基準に用いることで、高周波帯の位相

雑音を極めて低く抑えることが可能である [65, 66, 67, 68]. この技術は、光ファイバ伝送ネットワークとの高い親和性を持ち、高周波帯無線信号を生成する前段の光信号を、低損失な光ファイバ（損失：約 0.2 dB/km）を用いて伝送するアナログ光ファイバ無線（Analog Radio over Fiber : A-RoF）と呼ばれるシステム構成の実現に大きな役割を果たすことが期待されている [63, 64]. A-RoF システムは、分散アンテナ構成において、信号の変復調や周波数制御といった複雑な信号処理機能を CU（Central Unit）に集約し、RAU（Remote Antenna Unit）と CU の間のフロントホール回線を光ファイバで接続する。そして、この光ファイバフロントホール区間において、CU で生成した無線信号のアナログ波形をそのまま光搬送波に乗せて伝送し、RAU において UTC-PD を用いた光電変換により直接高周波無線信号を生成する。これにより、RAU 構成の大幅な簡易化やアンテナ設置自由度の飛躍的な向上が可能である。さらに、光ファイババックホール・フロントホールの一部区間を高周波帯無線システムで代替する方式も提案・実証されている [69, 70, 71]. これらの技術は、将来の高周波帯無線システムと光ファイバ伝送ネットワークとのシームレスな統合を可能とし、エリア展開を柔軟かつ低コストに実現することが期待されている。

デバイス技術の観点では、高周波電子集積回路と比較しても未だ発展途上にあるが、CMOS 製造プロセスと親和性の高いシリコンフォトニクス技術により、レーザーや変調器、フォトダイオードといった複数の光デバイスを单一のシリコンチップ上に集積する光集積回路（Photonic Integrated Circuit : PIC）や光電融合集積回路（Electronic and Photonic Integrated Circuit : EPIC）技術の研究が世界的に進められている [72].

図 2.5 に、次世代情報通信基盤として期待される IOWN (Innovative Optical and Wireless Network) 構想の概要を引用する [73, 74]. 光伝送ネットワークにおいて、ネットワークから端末まで、すべてにフォトニクス（光）ベースの技術を導入し、これにより現在のエレクトロニクス（電子）ベースの技術では困難な、圧倒的な低消費電力、高品質・大容量、低遅延伝送を実現するオールフォトニクスネットワークの構築をめざしている。第 5 章では、フォトニクス（光）ベースの技術導入によりオールフォトニクスネットワークを無線伝送領域まで拡張し、光の広帯域・低損失な特徴を活かした高周波帯空間多重伝送システム構成の高効率化を図る。

2.6 結言

本章では、本論文の研究対象である高周波帯無線システムにおける空間多重伝送方式の概要を示した。まず、2.2 節では、高周波帯無線システムの物理的特徴と課題について述べ、伝送容量の大容量化に必要な空間多重化、広帯域化、高利得化の観点から本論文における研究の方向性を明確化した。以降の各節では、本論文の研究内容に対応する基盤技術の原理説明および関連技術動向の紹介により、第 3 章以降への導入を行った。2.3 節では、電波の OAM を用いた空間モード多重伝送技術の概要と原理を説明し、OAM モード生成に係る関連技術動向を紹介した。2.4 節では、高周波帯空間多重伝送システムにおける実用的・経済的なビームフォーミングシステム構成を明確化し、デジタル処理とアナログ処理への効率的な機能配分が重要であることを述べた。2.5 節では、フォトニクス技術を応用した高周波帯無線伝送技術について述べた。

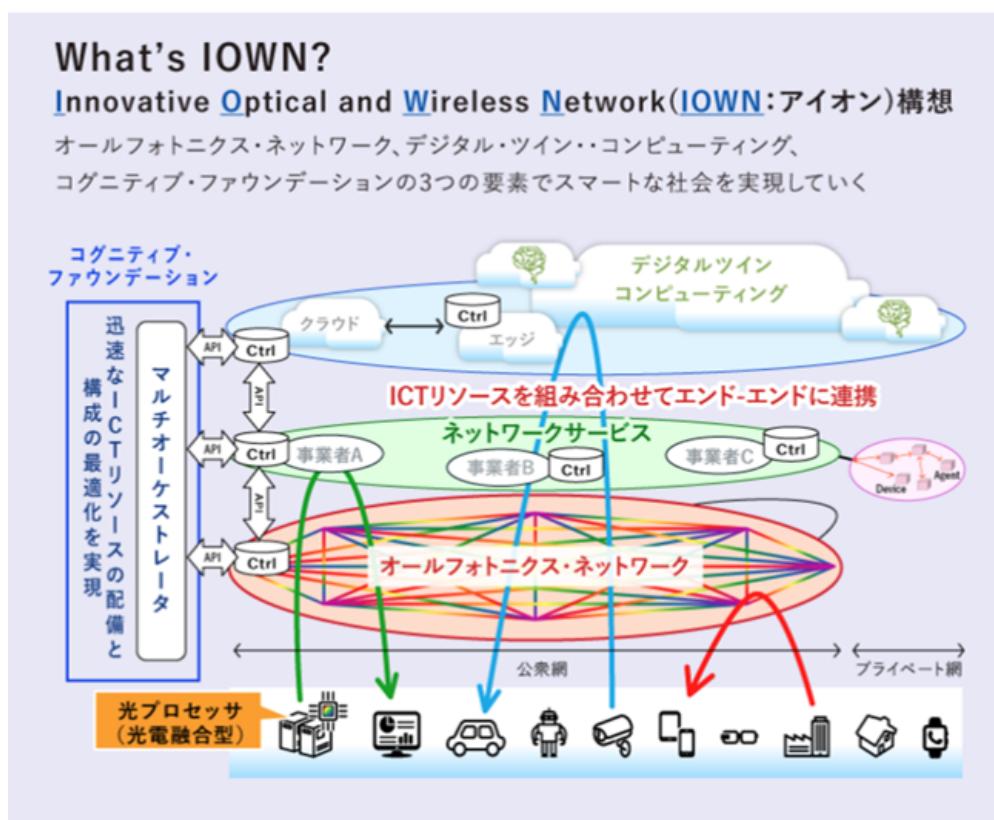


図 2.5: IOWN 構想の概要 [73]

第3章

軌道角運動量多重伝送システムの構成

3.1 緒言

本章は、高周波帯空間多重伝送システムにおける空間多重化方式の高度化に関する章である。第2章で述べたように、周波数が高いほど直進性が高く見通しパスが支配的となるため、無線バックホール・フロントホールのようなシナリオでは、電波の回折や多重反射によるパスダイバーシティ（マルチパス伝搬）を活用した信号の空間多重化は困難である。

このようなシナリオにおいて空間多重化を実現するアプローチとして、複数の空間モードを持つビームを同一方向に重ねて伝送可能な空間モード多重伝送方式が注目されている。本章では、2.3節に示す電波のOAMモードを用いた空間モード多重伝送の高度化および実用的・経済的なシステム構成について検討する。OAMは円筒座標系における円周方向に対する電磁波の空間分布を利用した直交基底であり、互いに直交する複数の空間モードを用いることにより、同軸同一方向に対する空間多重伝送が可能である。そこで、さらに無線伝送の空間多重数を飛躍的に増大するために、ビームの円筒座標系における径方向の自由度を用いて多重化を行うOAM-MIMO多重伝送技術を提案する。まずUCAを用いたOAM多重伝送の数学的理論背景を整理し、径方向の自由度を利用してUCAを同心円状に多重配置した多重UCA(Multi-UCA)に拡張する。次に、上記の数学的整理に基づき、OAM-MIMO多重伝送のビームフォーミングに係る機能をデジタル処理とアナログ処理に効率的に配分するデジタルアナログハイブリッド構成を提案する。そして、提案構成を含む複数のアンテナ構成およびシステム構成における回路規模・演算量と伝搬環境変動への耐性を比較し、提案構成の実用性を示す。最後に、OAM-MIMO多重伝送システムを試作して実験系を構築し、28 GHz帯におけるシールドルームおよびフィールド環境における伝送実験により、提案システムの有効性を検証する。

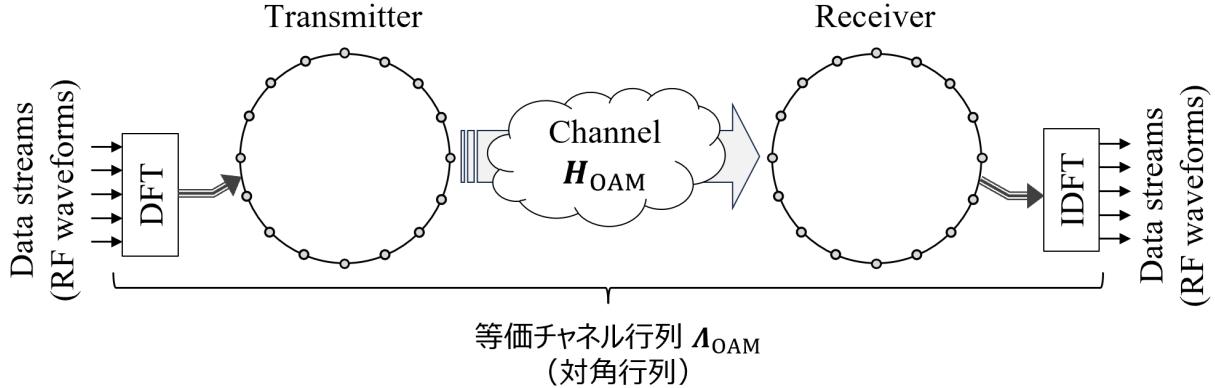


図 3.1: UCA を用いた OAM 多重伝送システムの概略図。

3.2 OAM-MIMO 多重伝送技術

3.2.1 Multi-UCA を用いた OAM-MIMO 多重伝送方式

本節では、Multi-UCA を用いた OAM-MIMO 多重伝送システムについて説明する。図 3.1 は、UCA を用いた OAM 多重伝送システムの概略図である。UCA 内のアンテナ素子数を n とすると、対向配置された UCA 間のチャネル行列 $\mathbf{H}_{\text{OAM}} = \{H_{(p,q)}\} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ は、アンテナ素子数が同一の場合、循環行列となる。ここで、 $H_{p,q}$ は、 q 番目 ($q = 1, 2, \dots, n$) の送信 UCA 素子と p 番目 ($p = 1, 2, \dots, n$) の受信 UCA 素子間のチャネル係数に対応する行列 \mathbf{H}_{OAM} の要素であり、次式で与えられる。

$$H_{p,q} = \frac{\rho\lambda}{4\pi D_{p,q}} \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}D_{p,q}\right) \quad (3.1)$$

ここで、 $D_{p,q}$ は、 q 番目の送信 UCA 素子と p 番目の受信 UCA 素子間の距離であり、 λ は波長、 ρ は利得や減衰、アンテナ素子における位相回転など、関連する全ての定数を含む係数である。このとき、 \mathbf{H}_{OAM} は離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform : DFT) 行列によって次のように対角化される。

$$\Lambda_{\text{OAM}} = \mathbf{W}^H \mathbf{H}_{\text{OAM}} \mathbf{W} \quad (3.2)$$

$$= \begin{bmatrix} \lambda_{l_1} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \lambda_{l_L} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ここで、 \mathbf{X}^H は行列 \mathbf{X} のエルミート共役を表す。複素数値 λ_l は OAM モード l ($l \in \{l_1, l_2, \dots, l_L\}$) のチャネル係数であり、 L は使用される OAM モードの総数 ($L \leq n$) である。DFT 行列 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{n \times L}$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_{l_1} \mathbf{w}_{l_2} \cdots \mathbf{w}_{l_L}] \quad (3.4)$$

$$(w_l)_x = \frac{1}{\sqrt{n}} \exp\left(-j 2\pi \frac{x-1}{n} l\right), \quad (x = 1, 2, \dots, n) \quad (3.5)$$

$$\mathbf{W}^H \mathbf{W} = \mathbf{I} \quad (3.6)$$

ここで、 \mathbf{w}_l は OAM モード l に対応する DFT 行列の長さ n の固有ベクトルであり、 \mathbf{I} は単位行列である。 l の取りうる整数値の範囲は n により以下のように表される。

$$\left\lfloor -\frac{n}{2} \right\rfloor + 1 \leq l \leq \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor \quad (3.7)$$

また、本論文では送受信間の DFT 処理の効果を含むチャネル行列 $\mathbf{\Lambda}_{\text{OAM}}$ を等価チャネル行列と呼ぶ。式 (3.2) は、チャネル行列を対角行列とそれを挟むユニタリ行列に分解した形となっている。これは特異値分解 (Singular Value Decomposition : SVD) による固有モード伝送 [13] に相当する形であり、等価チャネル行列は特異値分解における固有値を対角成分を持つ行列に相当する。等価チャネル行列の対角成分は複素数値であるため正の固有値とは異なるが、その大きさは等価であり、UCA の対向配置において独立かつ最適な固有モード伝送チャネルが形成されることがわかる。なお、UCA ベースの OAM 多重を DFT のような固定処理で実行する際には、UCA の空間的離散化に起因するエイリアシングモードに注意する必要がある。式 (3.7) に示される範囲の OAM モードが生成されると、それと同時に式 (3.7) の範囲外にあるエイリアシングモードも生成される。したがって、これらのエイリアシングモードが受信 UCA による空間サンプリング時のエイリアシングによって他の OAM モードと混合しないようにする必要がある。基本的に、送信 UCA と受信 UCA の素子数が同じであれば、エイリアシングモードは単純に元のモードに戻るため問題とはならない。エイリアシングモードの影響は、 \mathbf{H}_{OAM} の循環性が維持され、等価チャネル行列が定義通りに対角行列となるかどうかによって判断できる。

OAM 多重伝送の容量を向上させるためのアプローチとして、複数の送受信 UCA を並べて配置することで、空間多重数を増大させる OAM 多重伝送の並列化が考えられる [77, 78, 79]。しかしながら、異なる送受信 UCA 間の伝送は伝搬軸が一致しないため、異なる OAM モード間であっても独立ではない。したがって、例えば、異なる送受信 UCA の間に一定の距離を確保する、アンテナの指向性を鋭くして隣接 UCA への干渉を低減する、あるいは全データ系列にわたってデジタルチャネル等化処理を施すといった、データ系列を分離するための対策が必要となる。本章では、空間多重数の増大による伝送容量向上のため、UCA を同心円状に配置した Multi-UCA を用いた OAM-MIMO 多重伝送を提案する。Multi-UCA を用いた過去の研究報告には、各 UCA から異なる OAM モードを一つずつ生成するもの [80, 81] や、各 UCA から生成されるビームを遠方界放射パターンとしてベッセルビームに近似して容量を解析したもの [82] などがある。

図 3.2 に、本章で提案する Multi-UCA を用いた OAM-MIMO 多重伝送システムの概略図を示す。Multi-UCA 間のチャネル行列は次式で与えられる。

$$\mathbf{H}_{\text{OAM-MIMO}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{OAM}1,1} & \cdots & \mathbf{H}_{\text{OAM}1,N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{\text{OAM}N_R,1} & \cdots & \mathbf{H}_{\text{OAM}N_R,N_T} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

ここで、ブロック行列 $\mathbf{H}_{\text{OAM}_{a,b}} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ は受信 UCA a と送信 UCA b 間のチャネル行列であり、 N_R および N_T はそれぞれ受信アンテナおよび送信アンテナにおける UCA の数である。各ブロック行列は、

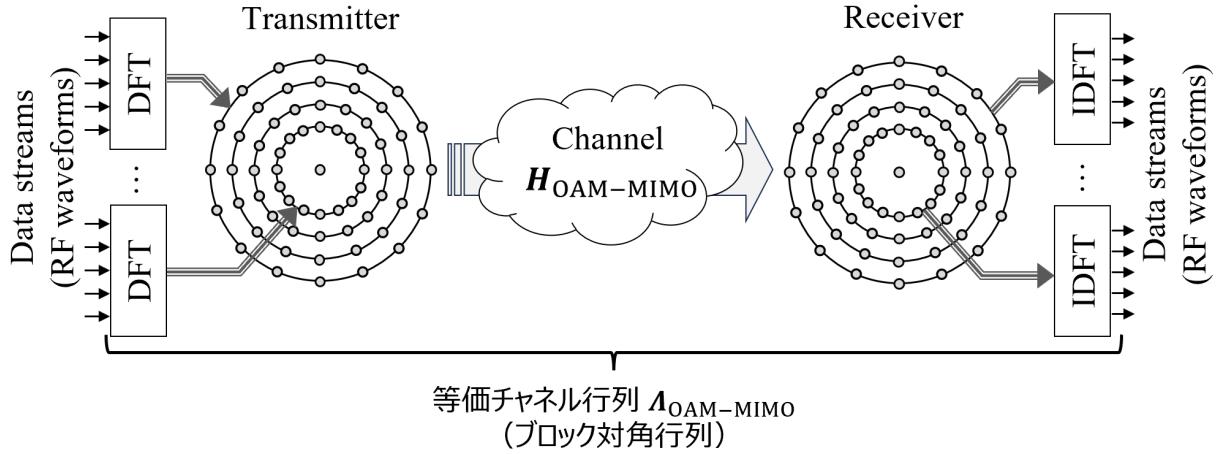


図 3.2: Multi-UCA を用いた OAM-MIMO 多重伝送システムの概略図。

式 (3.3) と同様の方法で DFT 行列によって対角化され、OAM 多重の等価チャネル行列 Λ_{OAM} に変換されるため、OAM-MIMO 多重伝送の等価チャネル行列は、複数の Λ_{OAM} を縦横に並べることによって形成される。したがって、OAM-MIMO 多重伝送の再構成された等価チャネル行列 $\Lambda_{\text{OAM-MIMO}}$ は、次式で与えられるブロック対角行列となる。

$$\Lambda_{\text{OAM-MIMO}} = \begin{bmatrix} \Lambda_{l_1} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \Lambda_{l_L} \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

$$\Lambda_l = \begin{bmatrix} \lambda_{1,1} & \cdots & \lambda_{1,N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{N_R,1} & \cdots & \lambda_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T} \quad (3.10)$$

ここで、複素数値 $\lambda_{a,b}$ は受信 UCA a と送信 UCA b 間の OAM モード l のチャネル係数を表す。すなわち、これは各 OAM モードにおいて独立した MIMO チャネルが得られることを意味する。よって、 $r_l \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ を OAM モード l の受信信号ベクトル、 $s_l \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ を OAM モード l の送信信号ベクトルとすると、次式が成り立つ。

$$r_l = \Lambda_l s_l \quad (3.11)$$

したがって、各 OAM モードの MIMO チャネル情報をフィードバックし、受信側および送信側で従来の MIMO ベースの信号処理を個別に適用することが可能となる。なお、OAM モード 0 のみがビームの中心点でエネルギーを有しており、他のモードは中心点が位相特異点となり、中心点ではエネルギーを持たない。そのため、中心点にアンテナ素子を配置すると、自ずと OAM モード 0 のチャネルのみが送受信できる。これにより、OAM モード 0 のチャネルには追加の自由度を与えることができる。

3.2.2 OAM-MIMO 多重伝送システムの伝送容量解析

本節では、Multi-UCA ベース OAM 多重伝送システムおよび他のマルチアンテナ技術によって達成可能な伝送容量について議論する。フルデジタル MIMO の伝送容量は、送信アンテナと受信アンテナ間のチャネルに依存し、その伝送容量は従来の MIMO 理論によって導出される。UCA を用いた OAM 多重と従来のフルデジタル MIMO の性能比較が報告されている [28, 75, 76]。フルデジタル MIMO は、アンテナ間のチャネル行列から導かれる理論的な最大伝送容量を達成する潜在能力を有しており、ハイブリッド MIMO を含む他のマルチアンテナ技術によって達成可能な伝送容量は、何らかの制約によりそれと同等かそれ以下となる。しかし、多数のアンテナを使用する場合、膨大な数のアンテナ素子に RF チェーンを接続し、全てのアンテナ素子間のチャネルに対して負荷の大きいフルデジタル MIMO 等化を適用することは実用的ではない。したがって、これらの比較においては、実用的な実装と現実的な伝送容量にも焦点を当てるべきである。

従来の MIMO と OAM-MIMO 多重伝送システム間の伝送容量の等価性を示す。まず、アンテナアレー間の MIMO 伝送容量は次式で与えられる [13]。

$$C = \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I} + \frac{P_t}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (3.12)$$

ここで、 \mathbf{H} は送信アンテナと受信アンテナ間のチャネル行列、 $\det(\mathbf{X})$ は正方行列 \mathbf{X} の行列式、 P_t は各アンテナ素子の平均送信電力、 σ_n^2 は平均雑音電力である。行列式は伝送容量に関連し、 \mathbf{H} のユニタリ変換に対して不変である。OAM-MIMO 多重伝送システムにおける処理に関して、送信側での OAM モード生成処理に対応する行列は次のように記述できる。

$$\mathbf{W}_{\text{OAM-MIMO}} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{W}_{N_T} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

ここで、 $\mathbf{W}_i \in \mathbb{C}^{n \times n}$ は UCA i に対する DFT 処理を示す。 $\mathbf{W}_{\text{OAM-MIMO}}$ はブロック対角行列であり、各対角ブロックはユニタリ行列であるため、この行列全体もユニタリ行列となる。また、行列の再配置操作は、行列の行列式に影響を与えない。再配置操作に対応する行列は、各行および各列に “1” が一つだけ含まれるため、ユニタリ行列である。したがって、式 (3.9) における $\Lambda_{\text{OAM-MIMO}}$ 、式 (3.8) における $\mathbf{H}_{\text{OAM-MIMO}}$ のユニタリ変換された行列となる。ゆえに、これらの伝送容量は等しい。ブロック対角行列の行列式は、各ブロック成分の行列式の積と等価である。

$$\det \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{pmatrix} = \det(\mathbf{A}) \det(\mathbf{B}) \quad (3.14)$$

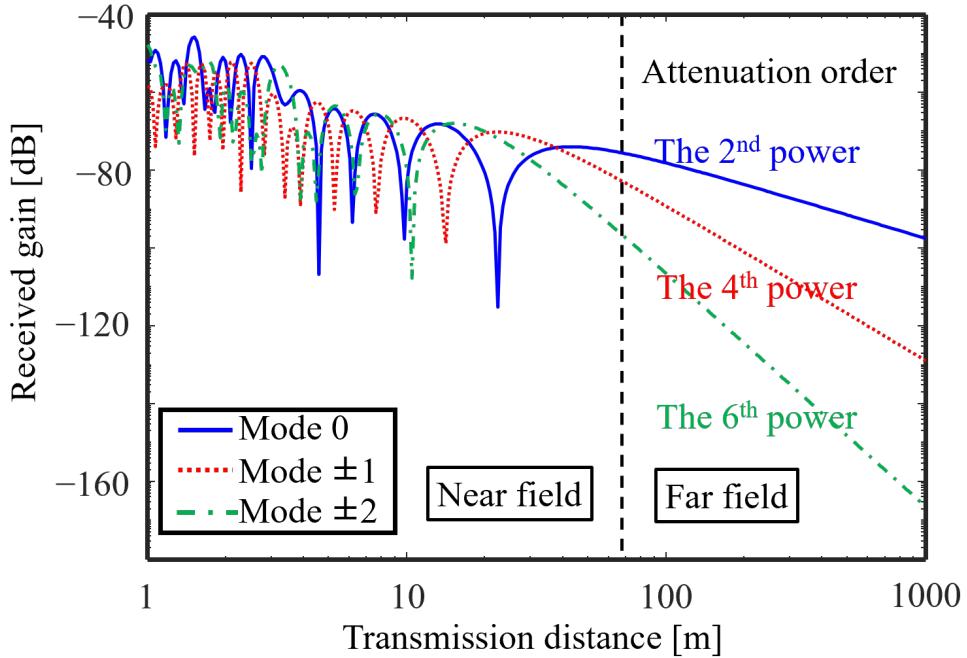


図 3.3: UCA 間の OAM モードの利得距離特性.

式 (3.14) を用いると、 $\Lambda_{\text{OAM-MIMO}}$ のチャネル容量は次のように変換できる。

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I} + \frac{P_t}{\sigma_n^2} \boldsymbol{\Lambda}_{\text{OAM-MIMO}} \boldsymbol{\Lambda}_{\text{OAM-MIMO}}^H \right) \right\} \\ &= \sum_l \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I} + \frac{P_t}{\sigma_n^2} \boldsymbol{\Lambda}_l \boldsymbol{\Lambda}_l^H \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.15)$$

式 (3.12) および式 (3.15) は、各 OAM モードにおける並列処理によって達成可能な伝送容量が、Multi-UCA 間の理論的な伝送容量と等価であることを示している。このことから、DFT ベースのシステム構成は、対向配置された Multi-UCA 間の理論的な最大伝送容量を達成可能であると結論付けられる。これにより、各 OAM モードのチャネル行列 $\boldsymbol{\Lambda}_l$ によって提供されるチャネル容量の昇順に、使用する OAM モードの RF チェーン数を単純に削減することが可能となる。このように使用する OAM モードを選択することは、OAM モード数が増加するにつれてアノログ回路におけるモード間干渉の抑制が相対的に困難になるという観点からも、実用性において重要である。ビーム広がりにより、高次の OAM モードは従来の OAM 多重と同様に利得が低下する傾向があるため、利用する OAM モードを低次のものに制限することにより、システム伝送容量の低下を抑えつつ、かつ RF チェーンを効率的に削減することができると考えられる。

図 3.3 は、周波数 28 GHz における直径 60 cm の 16 アンテナ素子を持つ送信 UCA から受信 UCA への OAM モード 0, ±1, ±2 の利得を示す。送信アンテナの近接界と遠方界で異なる利得距離特性を示し、これらの境界はレイリー距離 (Rayleigh Distance) あるいはフラウンホーファー距離 (Fraunhofer Distance) と呼ばれる。これは、ある開口からの軸上距離と開口端からの距離の差が十分小さくなり、指

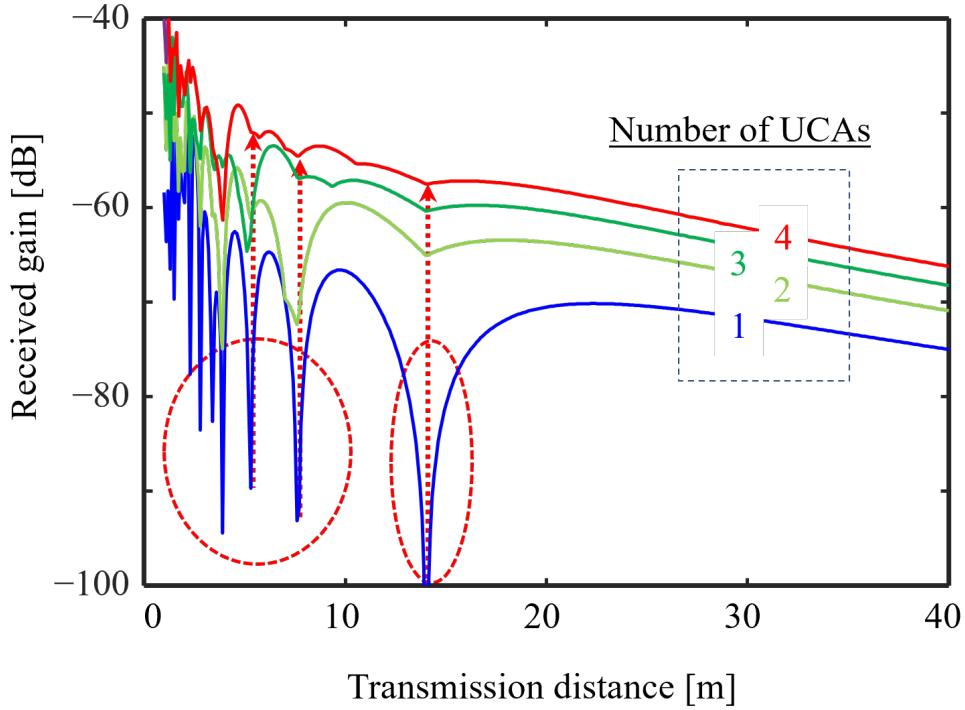


図 3.4: Multi-UCA 化による近傍界 OAM モード利得距離特性の変動の低減 (OAM モード ± 1) .

向性パターンに変化が生じなくなるとみなせる距離として定義される。一般にこの軸上距離と開口端からの距離の差は、位相差で $\pi/8$ が採用されている。このときのレイリー距離は次式で与えられる [83].

$$Z_R = \frac{2d^2}{\lambda} \quad (3.16)$$

ここで、 d は UCA の直径である。例えば、28 GHz 帯で直径 60 cm の UCA を使用した場合のレイリー長は約 67.2 m である。遠方界における距離に対する送受信 UCA 間の受信利得の変化は OAM モードに依存し、送受信アンテナ間距離 D に対して OAM モード l の距離減衰は $L_{p,l} \propto 1/D^{2(|l|+1)}$ となる。OAM モード 0 の距離減衰は $L_{p,0} \propto 1/D^2$ であり、これは通常の自由空間伝搬損失と一致するが、高次の OAM モードほど受信利得の低下は非常に大きなものとなる。もちろんこの事実だけで高次の OAM モードが遠方界になると直ちに全く利用できなくなると結論付けられるわけではなく、適切な無線回線設計により、増幅器やアンテナ利得などである程度は補償できる。

次に、図 3.4 に、近傍界における OAM モード ± 1 の受信利得距離特性の、アンテナ構成による違いを示す。具体的には、送受信アンテナが備える UCA の数による違いである。単一 UCA の場合、近傍界においては利得が激しく変化する一方で、UCA の数を増やすにつれて異なる利得特性が重なり合い、ダイバーシティ効果により変動が小さく抑えられることがわかる。

図 3.5 は、式 (3.15) から得られた、利用可能な全ての OAM モードを用いた場合の Multi-UCA 間の最大チャネル容量に対する、限られた数の OAM モードで達成可能な伝送容量の比率、すなわち相対伝送容量を示している。各 UCA のアンテナ素子数は 16 であるため、OAM モードの最大数は 16 となる。こ

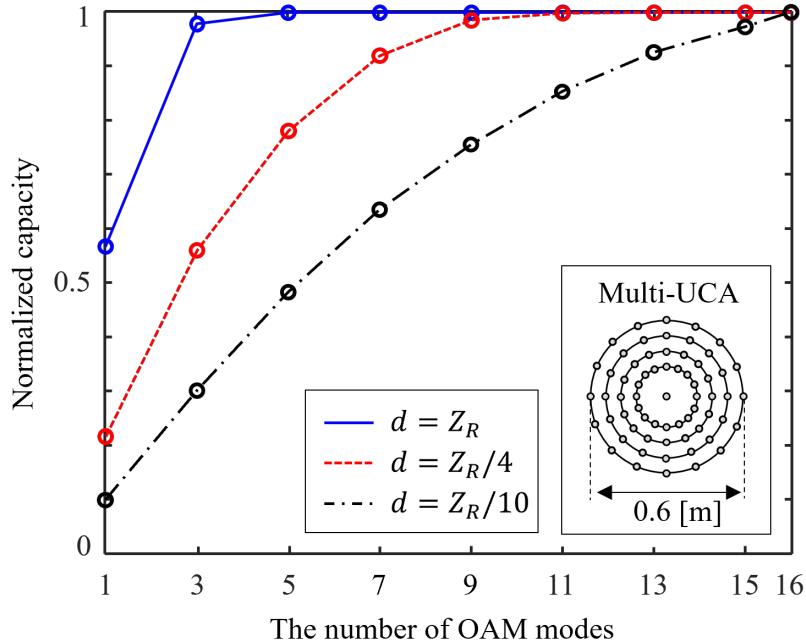


図 3.5: 最大チャネル容量（全 OAM モード利用）に対する利用 OAM モード数とチャネル容量の比.

のとき、低次 OAM モードが優先的に使用されることに留意されたい。例えば、「3 つの OAM モード」とは OAM モード 0 および ± 1 を指し、「5 つの OAM モード」とは OAM モード 0, ± 1 , および ± 2 をさす。28 GHz 帯で最大直径 60 cm の Multi-UCA を使用した場合、近傍界と遠方界の境界をあらわす式 (3.16) の Z_R は 67.25 m である。十分に近傍界となる領域では、各 OAM モードの伝送容量はほぼ同等となっている。しかし、伝送距離が長くなるにつれて、低次 OAM モードの伝送容量が最大チャネル容量の大部分を占めるようになる。したがって、適切なモード選択が重要となり、前述のように、目標とする伝送距離に応じてアンテナのサイズと使用する OAM モード（低次 OAM モード）を固定することが可能となり、これにより利用しない OAM モードの RF チェーンを削減できる。

3.3 システム構成

3.3.1 デジタルアナログハイブリッド構成

OAM-MIMO 多重伝送システム構成として、図 3.6 に示すように、Cluster 型と Fully-connected 型の 2 つのデジタルアナログハイブリッド構成を提案する。両構成は同数の RF チェーンを備え、フルデジタル MIMO と比較して少数であり、各 UCA には DFT 処理のためのアナログデバイスとして Butler matrix 回路が搭載されている。Butler matrix 回路は RF 受動アナログ回路であり、先行研究 [75] で言及されているように、ビームフォーミングにおける実装コストと消費電力の削減に有効である。これは、第 2 章で述べたアナログおよびハイブリッドビームフォーミング構成の一形態である。ハイブリッド MIMO やビームスペース MIMO など [38]–[53] におけるハイブリッドビームフォーミング構成は、伝搬

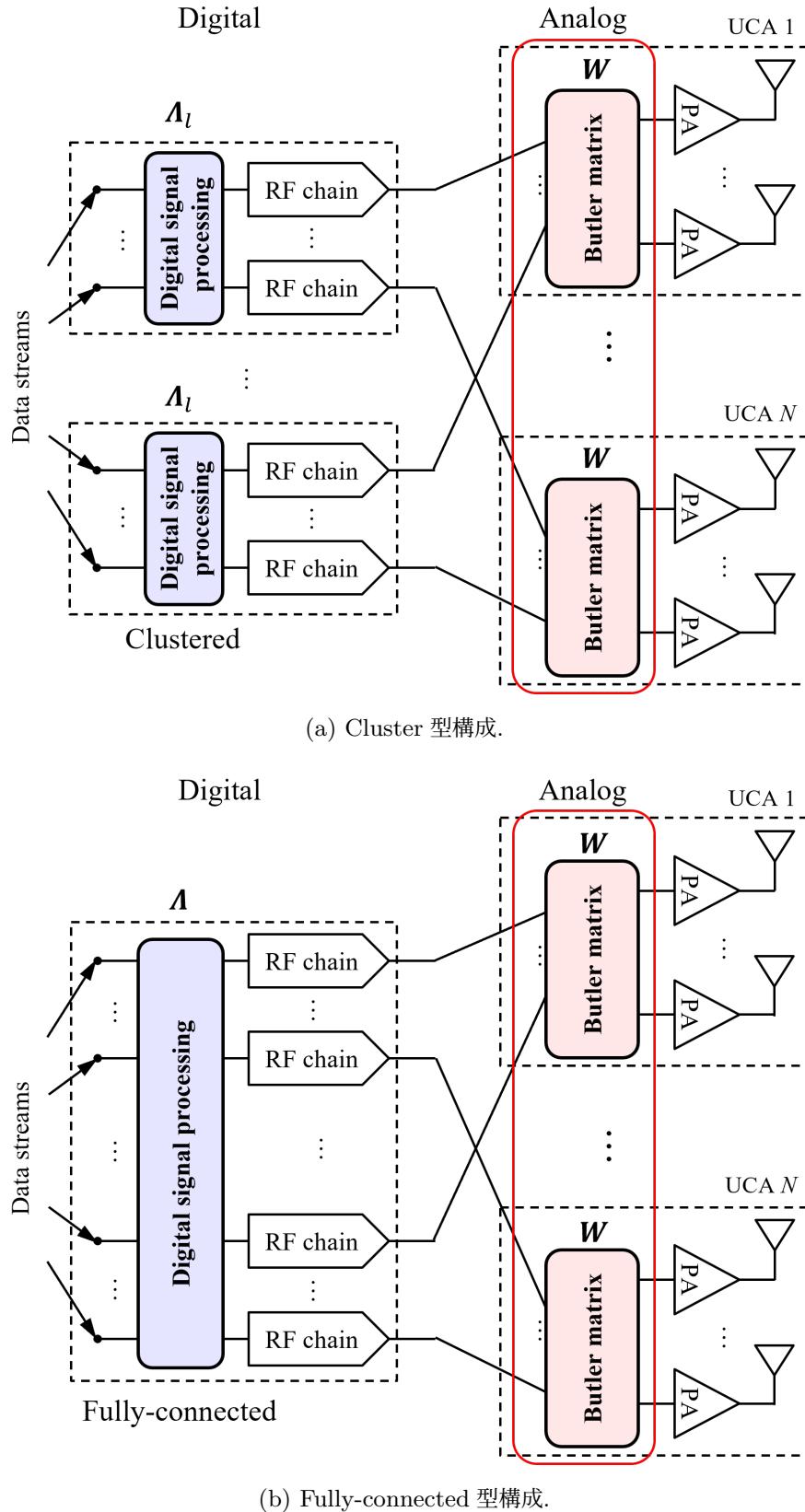


図 3.6: 提案する OAM-MIMO 多重伝送システムのデジタルアナログハイブリッド構成.

環境変動に対処するために可変移相器を含む RF アナログネットワーク回路を備える。このアナログ回路部分において制御可能なパラメータが位相のみであることや、ハードウェアの複雑性の低減のため RF ネットワーク回路の簡素化などが図られた結果、フルデジタル構成と比較してビームフォーミングの自由度が低下しており、システム伝送容量はアンテナ素子間の最大チャネル容量と比較して制限されることが多い。一方で、OAM-MIMO 多重伝送システムのアプリケーションシナリオはモバイルバックホール・フロントホールや中継伝送のような固定/準固定環え S 境であるため、アンテナ素子間の最大チャネル容量を達成する潜在能力を維持しつつ、Butler matrix 回路と Multi-UCA によって実現されるデジタルアナログハイブリッド構成である。提案する 2 つの構成間の差異は、プリコーディングまたは等化のためのデジタル信号処理が OAM モードを横断して適用されるか否かである。これはモード間干渉の除去性能に影響を及ぼす。チャネル行列のサイズが $M \times M$ である場合、最小平均二乗誤差 (Minimum Mean Square Error : MMSE) ベースのチャネル推定における最も演算量の多い部分は、 $M \times M$ 行列の逆行列を求める演算であり、これには $O(M^3)$ の演算量が必要となる。また、線形等化処理には $M \times M$ の行列乗算が必要であり、これには $O(M^2)$ の演算量が必要となる。したがって、本項ではチャネル推定とチャネル等化の演算量に着目する。モバイルバックホール・フロントホールや中継伝送というアプリケーションシナリオにおいては、アンテナ間のチャネルは一定時間ほぼ静的であるため、チャネル推定処理は頻繁には要求されないが、チャネル等化処理はリアルタイムで必要となる。一方、無線アクセスネットワークのシナリオで用いる場合は、OAM モードはアナログビームフォーマとして使用され、基地局と移動端末間のチャネルは一般に動的に変動するため、チャネル推定の演算量が支配的となる。

表 3.1 に、種々の OAM-MIMO 多重伝送システムのアンテナ構成と空間等化方式に対する、演算量および伝搬環境変動耐性の比較を示す。従来の 2 次元均一矩形アレー (2D-URA) を用いた他の LoS-MIMO 設計も参考として示す。簡単のため、 $N_R = N_T = N_{\text{UCA}}$ と設定している。構成 I~V のアンテナ素子数をそれぞれ N_I から N_V とし、OAM-MIMO 多重伝送システムの 2 つのデジタルアナログハイブリッド構成における RF チェーン数を N_{OAM} と定義する。表 3.1 の各項目については、本節の残りの部分で詳述する。

構成 I: 3.2 節で述べた通り、Multi-UCA ベースの OAM-MIMO 多重伝送システムは理論的にモード内等化のみを必要とする。したがって、図 3.6(a) に示すように、同じ OAM モードに対応する Butler matrix 回路のポートがクラスタ化され、デジタル信号処理は各 OAM モード内で実行される。これは、式 (3.10) における各 MIMO チャネル $\mathbf{\Lambda}_l$ に対して個別に等化を適用することと等価であり、各 $\mathbf{\Lambda}_l$ の行列サイズは、式 (3.8) における $\mathbf{H}_{\text{OAM-MIMO}}$ 全体よりもはるかに小さい。ゆえに、 $\mathbf{H}_{\text{OAM-MIMO}}$ 全体に対するチャネル推定および等化と比較して、演算量を大幅に低減可能である。

構成 II: アンテナの軸ずれ [84, 85]、マルチパス伝搬 [86, 87]、アナログ回路の不完全性などにより、UCA 間のチャネルが完全な巡回行列とはならない場合がある。その結果、DFT 処理によって完全にはブロック対角化されず、これが OAM モード間の干渉を引き起こし、性能を劣化させる。デジタル信号処理を図 3.6(b) に示す Fully-connected 型構成のように OAM モードにまたがって拡張することで、より良好な実用性能を得ることができる。これは、式 (3.9) に示される等価チャネル行列 $\mathbf{\Lambda}_{\text{OAM-MIMO}}$ 全体に

表 3.1: アンテナ構成と空間等化方式に対応する演算量および環境変化耐性の比較

構造	I	II	III	IV	V
	Cluster Multi-UCA (提案)	Fully-connected Multi-UCA (提案)	Full-digital Multi-UCA	Optimal [60], [61] 2D-URA	Full-digital 2D-URA
アンテナ構成					
アンテナ素子数	$N_I = nN_{\text{UCA}}$	$N_{II} = nN_{\text{UCA}}$	$N_{III} = nN_{\text{UCA}}$	N_{IV}	N_V
RF チェーン数	$N_{\text{OAM}} = LN_{\text{UCA}} (\leq N_I)$	$N_{\text{OAM}} = LN_{\text{UCA}} (\leq N_{II})$	N_{III}	N_{IV}	N_V
演算量 (チャネル推定)	$O(LN_{\text{UCA}}^3)$	$O(L^3N_{\text{UCA}}^3)$	$O(N_{III}^3)$	0	$O(N_V^3)$
演算量 (チャネル等化)	$O(LN_{\text{UCA}}^2)$	$O(L^2N_{\text{UCA}}^2)$	$O(N_{III}^2)$	$0 / O(N_{IV}\log N_{IV})$	$O(N_V^2)$
軸ずれ耐性	Low	High	High	Low	High
距離変動耐性	High	High	High	Low	High

対してチャネル等化を適用することと等価である。この場合、他の OAM モードからの漏洩もチャネル等化に利用され、モード間干渉による性能劣化を抑制する。もちろん、未使用の OAM モードに対する RF チェーン数を削減することも同様に可能である。演算量は Cluster 型構成と比較して多くなるため、コストと性能の間にはトレードオフが存在する。

構成 III: これは、全てのアンテナ素子が Butler matrix 回路のような RF アナログ回路を介さずに直接 RF チェーンに接続される、OAM-MIMO 多重伝送システムの Multi-UCA かつフルデジタル構成である。多くの場合、OAM 多重技術の性能はこのパターンに基づいて議論され、最良の性能を達成可能であるため、この構成を参照として示す。しかしながらこの従来のフルデジタル構成は、OAM 多重技術のコストおよび演算量低減という最も重要な利点の一つを欠く。

構成 IV: アンテナ素子は、特定の距離に対して最適な間隔でグリッド状に配置される。この場合、間隔は送信アンテナと受信アンテナ間の距離に応じて精密に固定され、ビームフォーミングおよび等化処理はフーリエ変換によって達成される。したがって、Butler matrix 回路が DFT 処理装置として使用される場合、チャネル等化のためのデジタル信号処理は不要となる。最適な素子間隔 d_x は次式で与えられる。

$$d_x^2 \cong \lambda D \left(\frac{1}{N_{IV}} + m \right), \quad m \in \{0, 1, 2, \dots\} \quad (3.17)$$

ここで、 λ および D はそれぞれ波長と送受信アンテナ間の距離を示し、 N_{IV} は構成 IV のアンテナ素子

数, m は非負の整数である. この構成は等化のためのデジタル信号処理を必要としないが, 特定の距離でのみ意図した通りに動作し, わずかなずれに対しても敏感に性能劣化が生じる.

構成 V: アンテナ素子はグリッド状に配置される. フルデジタル MIMO ベースのチャネルプリコーディングおよび等化が適用されるため, 達成可能な性能は高いが, デバイスおよび計算の複雑度も同様に高くなる. これは従来の MIMO 構成である.

3.3.2 演算量と性能の比較

本項では, 構成 I~V の演算量と性能の比較を行う. 表 3.2 に比較に用いたパラメータを, 表 3.3 に RF チェーン数と相対的な演算量の比較を示す. 表 3.3 では, 構成 I の相対的な演算量を 1 とする. なお, デバイスおよび演算量の観点から比較するため, RF チェーン数とアンテナ素子数が異なる 2 種類の構成 V, すなわち V-1 と V-2 について示している. 構成 I, II, IV, および V-1 の RF チェーン数は $N_{\text{OAM}} = 20$ であり, 構成 III および V-2 では 64 である. 公平な比較のため, 全ての構成の占有面積はほぼ同一に設定されていることに留意されたい. したがって, 構成 IV および V-1 のアンテナ配置は 4×5 のグリッド

表 3.2: シミュレーション諸元.

パラメータ		値
Multi-UCA	周波数	28 GHz
	送信電力	10 dBm
	ノイズフロア	-80 dBm
	OAM mode	-2, -1, 0, 1, 2
	UCA 数	4 (quadruple UCAs)
	UCA の直径	24, 36, 48, 60 cm
2D-URA	アンテナ素子数	16 elements / UCA
	アンテナ素子数 [IV,V-1] (2D-URA のサイズ)	4×5 elements (49.5×58.5 cm 2)
	アンテナ素子数 [V-2] (2D-URA のサイズ)	8×8 elements (53.6×53.6 cm 2)

表 3.3: 演算量の比較.

構成	I	II	III	IV	V-1	V-2	
アンテナ形状	Multi-UCA			2D-UCA			
RF チェーン数 (アンテナ素子数)	20 (64)	20 (64)	64 (64)	20 (20)	20 (20)	64 (64)	
チャネル推定	1	25	819.2	0	25	819.2	
チャネル等化	1	5	51.2	0	5	51.2	

パターンに設定され、10 m 伝送のためのアンテナ素子の最適間隔は、式 (3.17) から導出され、垂直方向および水平方向でそれぞれ 16.36 cm および 14.63 cm となる。アンテナ素子を半波長間隔でグリッド状に配置するよく知られたアンテナ構成があるが、この構成は 10,000 を超える RF チェーンを必要とするため、本比較においては実用的でなく不適切であると考える。このような多数のアンテナを使用する構成は、一般に構成 IV および V のようなサブアレーの集合体として構成される。

図 3.7 に、チャネル容量の比較を示す。総送信電力を 10 dBm に設定し、全てのストリームに均等に配分されるものとする。構成 I および II においては、低次の OAM モード (0, ±1, および ±2) が使用され、他のモードは RF チェーン削減のために終端されているものとする。図 3.7(a) には、各構成の距離特性を示す。アンテナ軸ずれのない構成 I および II は、3.2.2 項で説明したものと同様の特性を示す。構成 IV は、アンテナの間隔が 10 m の伝送距離に最適化されているため、特定の距離においてのみ良好に機能する。対照的に、構成 I および II は距離の変動に対して良好な性能を示す。3.2.2 項で述べたように、適切なモード選択と電力配分により、距離が長くなるにつれて構成 I および II の伝送容量は、フルデジタル構成 III に漸近し、構成 V-2 の伝送容量よりも多くなる。図 3.7(b) には、伝送距離 10 m において 1 度以内のアンテナの軸ずれがある場合における、各構成のアンテナの軸ずれ耐性を示している。構成 I および IV における性能劣化は、アンテナの軸ずれが約 0.1 度を超えると顕著になる。しかしながら、0.1 度の軸ずれは、距離 10 m において伝搬軸から 18 mm の偏差に相当する。したがって、例えば固定無線通信用に光学レーザーや光学照準器を使用するなどして、視覚的に調整することができる。構成 II の伝送容量は、モード間等化により、アンテナの軸ずれが増加してもほとんど変化しない。これは構成 V についても同様であり、これらの構成はアンテナの軸ずれに対して強い耐性を有する。

ここまででは主にアンテナの軸ずれの観点から伝搬環境変動の影響について議論してきたが、モード間干渉はマルチパス伝搬の影響を受ける環境においても発生し、いくつかの論文でその解析方法が提示されている [86, 87]。留意すべき点として、マルチパス伝搬の影響は、アンテナ素子の利得を単純に増加させて狭ビーム化を図るか、あるいは、送受信アンテナの少なくともいずれか一方を建物の屋上のようなより高い場所に設置することによって、ある程度の距離までは抑制することができ、幾何学的な検討が可能である。マルチパス伝搬の影響を排除できない場合には、構成 II のようなモード間干渉を補償可能な構成を使用することが推奨される。

3.4 28 GHz 帯伝送実験による性能評価

3.4.1 シールドルームでの伝送実験

本節では、OAM-MIMO 多重伝送実験系を構築し、送受信アンテナを設計および試作した結果について述べる。実験におけるアンテナ構成と実験系の構成を図 3.8 に示す。アンテナは、同心円状に配置された径の異なる 4 つの UCA と、同心円の中心に配置された 1 つのアンテナ素子で構成されている。これにより、OAM モード 0 は 5 つの自由度、他のモードは 4 つの自由度を有することになる。各 UCA は 16 個のアンテナ素子を備えているため、これらの UCA はそれぞれ 16 種類の OAM モード (-7 から +8 ま

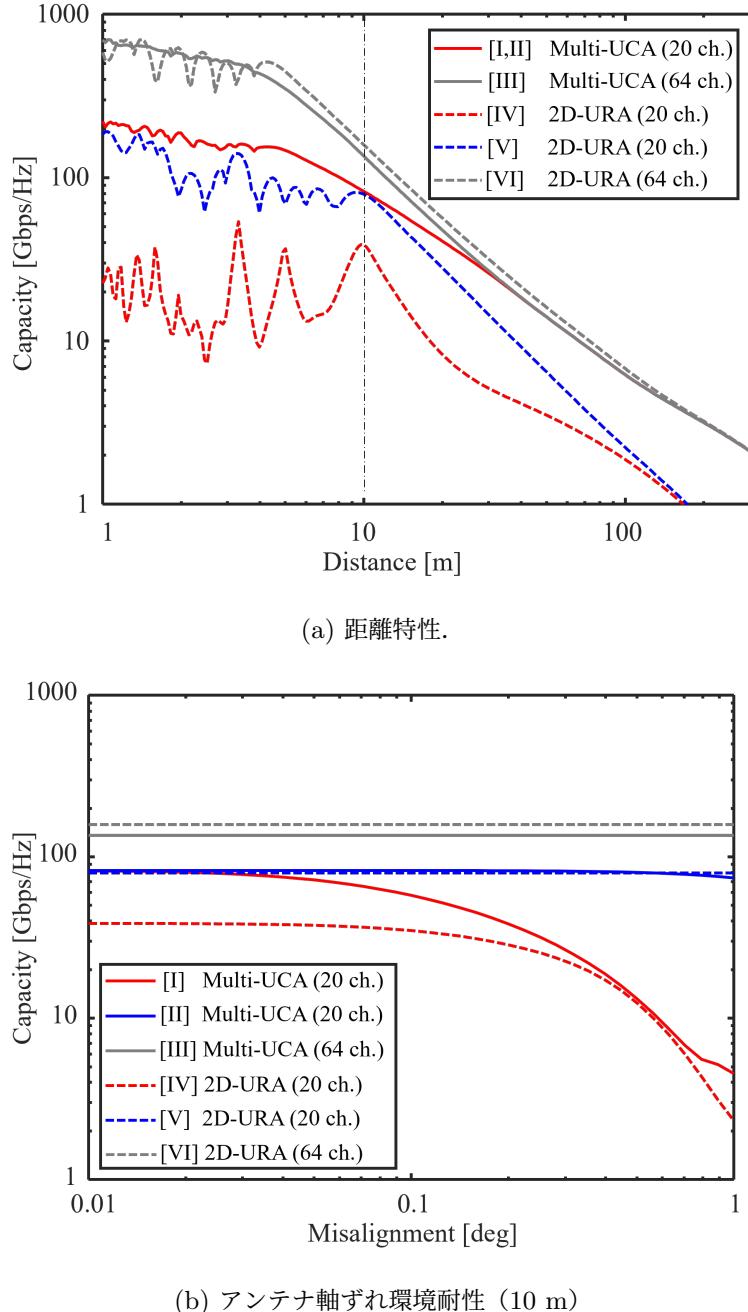


図 3.7: 伝送容量と伝搬環境変動耐性の比較.

で) を利用可能である。実験系におけるアナログ DFT 处理デバイスとして、送信側に 16×5 、受信側に 5×16 の広帯域 Butler matrix 回路を実装し、図 3.9 に示すように 5 つの OAM モード ($0, \pm 1, \pm 2$) を生成・分離できるようにした。図 3.9(a) は、実装した Butler matrix 回路のブロック図である。従来の Butler matrix 回路の処理は DFT と類似しているが、出力ポートにおける位相回転は π の奇数倍である。しかし、OAM モードを生成・分離するためには、 2π の整数倍の位相回転が必要である。そのため、

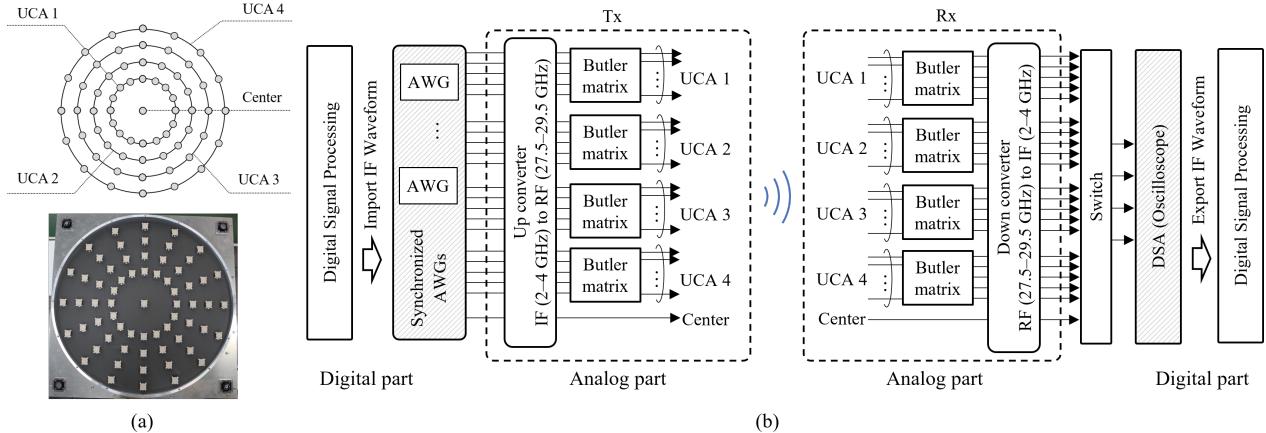


図 3.8: (a) アンテナ構成、および (b) OAM-MIMO 多重伝送実験系。

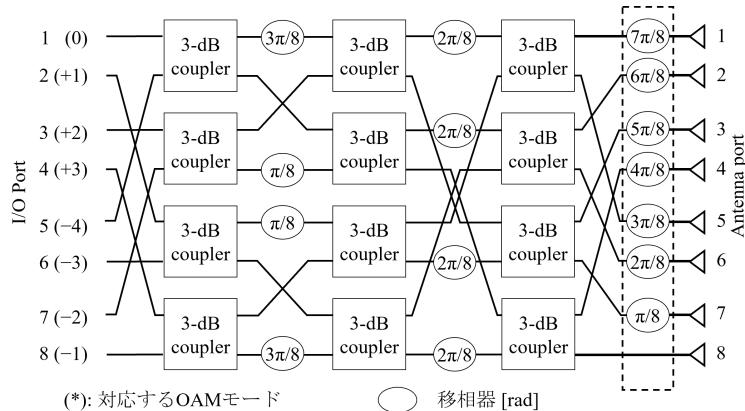
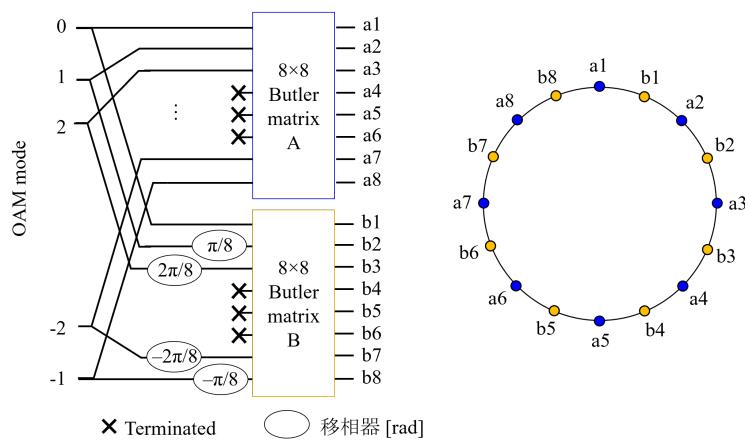
(a) 8×8 Butler matrix 回路のブロック図。(b) 16×5 Butler matrix 回路の構成。

図 3.9: 28 GHz 帯 OAM 多重伝送システムに実装した Butler matrix 回路の構成。

図 3.9(a) に点線で強調表示されているように、適切な DFT 处理を行うために出力側に異なる位相シフト量を持つ移相器を挿入してある。また、UCA 内の 16 個のアンテナ素子に対応するため、2 つの 8×8 Butler matrix 回路を組み合わせた。16 個の出力ポートは図 3.9(b) に示すようにアンテナ素子に交互に接続され、一方の Butler matrix 回路の入力ポートには、円周方向に対するアンテナの配置に対応する位相回転を与える特定の移相器が挿入されている。例えば、隣接するアンテナ素子間の角度は $\pi/8$ であるため、OAM モード l に対する隣接アンテナ素子間の位相回転は $l\pi/8$ となる。特筆すべき点として、RF チェーン削減に寄与する未使用モードに対応する入力ポートは終端されている。受信側では送信側と逆の操作が行われるため、1 種類のアナログ回路のみを用意している。受信側では、受信エネルギーは Butler matrix 回路によって送信に使用されている OAM モードに対応するポートに集められる。

Butler matrix 回路は元来複数の方向へ固定のビームを形成するアナログビームフォーミングに用いられてきたが、OAM 多重伝送システムに用いるためには直交基底を生成するために格段に高い精度が要求される。Butler matrix 回路の性能を評価するため、「モードアイソレーション」という指標を導入する。これは、所望の OAM モードの電力と、他の OAM モードへの、または他の OAM モードからのモード間干渉の電力との比として定義される。したがって、モードアイソレーションは、Butler matrix 回路から生成される OAM スペクトルの純度を表す。 $n \times L$ Butler matrix 回路が DFT 处理回路として正しく動作していれば、測定された Butler matrix 回路の応答行列 $\mathbf{W}' \in \mathbb{C}^{n \times L}$ は逆 DFT (Inverse DFT : IDFT) プロセスを経て対角行列に戻るはずである。したがって、 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ を IDFT 处理された \mathbf{W}' とすると、次のように表される。

$$\mathbf{R} = \mathbf{W}^H \mathbf{W}' \quad (3.18)$$

ここで、 \mathbf{R} の各対角成分は対応する OAM モードの受信利得を表し、他の成分はモード間干渉の受信利得を表す。また、 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{n \times L}$ は、式 (3.4) に示す DFT 行列である。したがって、OAM モード l のモードアイソレーション γ_l は次のように定義される。

$$\gamma_l = \frac{|R_{l,l}|^2}{\sum_{x \neq l} |R_{l,x}|^2} \quad (3.19)$$

ここで、 R_{l_r, l_t} は OAM モード l_r と l_t に対応する行と列の \mathbf{R} の要素を表す。モードアイソレーションの定義が示すように、モードアイソレーションが高いほど、モード間干渉は低減され、未使用 OAM モードへの漏洩によるエネルギー損失も小さくなる。Butler matrix 回路が理想的に動作する場合、 \mathbf{R} は対角行列となってモード間干渉は存在せず、モードアイソレーションは無限大となる。応答行列 \mathbf{W}' は、Butler matrix 回路の S パラメータを測定することによって得られる。図 3.10 は、実装された広帯域 16×5 Butler matrix 回路を示し、図 3.11 は、28 GHz 帯用に実装された広帯域 Butler matrix 回路のモードアイソレーションの測定結果を示している。回路レイアウトを対称にし、配線長を可能な限り均一に設計することで、広帯域にわたって約 20 dB 以上のモードアイソレーションを得ることができた。

RF チェーンもまた、各データストリームに対して、それぞれ送信アンテナ用アップコンバータおよび受信アンテナ用ダウンコンバータとして実装した。各アンテナの RF チェーン内のミキサーは共通の局部発振信号源を使用しており、各アンテナの全てのコンバータは同期している。結果として、アンテナ素

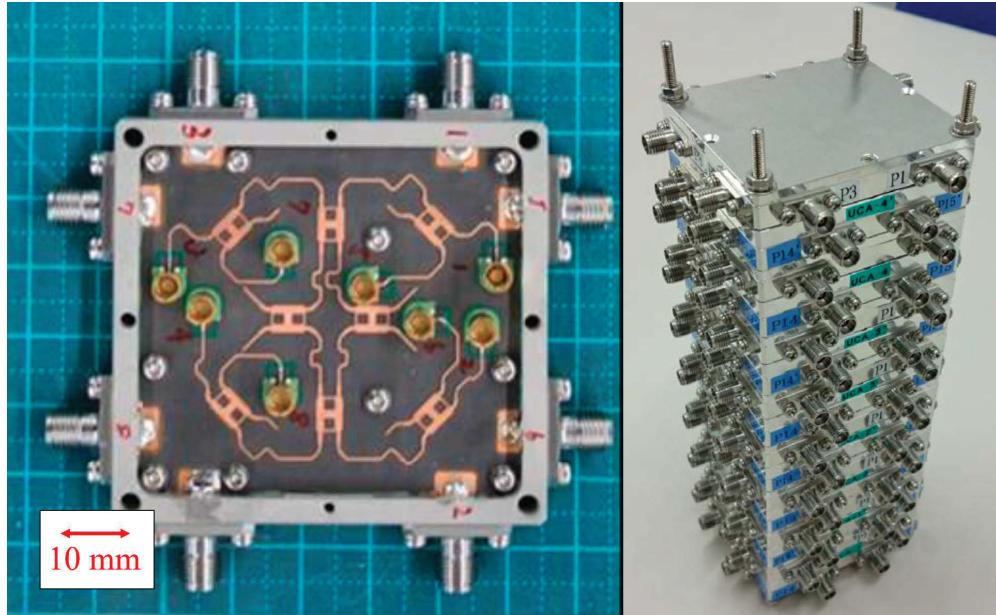


図 3.10: 実装した 28 GHz 帯 Butler matrix 回路.

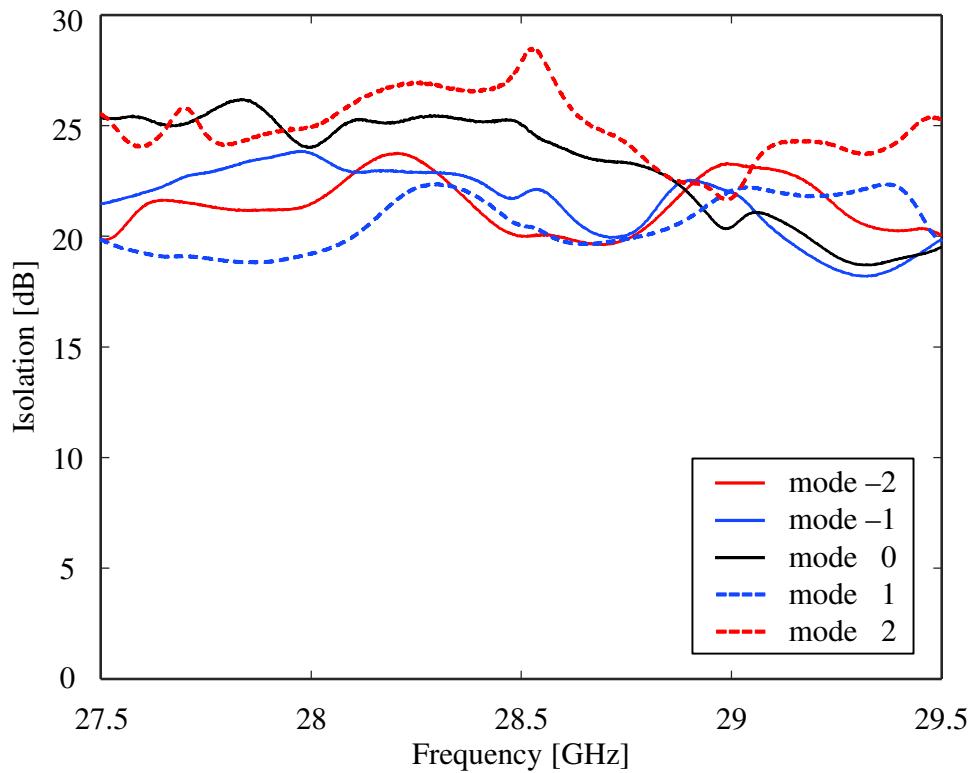


図 3.11: 28 GHz 帯 Butler matrix 回路の OAM モードアイソレーションの実測値.

子は 65 個存在したが、実装した RF チェーンは 21 個であり、これは試作装置における総自由度に相当する。

送信機は、中間周波数 (Intermediate Frequency : IF) 波形を RF 波形に変換するアップコンバータ回路と、前述の Butler matrix 回路で構成される。IF 波形の生成には、任意波形発生器 (Arbitrary Waveform Generator : AWG) を用いた。受信機は、送信機と同じ Butler matrix 回路と、RF 波形を IF 波形に変換するダウンコンバータ回路で構成される。IF 波形のサンプリングには、デジタルサンプリングオシロスコープの一種であるデジタルシリアルアナライザ (Digital Serial Analyzer : DSA) を用いた。なお、シールドルーム内の伝搬チャネルの状態は静的であったため、実験装置の都合上、マルチポート電気機械同軸スイッチを用いて受信 IF 波形を順次サンプリングした。このとき、送信信号間の時間的関係が変化しないように、送信側では全ての信号波形を同期して複数回送信しており、測定中にこのサンプリング方法による実験結果への影響はなかった。

オンラインデジタル信号処理では、伝送速度を最適化するために適応変調符号化 (Adaptive Modulation and Coding : AMC) アルゴリズムを適用した。データ系列は、デジタルビデオ放送第 2 世代 (Digital Video Broadcasting - Satellite - Second Generation : DVB-S.2) 標準仕様 [88] に基づき、前方誤り訂正 (Forward Error Correction : FEC) 符号として使用される低密度パリティ検査 (Low-Density Parity-Check : LDPC) 符号および Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) 符号によって符号化した。なお、準エラーフリー (Quasi Error Free : QEF) 品質は DVB-S.2 においてパケット誤り率 (Packet Error Rate : PER) が 10^{-7} 以下として定義されている。DVB-S.2 標準の変調方式では位相シフトキーイング (Phase-Shift Keying : PSK) 方式が用いられるが、本研究では変調方式としてシングルキャリア (Single Carrier : SC) の直交振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) 方式を用いている。そのため、数値シミュレーションにより、事前に変調次数と符号化率の各組み合わせに対して QEF 品質を達成可能な最低限の号対雑音電力比 (Signal to Noise Ratio : SNR) を規定する QEF-SNR のテーブルを用意した。なお、変調次数と符号化率の各組み合わせを物理層伝送速度で整列し、より低い QEF-SNR で同等以上の物理層伝送速度を達成できる変調次数と符号化率の組み合わせがある場合はテーブルから除外した。AMC の動作は、まず受信側においてヘッダプリアンブル信号を用いて各データ系列の SNR を推定し、その値を送信側にフィードバックする。送信側では QEF-SNR のテーブルを参照し、フィードバック SNR に応じて各信号系列の変調次数および符号化率を適応的に更新することにより、伝送速度が最適化される。なお、SNR の推定誤差や伝搬環境の僅かな変化などにより実際の SNR が QEF となる閾値を下回ることがないように、テーブルの QEF-SNR には 1 dB のマージンを与えた。スペクトル整形にはデジタル整合フィルタを用いた。具体的には、送受信機双方においてロールオフ係数 0.1 のルートレイズドコサイン (Root-Raised Cosine : RRC) フィルタを適用した。受信側信号処理では、フレームタイミングおよびキャリア周波数オフセット推定器ならびに相關器を設計および実装し、実際のシステムにおける誤差を補正した。図 3.4 に示す通り、単一の送受信 UCA 間の利得は近接界では送受信アンテナ間の距離に依存して大きく変動する。また、式 (3.16) に示すレイリー距離の定義から、このような変動は送受信 UCA の直径と周波数に依存する。そのため、広帯域信号伝送を想定すると、送受信 Multi-UCA を構成する各 UCA 間の利得はそれぞれ異なる周波数特性を持つ。このような周波数歪みを補償するために、シングルキャリア周波数領域等化 (Single Carrier Frequency Domain Equalization : SC-FDE) [89] 方式を用いた。既知のヘッダプリアンブル信号を用いて等価チャネル行列を推定し、データストリームに対

表 3.4: OAM-MIMO 多重伝送実験系の諸元.

パラメータ	値
周波数帯	27.5–29.5 GHz
シンボルレート	2 Gbaud
OAM mode	-2, -1, 0, 1, 2
UCA 数	4 (quadruple UCAs)
UCA の直径	24, 36, 48, 60 cm
アンテナ素子数	16 elements / UCA + 1 element at center
アンテナ素子利得	11 dBi
送信信号の平均電力	0 dBm
伝送距離	10 m
変調方式	SC (QPSK–256-QAM)
誤り訂正符号	LDPC & BCH (DVB-S.2)
利用可能な LDPC 符号化率	1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10
等化方式	SC-FDE [89]

して MMSE 周波数領域チャネル等化を適用した。

表 3.4 に、実験系の諸元を示す。また、図 3.12 に、シールドルーム内の実験環境の写真を示す。このとき、送受信アンテナ間の距離は、シールドルームの寸法の都合上 10 m に設定した。また、送受信アンテナの角に配置した 2 つの光学レーザーを用いて手動回転治具によりアンテナの軸合わせを行った。次に、2 つのデジタルアナログハイブリッド構成を用いて、OAM-MIMO 多重伝送システムの実現可能性を評価した。

まず、図 3.13 に送信アンテナと受信アンテナ間の等価チャネル行列の正規化受信電力を示す。チャネル行列は、各 OAM モード内においてそれぞれ上から下、左から右の順で UCA1~4 に対応する。また、中心アンテナは OAM モード 0 の左上の行と列に対応する。Butler matrix 回路を用いた OAM モード生成分離処理が含まれているため、式 (3.9) および (3.10) に示すブロック対角行列が得られることを確認した。3.3 節で議論した通り、アンテナの軸ずれ、マルチパス伝搬、アナログ回路の不完全性などの理由により、非ブロック対角成分において OAM モード間に多少の干渉が観測されたが、これらの総電力はいずれの OAM モードにおいても受信信号総電力と比較して 20 dB 以上低かった。また、モード間干渉は主に隣接する OAM モードから生じていることが観測された。

次に、試作実装したシステムおよび一連の送受信信号処理性能を評価した。送信 UCA1 から送信された 5 つの異なる OAM モード ($0, \pm 1$, および ± 2) の 16-QAM 信号を 4 つの受信 UCA 全てを用いて受信し、MMSE 等化により最大比合成を行った。図 3.14 に、受信信号のコンスタレーションを示す。なお、赤色の十字は正確な受信信号点を表す。受信された信号点より、受信信号処理が正確に機能したこと

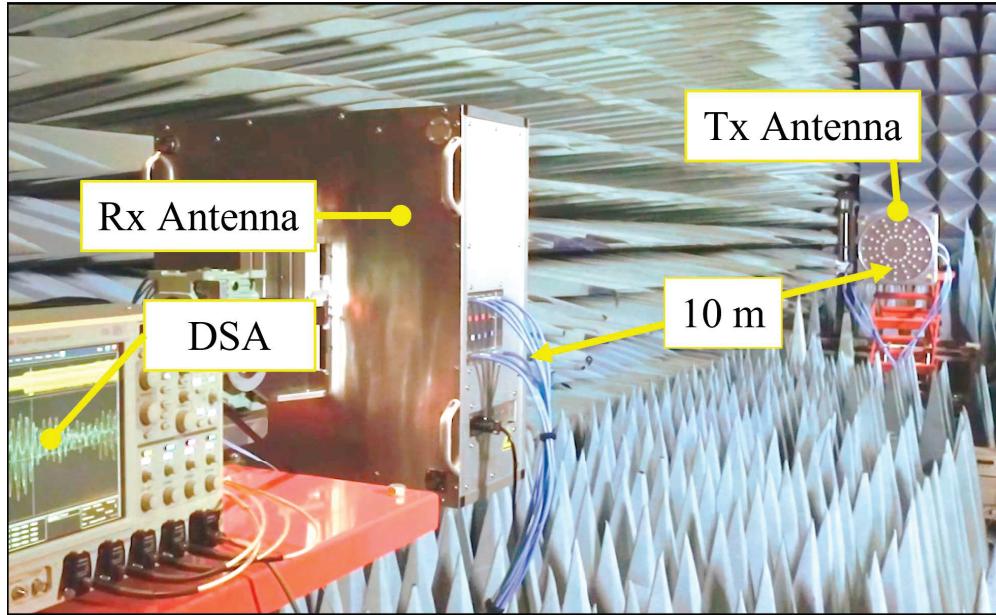


図 3.12: シールドルームにおける伝送実験の様子.

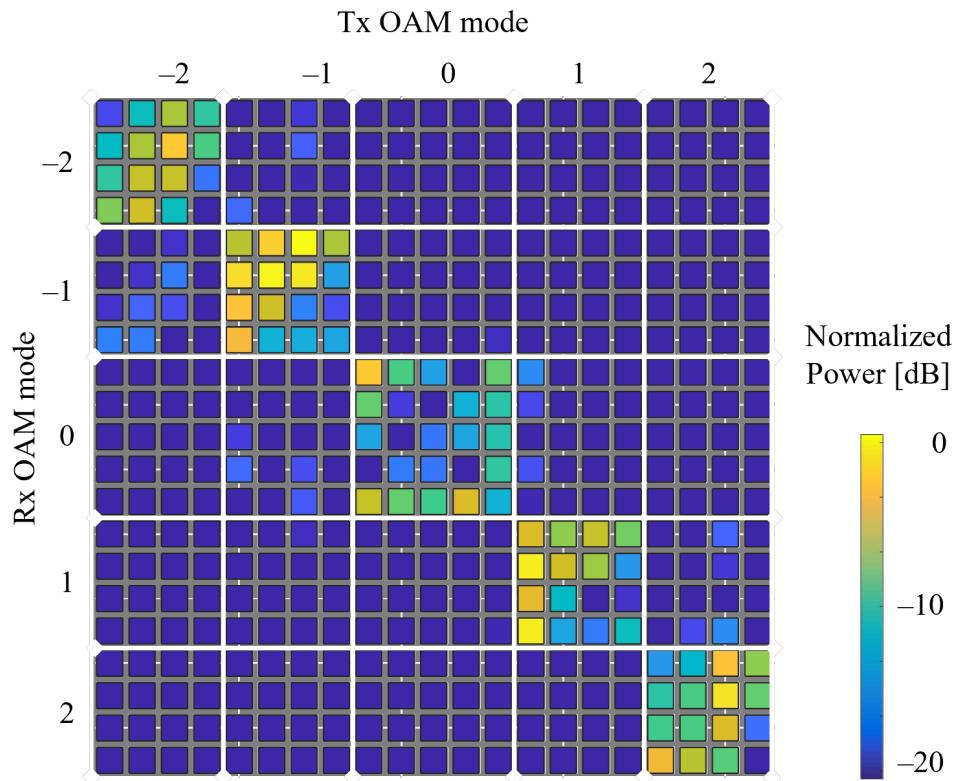


図 3.13: 等価チャネル行列の正規化受信電力.

がわかる。受信した信号フレーム内での BER はゼロであった。次に、全ての UCA（各 OAM モードに 4 データ系列）を用いて、直交位相シフトキーイング（Quadrature Phase Shift Keying : QPSK）変調

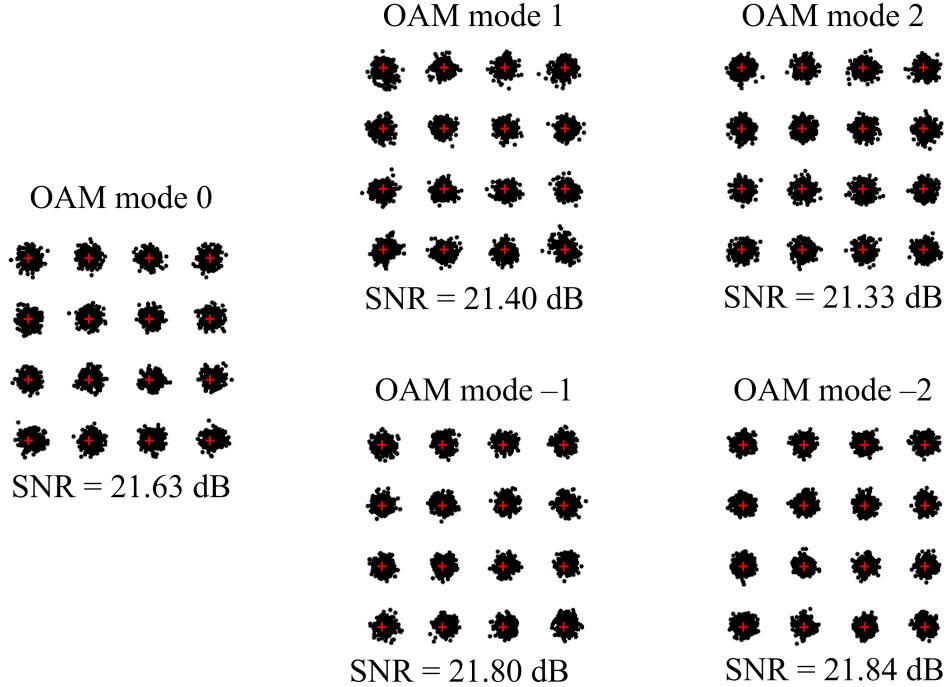


図 3.14: 16QAM 伝送試験の受信コンスタレーション.

および誤り訂正符号化率 $1/4$ の 20 データ系列の多重伝送について試験を行った。20 データ系列は誤りなく復調されたが、各 OAM モード内の MIMO チャネルにおける信号系列間の相関が高く、固定の変調次数を用いたことから総伝送速度は 20 Gbps 未満であった。したがって、より高い伝送速度を実現するためには、適切な送信アンテナの選択および AMC を適用することが必要である。

送受信信号処理の動作が確認されたので、次に、(i)Cluster 型構成の OAM-MIMO 多重伝送、(ii)Fully-connected 型構成の OAM-MIMO 多重伝送、および (iii)OAM-MIMO 多重伝送と偏波多重伝送の組み合わせの 3 つの実証実験を実施した。本伝送実験ではシステムの複雑性を考慮し、送信 UCA の最適な組み合わせを選択するアンテナ選択アルゴリズムを適用した。図 3.15(a) に、最初の 2 つの実証実験における等価チャネル行列の正規化電力を示す。受信側では全ての UCA を使用して MMSE 周波数領域等化を行うため、受信側には 21 の自由度が存在する。送信側では UCA2 と UCA4、および中心アンテナ素子という UCA の組み合わせを選択し、総伝送速度を最大化した。

結果的に、OAM モード 0 は送信側で 3 つ、他のモードは 2 つの合計 11 の自由度を有する。事前に選択した UCA より送信したヘッダプリアンブル信号から SNR を推定し、最適な変調次数と符号化率で 11 の信号系列を送信することにより、それぞれ 75 Gbps および 130 Gbps の物理層における総伝送速度を達成した。図 3.16 に、256-QAM、64-QAM、および 16-QAM の変調次数を持つ受信信号の代表的なコンスタレーションを示す。各コンスタレーションの誤差ベクトル振幅 (Error Vector Magnitude : EVM) から計算された SNR はそれぞれ 25.51 dB、19.65 dB および 12.91 dB であった。また、符号化なしの受信信号の BER はそれぞれ 0.96 %、1.00 %、および 1.77 % であり、復号後はエラーフリーであった。な

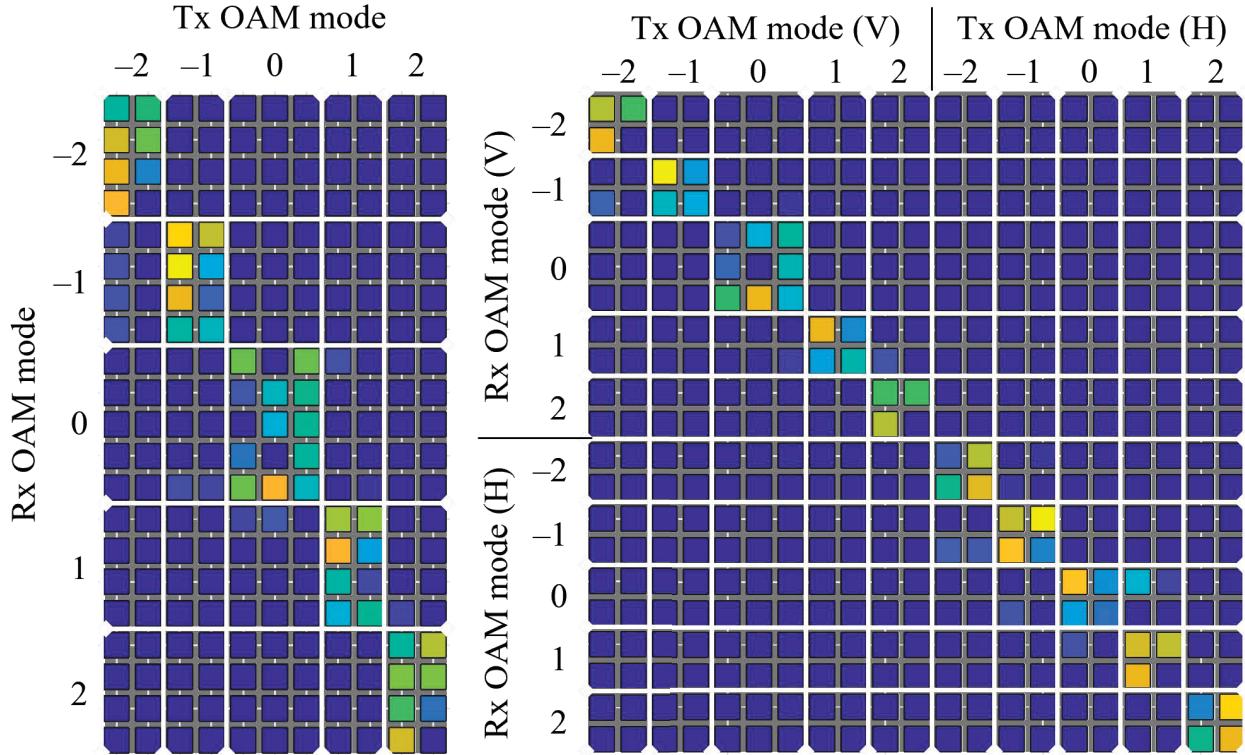


図 3.15: 等価チャネル行列の正規化受信電力 (a) 単一偏波 (b) 2 偏波.

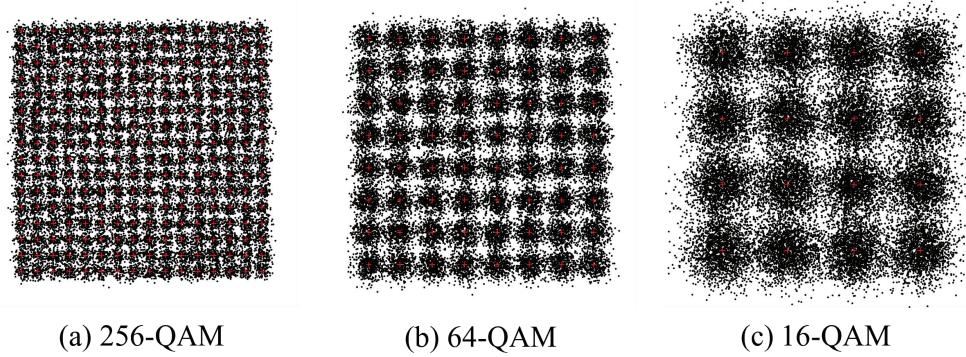


図 3.16: 代表的なコンスタレーション.

お、先述の通り AMCにおいて推定した SNR に対して 1 dB のマージンを設定しているため、数分から數十分間隔で行った複数回の実験により結果が再現可能であることを確認した。チャネル推定に係るヘッダプリアンブル等のオーバーヘッドはフレームフォーマットに依存するが、本再現実験によりチャネルの安定性は非常に高く、頻繁なチャネル推定を必要としないことから、十分に無視できると考えられる。図 3.17(a) および (b) に、実測の EVM から計算された SNR、適応変調次数、および誤り訂正符号化率を示す。Fully-connected 型構成の場合、対称モード（絶対値が同じで符号が異なる OAM モードのペア）における結果はほぼ同一であることを確認した。対称モードにおけるわずかな違いの主な原因是、アンテ

OAM mode	Parameters	Data Stream Source			Data Stream Source			Data Stream Source				
		UCA2	UCA4	center	UCA2	UCA4	center	UCA1	UCA3	UCA2	UCA4	center
-2	SNR (dB)	15.01	11.69		25.00	19.29		7.46	12.33	23.92	18.35	
	Modulation (QAM)	64	16		256	64		16	16	256	64	
	Coding Rate	2/3	4/5		9/10	9/10		1/2	5/6	5/6	5/6	
-1	SNR (dB)	16.01	10.60		23.00	18.58		16.93	16.80	20.90	17.86	
	Modulation (QAM)	64	16		256	64		64	64	256	64	
	Coding Rate	3/4	3/4		5/6	5/6		4/5	3/4	3/4	5/6	
0	SNR (dB)	8.84	9.98	13.54	19.55	18.77	18.49	21.34	16.75	18.70	17.81	18.79
	Modulation (QAM)	16	16	64	64	64	64	256	64	64	64	64
	Coding Rate	3/5	2/3	3/5	9/10	8/9	5/6	3/4	3/4	5/6	5/6	5/6
1	SNR (dB)	13.94	8.64		23.13	20.83		21.27	14.25	20.72	18.41	
	Modulation (QAM)	64	16		256	256		256	64	64	64	
	Coding Rate	3/5	3/5		5/6	3/4		3/4	3/5	9/10	5/6	
2	SNR (dB)	18.22	12.91		25.51	18.58		10.40	11.67	23.91	19.26	
	Modulation (QAM)	64	16		256	64		16	16	256	64	
	Coding Rate	5/6	5/6		9/10	9/10		2/3	4/5	5/6	9/10	

(a) Clustered
(75 Gbit/s)

(b) Fully connected
(130 Gbit/s)

H. pol.

(c) Fully connected with polarization
(200 Gbit/s)

V. pol.

図 3.17: Cluster 型構成, Fully-Connected 型構成および偏波多重構成における伝送実験結果.

ナの軸ずれやアナログ回路のわずかな特性の違いによるモード間干渉であると考えられる。これらはモード間デジタル等化処理を行わない Cluster 型構成に対してより大きな影響を与えるため、Cluster 型構成における対称性は Fully-connected 型構成と比較して若干劣っていた。

最後に、同一アンテナを用いた OAM-MIMO 多重伝送と偏波多重伝送の組み合わせを評価した。アンテナ素子およびアナログ回路は単一の直線偏波のみで動作する装置構成であった。直交する 2 つの偏波を同時に使用するために、アンテナ素子の半分、具体的には送受信アンテナの UCA1 および 3 のアンテナ素子を 90 度回転させた。図 3.15(b) に、この場合の等価チャネル行列の正規化電力を示す。偏波間のアイソレーションは 20 dB 以上であったため、それぞれの偏波において独立した OAM-MIMO チャネルを得ることができ、さらに偏波多重伝送においても、各 OAM モードが分離できていることがわかる。図 3.17(c) に示すように、両偏波同時の OAM-MIMO 多重伝送において総伝送速度 200 Gbps を達成した。

3.4.2 28 GHz 帯フィールド伝送実験

本項では、3.4.1 項と同じ実験系を用いてフィールド伝送実験を行った結果を示す。実環境では電波法等の法規制へ対応するため、実験試験局免許を取得して実験を行った。なお、このとき免許を取得できた帯域は、27.5–28.25 GHz の帯域幅 750 MHz であり、シールドルーム環境における帯域幅 2 GHz よりも狭い。その他のパラメータは表 3.4 と同じである。図 3.18 に、実際のフィールド実験環境を示す。アンテナといくつかの測定機器を日光や雨から保護するためにテントで覆っている。100 m 以下の 20 m 間隔で、フィールド環境における OAM-MIMO 多重伝送システムの伝送速度を評価した。なお、アンテナの高さは 1.5 m であり、レーザー距離計を使用してアンテナ間の距離を調整した。



図 3.18: フィールド伝送実験の様子。

なお、3.4.1 項では簡単のために、送信 UCA 毎に異なる信号を送信したが、伝送距離が長くなると OAM モード毎に受信利得が大きく異なることが想定されるため、モード毎に多重数の最適化が必要である。そのため本項では、OAM モード毎のデジタル予等化処理と注水定理を用いて、OAM モード毎に多重数と伝送速度の最適化を行った。

ところで、式 (3.15) における各モード内のチャネル Λ_l は以下のように特異値分解できる。

$$\Lambda_l = \mathbf{U}_l \boldsymbol{\Sigma}_l \mathbf{V}_l^H \quad (3.20)$$

ここで、送受信アンテナの UCA の数を q 個とすると、 $\boldsymbol{\Sigma}_l$ は固有値 $\lambda_{l,1}, \lambda_{l,2}, \dots, \lambda_{l,q}$ を対角成分を持つ対角行列であり、送信側で \mathbf{V}_l を用いた予等化処理、受信側で \mathbf{U}_l^H を用いた等化処理を行うことにより固有モード伝送が可能である。さらに、OAM モード内の総電力一定の条件で注水定理を用いて各固有モードの電力を最適化し、総伝送速度を最大化する。まず、固有モード伝送における OAM モード l の伝送容量は、

$$C_l = \sum_{i=1}^q \log_2 \left(1 + \frac{P_{l,i} \lambda_{l,i}}{\sigma_n^2} \right) \quad (3.21)$$

と表される。これを、各 OAM モードの総送信電力 P_l が一定、すなわち

$$P_l = \sum_{i=1}^q P_{l,i} \quad (3.22)$$

の条件下で C_l を最大化する $P_{l,i}$ の最適配分は、Lagrange 未定乗数法を用いて以下のように求めることができる。

$$P_{l,i} = \max \left(\alpha - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_{l,i}}, 0 \right) \quad (3.23)$$

ここで、 α は定数であり、式 (3.22) を満足するように求める。これにより、固有値が小さい固有モードは排除され、適切な多重数および電力配分がなされる。

図 3.19 に、20 m から 100 m における OAM-MIMO 多重伝送システムの総伝送速度を示す。OAM モード ± 2 を含む 5 つの OAM モードを用いて、40 m で 38 Gbps、100 m で 22 Gps の OAM-MIMO

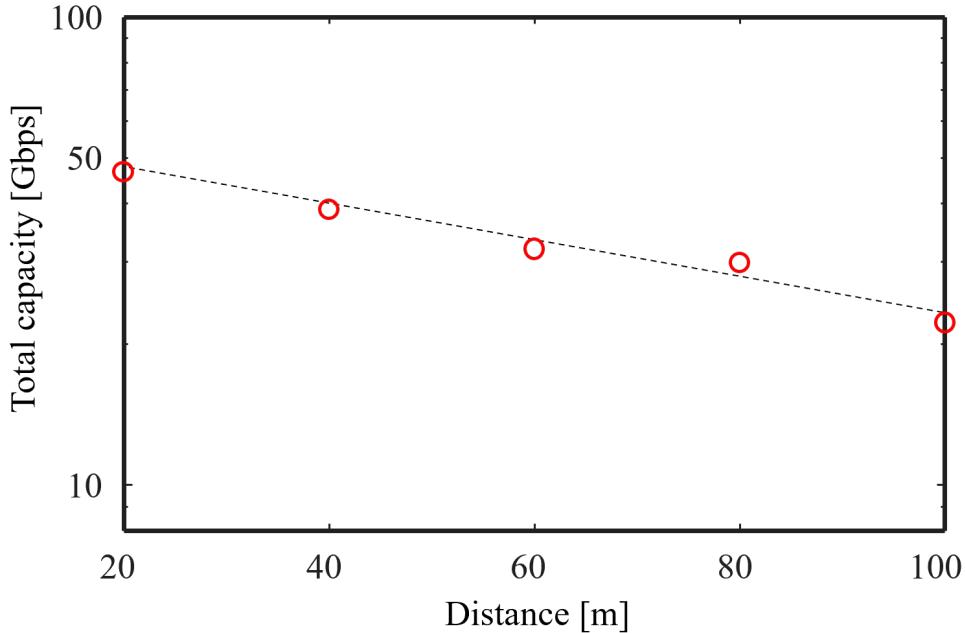


図 3.19: フィールド伝送実験の結果.

多重伝送に成功し、周波数利用効率はそれぞれ 50 bps/Hz と 30 bps/Hz であった。なお、3.4.1 項と同様に時間を空けて複数回データフレームを再送信し、再現性を確認した。本実験では、事前に各 OAM モードの伝搬チャネルをヘッダプリアンブル信号を用いて推定し、式 (3.20) から (3.23) の特異値分解と注水定理により空間多重数と電力配分を決定している。図 3.3 に示すように、遠方界領域では高次のモードほど非常に大きな受信利得の減衰を受けるが、遠方界領域である 100 m の伝送距離においても、空間多重数の最適化により OAM モード ±2 を伝送することができた。この距離における OAM モード 0 の空間多重数は 3、OAM モード ±1 は 2、OAM モード ±2 は 1 であった。なお、全 OAM モードの総送信電力はわずか 1 mW 程度である。上述のように、実装されたアナログ回路やアンテナの軸ずれの不完全が影響する可能性があったにもかかわらず、デジタル信号処理を備えた OAM-MIMO 多重システムがフィールド環境で良好に機能することを確認した。

3.5 結言

高周波帯空間多重伝送システムにおける空間多重化方式の高度化に向け、電波の OAM を用いた空間モード多重伝送方式と従来の MIMO 技術を効果的に組み合わせた OAM-MIMO 多重伝送技術を提案した。提案方式は、多重化に利用するそれぞれの OAM モード内でさらに信号を空間多重することができるため、空間多重数の飛躍的向上が期待できる。さらに、OAM-MIMO 多重伝送の実用的・経済的なシステム構成として、ビームフォーミング機能のうち、OAM モード生成分離処理をアナログ回路 (Butler matrix 回路) が担うことにより、デジタル処理とアナログ処理に効率的な機能配分を行うデジタルアナログハイブリッド構成を提案した。具体的には、デジタル処理負荷の異なる 2 つの構成を提案するとと

もに、演算量と、軸ずれやアンテナ間距離等の伝搬環境変動耐性のトレードオフについて、従来技術も含めた比較評価結果を示した。そして、実環境における提案システムの有効性を検証するため、28 GHz 帯 OAM-MIMO 多重伝送システムを試作し、アンテナ間距離 10 m、伝送帯域幅 2 GHz で最大伝送速度 200 Gbps の無線伝送が可能であることを示した。さらに、フィールド環境におけるアンテナ間距離 20 m から 100 m における総伝送速度の距離特性を実験によって示した。

本章では、空間モードを活用した空間多重数の飛躍的増大による大容量化について述べたが、テラビット級の大容量伝送の実現にはさらなる資源の利活用、すなわち広帯域化（周波数帯域）と高利得化（電力）が必要である。次章では、さらに高周波帯を用いた広帯域化技術について述べる。

第4章

Sub-THz 帯広帯域アナログビームフォーミング導波管回路の設計方法

4.1 緒言

本章は、高周波帯空間多重伝送システムにおける無線伝送の広帯域化に関する章である。第3章で述べたように、OAM 多重伝送において UCA を使用する場合、OAM モード生成分離プロセスも固定、すなわち DFT となり、Butler matrix 回路と呼ばれるアナログ回路を使用できる [75]。アナログビームフォーミング技術の分野では、OAM 多重伝送の用途 [96] に限らず、Butler matrix 回路の設計と実装に関する多数の報告がある [91, 92, 93, 94, 95]。本章では、無線バックホール・フロントホールネットワーク向けのテラビット級無線伝送を実現するために、Sub-THz 帯 (100–300 GHz) に注目した。これは、数十 GHz の広帯域かつ連続的な帯域幅利用と、様々な実用的な無線周波数 (Radio Frequency : RF) デバイスの可用性の両方を考慮したものである。本章における貢献の概要は以下の通りである。

1. Butler matrix 回路を構成する広帯域差動移相器の設計方法

2つの中空導波管の分散曲線に着目し、所望の差動移相と分散曲線の勾配の両方を与える導波管形状を理論的に導出することにより、広帯域にわたる均一な差動移相特性を実現する。差動移相器 (Differential Phase Shifter : DPS) では導波管の幅を変化させる必要があるので、微細加工を容易にするために形状が連続的に変化するテーパ導波管の形状設計方法も併せて提案する。この方法は、伝送媒体の特性インピーダンスに基づいて導出され、動作周波数帯は調整可能なパラメータであるため、任意の周波数帯の中空導波管と伝送線路の両方に適用できる。この設計方法の実現可能性を、Sub-THz 帯導波管回路を試作評価により確認した。

2. 広帯域高精度 Sub-THz 帯 8×8 Butler matrix 回路の設計と実装

OAM 多重伝送システムは非常に高い精度の DFT 処理を必要とし、わずかな位相誤差や振幅誤差がモード間干渉を引き起こす。そのため本章では、平面交差のない中空導波管構造の多層 8×8 Butler matrix 回路を設計した。この Butler matrix 回路は、前述の DPS、形状最適化された 3-dB カプラ、およ

び等長設計の UCA への給電ネットワークが組み込まれている。本設計に基づいて試作した 8×8 Butler matrix 回路は、すべての OAM モードに対して 135 GHz から 170 GHz の範囲で 1.5 dB 未満の低挿入損失と 15 dB を超える高いモードアイソレーションという顕著な性能を示し、各モードのモードアイソレーションの帯域内平均は 19.2 dB から 25.2 dB の範囲であった。

3. Sub-THz 帯 OAM 多重伝送による 1.58 Tbps 物理層伝送速度の実験的実証

試作した Butler matrix 回路を用いて構築した Sub-THz 帯 OAM 多重伝送システムを用いて 1.58 Tbps の物理層伝送速度を達成した。この記録は、本論文に関連する原著論文 [90] が出版された 2024 年 6 月において著者の知る限り Sub-THz 帯の世界最高の無線伝送速度である。特筆すべきは、空間多重処理が Sub-THz 帯の帯域幅 32 GHz にわたって Butler matrix 回路のみを使用して実行されたことであり、これにより他のネットワークへのシームレスな接続や、光ファイバ通信用に一般的に商品化されている高速デジタル信号処理装置の並列利用が可能である。

本章の構成は以下の通りである。4.2 節では、中空導波管構造の Butler matrix 回路の多層レイアウト設計を示し、続いてその構成要素である DPS と 3-dB カプラの新しい形状設計方法を示す。4.3 節では、レイアウト設計に基づいた 3 次元 (3D) モデルと、試作した Butler matrix 回路の性能評価について述べる。最後に、4.4 節では、Sub-THz 帯における Butler matrix 回路を用いた OAM 多重伝送実験を行い、1.58 Tbps の物理層伝送速度を実証する。

4.2 Butler matrix 回路の構成部品設計および性能評価

図 4.1 に、 8×8 Butler matrix 回路のブロック図を示す。対応する OAM モードは、入出力 (Input/Output : I/O) ポートのインデックスの隣の括弧内に示されている。Butler matrix 回路は、3-dB カプラと様々な DPS で構成され、高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform : FFT) アルゴリズムと同等のバタフライ演算に相当する方法で動作する。しかし、 N 個のアンテナポートを持つ一般的な $N \times N$

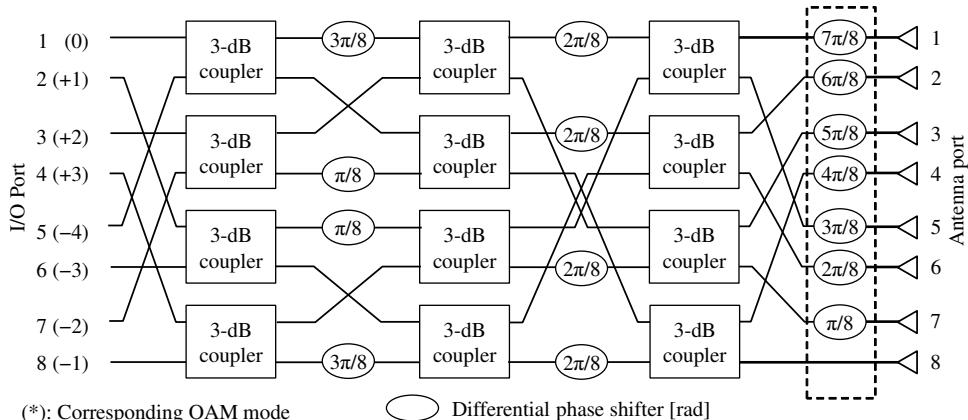
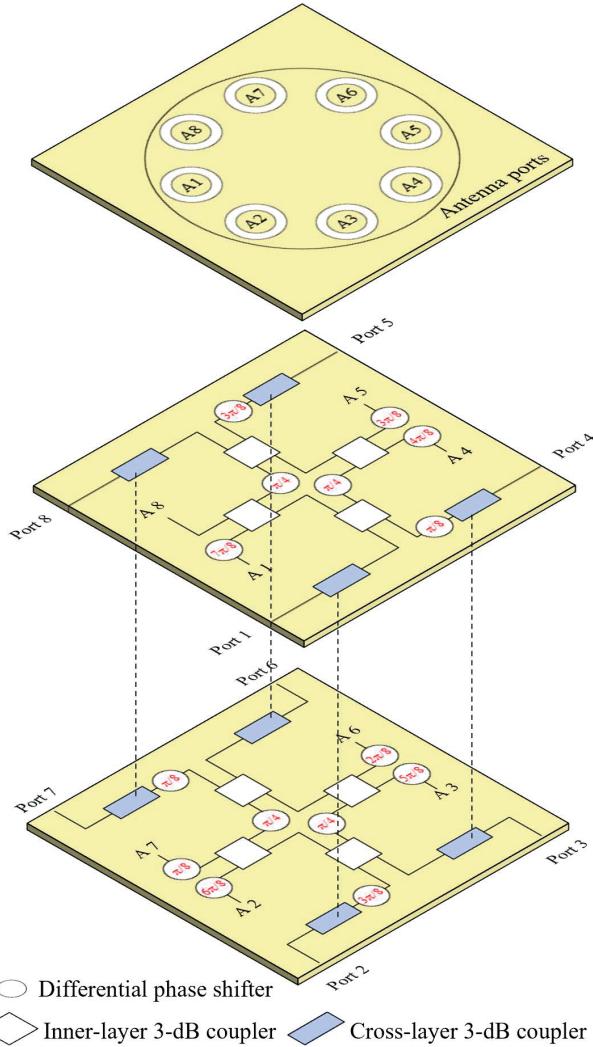


図 4.1: OAM 多重化のための 8×8 Butler matrix 回路のブロック図。

図 4.2: OAM 多重伝送のための多層 8×8 Butler matrix 回路の概略設計.

Butler matrix 回路によって与えられる位相勾配は $(2l + 1)\pi/N$ であり、これは式 (3.4) および (3.5) の DFT 行列のベクトルとは部分的に異なる。そのため、図 4.1 の点線で囲まれた DPS が設置され、整数次 OAM モードを形成するように位相勾配が補正される。Butler matrix 回路を構築するためのいくつかの技術が報告されており、例えば、マイクロストリップ線路 [91]、フィンライン伝送線路 [92]、基板集積導波路 [93]、中空導波管 [94] など様々な実装方法がある。Sub-THz のような高周波帯では、中空導波管は挿入損失が低いという利点がある。通常このような複雑な回路内では平面交差がしばしば生じるが、それらは周波数依存性を持ち、特に広帯域伝送において性能劣化を引き起こす。回路の不完全性による直交性の劣化は OAM 多重伝送においてモード間干渉を引き起こすため、この回路には広帯域にわたって十分に高い設計および加工精度が要求される。従来の研究では、Butler matrix 回路または同様の回路を用いた OAM ビームの放射パターンが示されている [96, 97, 98]。しかし、空間多重伝送を行うためには、単に

空間的な位相回転を伴う OAM ビームを形成できるだけでは不十分であり、より高い精度で複数の OAM モードを同時に生成分離することにより、十分な受信信号品質を得る必要がある。そのため、図 4.2 に示すように、平面交差のない中空方形導波管構造の多層 Butler matrix 回路を設計する。これは、DPS と 2 種類の 3-dB カプラ（層間カプラと層内カプラ）を持つ。破線で接続された各層間カプラは、2 つの層にまたがる 1 つのカプラである。導波管は、複数の金属板に溝を形成し、それらを嵌合させることによって製造できる。方形導波管の伝送特性を考慮すると、H 面の高さは基本モードである TE_{10} モードの伝搬特性に影響を与えないが、E 面の幅は基本モードの伝搬特性に影響を与える。そのため、方形導波管の E 面が分割面、すなわち各層の表面と平行になるように導波管の向きを設計した。これにより、E 面の幅は各金属板上で精密に微細加工でき、位相誤差を防ぐことができる。したがって、層間カプラと層内カプラは、それぞれ E 面カプラと H 面カプラである。 $A_m (m = 1, 2, \dots, 8)$ とラベル付けされた導波管端は、給電ネットワークを介して最上層の対応するアンテナポートに接続される。

Sub-THz 波の波長は数ミリメートル以下であるため、小型で複雑な導波管を製作する上で加工精度が主要な障害となる。導波管の内部コーナーは、わずかではあるが無視できない丸みを帯びている可能性があり、これが予期せぬ性能誤差を引き起こす。したがって、このような誤差を回避してエンドミルなどの工具による切削微細加工を容易にするために、連続的な形状を検討した。本節ではまず、導波管の幅が低反射で連続的に変化するテーパ導波管と DPS の形状設計方法を提案する。次に、多目的最適化アルゴリズムに基づく 3-dB カプラの形状最適化設計方法の詳細を示す。最後に、これらの設計方法に基づいて DPS および 3-dB カプラを試作し、その有効性を実証した。

4.2.1 テーパ導波管

本章の導波管は、異なる構成要素が接続される場所や後述の DPS において形状が変化するため、まずテーパ導波管について議論し、反射を最小限に抑える連続テーパ導波管設計方法を示す。次に、理論的解析を容易にするために、基本モード TE_{10} を考慮し、導波管サイズを高次モードのカットオフ周波数以下とする、あるいは TE_{20} モードのような非対称モードの励振を防ぐためにその形状を対称にする。角周波

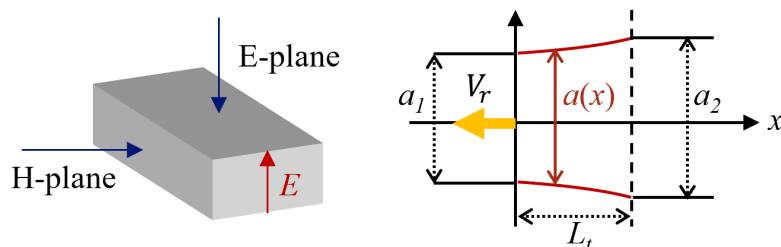


図 4.3: 導波管テーパー部の E 面の形状。

数 ω における E 面の幅 a の方形導波管の特性インピーダンス Z_0 は次のように定義される [106].

$$Z_0 = \frac{\omega\mu_0}{\sqrt{\varepsilon_r \left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (4.1)$$

ここで, c は光速, μ_0 は真空の透磁率, ε_r は導波管内部の真空に対する比誘電率である. 図 4.3 に示す反射波 V_r は, 長さ L_t のテープ領域における反射波を次のように積分することによって導出される. ここで, 位置 x における特性インピーダンスを $Z_0(x)$ とすると, V_r は

$$V_r = \int_0^{L_t} \frac{1}{2Z_0(x)} \left\{ \frac{\partial Z_0(x)}{\partial x} \right\} \exp \left[-2j\omega\mu_0 \int_0^x \left\{ \frac{dy}{Z_0(y)} \right\} dx \right] \quad (4.2)$$

と表される. このとき, Z_{g1} と Z_{g2} を, それぞれ E 面の幅 a_1 と a_2 の導波管の角周波数 ω_c における特性インピーダンスとする. これは, Z_{g1} と Z_{g2} が図 4.3 の $x = 0$ と L_t における特性インピーダンスであることを意味する. すなわち,

$$Z_{g1} = \frac{\omega_c\mu_0}{\sqrt{\varepsilon_r \left(\frac{\omega_c}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a_1}\right)^2}} \quad (4.3)$$

$$Z_{g2} = \frac{\omega_c\mu_0}{\sqrt{\varepsilon_r \left(\frac{\omega_c}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a_2}\right)^2}} \quad (4.4)$$

である. ここで, 反射を低減するため, すなわち $V_r = 0$ となる L_t を求めるために, ω_c における特性インピーダンス Z_c は x の線形関数であるとし, 次式で仮定する.

$$Z_c(x) = \frac{(Z_{g2} - Z_{g1})}{L_t} x + Z_{g1} \quad (4.5)$$

この仮定により, 図 4.3 に示す導波管形状 $a(x)$ は次のように導出される.

$$a(x) = \pi \sqrt{\varepsilon_r \left(\frac{\omega_c}{c}\right)^2 - \left\{ \frac{\omega_c\mu_0}{Z_c(x)} \right\}^2}, \quad (0 \leq x \leq L_t) \quad (4.6)$$

また, テープ部の長さ L_t は次のように導出される.

$$L_t = \frac{m\pi}{\omega_c\mu_0} \frac{Z_{g1} - Z_{g2}}{\log(Z_{g1}/Z_{g2})} \quad (4.7)$$

ここで, m は自然数であり, 本論文で試作したテープ部を持つ導波管ではすべて $m = 1$ として設計・試作を行った.

4.2.2 差動移相器

アナログビームフォーミング回路では, しばしば広い比帯域幅においてアンテナ間に一定の位相差を与えることが必要であり, これは OAM 多重伝送システムにとって特に重要である. しかし, ほとんどの DPS は導波管の長さや幅を変えることで移相量を調整するが, それらは特定の周波数で調整されることが多い. 広帯域で DPS を動作させるために, コルゲート構造 [99] やグライド対称ピン構造 [100] など,

いくつかの DPS が提案されているが、構造はかなり複雑な上に高価であり、製造が困難である。導波管の波長分散特性により、差動移相は基本的に広帯域にわたって均一ではないため、本節では、広帯域で動作する単純で連続的な形状を持つ DPS の理論的設計方法を提案する。

図 4.4 に、2 つの導波管の分散曲線から導出された広帯域 DPS の設計概要を示す。導波管内の移相周波数特性を表す分散曲線が自由空間とは異なり非線形曲線であることはよく知られている。分散曲線が所望の移相差 φ_s だけでなく、 ω_c で同じ勾配も持つ場合、2 つの導波管間の移相差は広帯域にわたって均一になると考えられる。そのため、図 4.5 に示すように、異なる長さと幅を持つ 2 つの導波管を単純に仮定

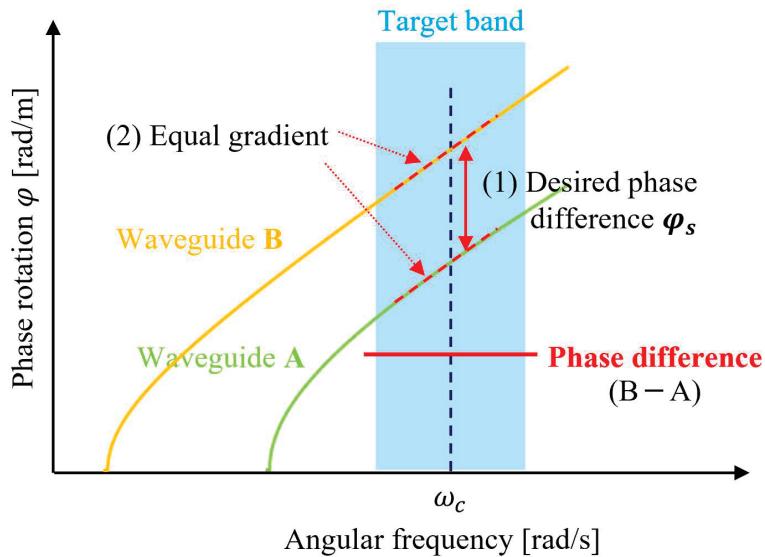


図 4.4: 2 つの導波管の分散曲線と移相差設計の概要。

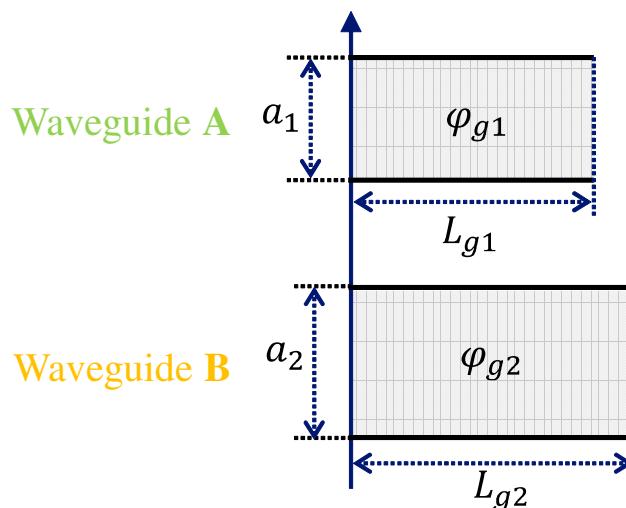


図 4.5: 2 つの矩形導波管の E 面の形状。

し、導波管 A と B の移相量をそれぞれ φ_{g1} と φ_{g2} として、目的関数を次のように設定する。

$$\varphi_{g1}(\omega_c) = \varphi_{g2}(\omega_c) + \varphi_s \quad (4.8)$$

$$\frac{\partial \varphi_{g1}}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_c} = \frac{\partial \varphi_{g2}}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_c}. \quad (4.9)$$

ここで、長さ L の導波管内の移相量 φ_g は次のように与えられる。

$$\varphi_g(\omega) = -\omega\mu_0 \int_0^L \frac{1}{Z_0(x)} dx \quad (4.10)$$

したがって、式 (4.8) と (4.9) に含まれる関数は式 (4.10) から次のように導出される。

$$\varphi_{g1}(\omega_c) = -\frac{\omega_c \mu_0 L_{g1}}{Z_{g1}} \quad (4.11)$$

$$\varphi_{g2}(\omega_c) = -\frac{\omega_c \mu_0 L_{g2}}{Z_{g2}} \quad (4.12)$$

$$\frac{\partial \varphi_{g1}}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_c} = -L_{g1} \varepsilon_r \varepsilon_0 Z_{g1} \quad (4.13)$$

$$\frac{\partial \varphi_{g2}}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_c} = -L_{g2} \varepsilon_r \varepsilon_0 Z_{g2} \quad (4.14)$$

前述のプロセスから、式 (4.8) と (4.9) を同時に解くことによって、2つの導波管の形状を次のように得る。

$$L_{g1} = \frac{\varphi_s Z_{g1} Z_{g2}^2}{\omega_c \mu_0 (Z_{g1}^2 - Z_{g2}^2)} \quad (4.15)$$

$$L_{g2} = \frac{\varphi_s Z_{g1}^2 Z_{g2}}{\omega_c \mu_0 (Z_{g1}^2 - Z_{g2}^2)} \quad (4.16)$$

回路への実装を考慮すると、図 4.6(a) に示すように、2つの導波管の幅が a_1 から a_2 に変化する間に移相が与えられる場合と、図 4.6(b) に示すように、2つの導波管の幅が a_1 のままである場合が考えられる。したがって、図 4.2 の層間 3-dB カプラ間の $\pi/4$ DPS は図 4.6(b) の形状を持ち、他の DPS は図 4.6(a) の形状を持つように設計を行う。図 4.6(a) の形状については、式 (4.15) と (4.16) を直接適用できる。なぜなら、導波管 A と B の唯一の違いは灰色の領域であり、実質的な条件は図 4.5 の場合と同じだからである。図 4.6(b) の形状については、導波管 B のテープ部における追加の移相量 φ_t を考慮を入れる必要がある。したがって、目的関数の式 (4.8) と (4.9) は次のようになる。

$$\varphi_{g1}(\omega_c) = \varphi_{g2}(\omega_c) + 2\varphi_t(\omega_c) + \varphi_s \quad (4.17)$$

$$\frac{\partial \varphi_{g1}}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_c} = \frac{\partial \varphi_{g2}}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_c} + 2 \frac{\partial \varphi_t}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_c} \quad (4.18)$$

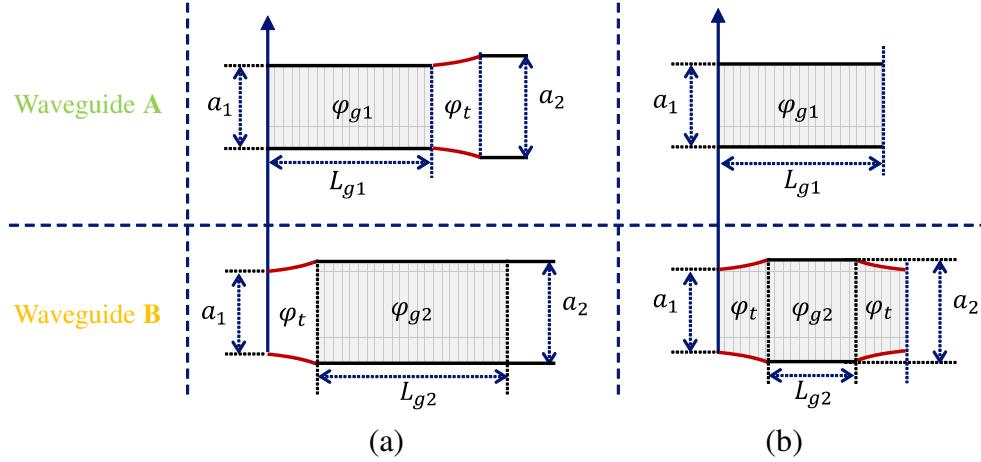


図 4.6: 回路への実装において想定される DPS の形状.

ここで,

$$\varphi_t(\omega_c) = -m\pi \quad (4.19)$$

$$\left. \frac{\partial \varphi_t}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_c} = -\frac{m\pi}{2} \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{\omega_c \mu_0} \frac{{Z_{g1}}^2 - {Z_{g2}}^2}{\log(Z_{g1}/Z_{g2})} \quad (4.20)$$

である. 結果として, 式 (4.17) と (4.18) を同時に解くことによって, 2つの導波管の形状を次のように得る.

$$L_{g1} = \frac{Z_{g1}}{\omega_c \mu_0} \left\{ \frac{m\pi}{\log(Z_{g1}/Z_{g2})} + \frac{{Z_{g2}}^2 (\varphi_s - 2m\pi)}{{Z_{g1}}^2 - {Z_{g2}}^2} \right\} \quad (4.21)$$

$$L_{g2} = \frac{Z_{g2}}{\omega_c \mu_0} \left\{ \frac{m\pi}{\log(Z_{g1}/Z_{g2})} + \frac{{Z_{g1}}^2 (\varphi_s - 2m\pi)}{{Z_{g1}}^2 - {Z_{g2}}^2} \right\} \quad (4.22)$$

次に, DPS とテーパ導波管の設計方法の両方の性能を評価するために, 移相量が 45° , 90° , 135° , および 180° の DPS を設計・試作した. I/O ポートのサイズは WR-06 標準フランジ仕様に基づいているため, 図 4.6(b) に示す構造を $a_1 = 1.651$ mm として設計に適用した. 図 4.7 に, 試作した DPS の移相差の実測値を示す. 試作した DPS は動作周波数 135 GHz から 170 GHz の範囲内ではほぼ平坦な差動移相周波数特性を持つことが示された. 大きな差動移相は帯域の端でより大きな誤差を生じるが, 帯域内の位相誤差の標準偏差は 180° DPS であっても 1.36° である. なお, 8×8 Butler matrix 回路のレイアウトにおける最大差動移相は 157.5° である. 図 4.8 に, DPS の反射周波数特性の測定結果を示す. テーパ部が含まれているにもかかわらず, いずれの場合にも反射電力は -30 dB 未満であった.

4.2.3 3-dB カプラの設計

Butler matrix 回路のレイアウトに必要な 2種類の 3-dB カプラ, すなわち, Sub-THz 帯用の E 面カプラと H 面カプラを設計した. できるだけ単純な形状で広帯域性能を得るために設計方法を研究し, E 面カプラと H 面カプラをそれぞれマルチブランチカプラ構造 [101, 102] およびショートスロットカプラ構

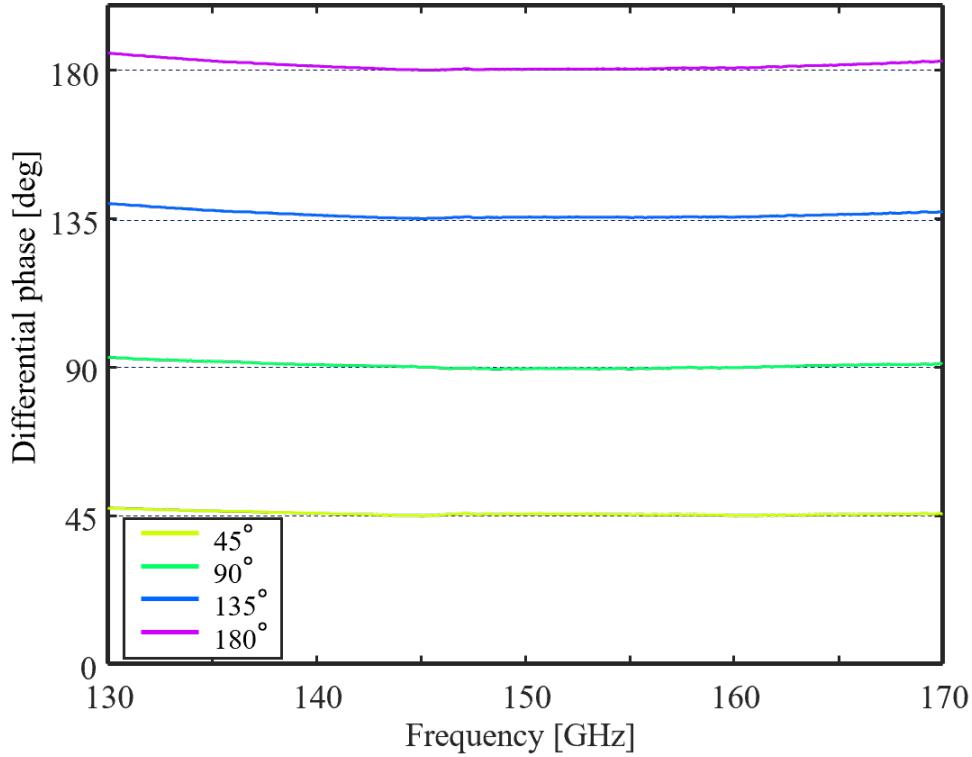


図 4.7: 移相量が 45° , 90° , 135° , 180° の DPS の移相差の実測値.

造 [103, 104, 105] に基づいて設計した. 設計には, 3 次元電磁界解析ソフトウェアである HFSS を用いた. なお, 理論設計ではカプラのコーナーが直角になるが, 微細加工を考慮してコーナーに丸みを与える必要がある. したがって, 易加工性を加味していくつかのコーナーを丸めた後, Kriging 応答曲面法に基づく多目的最適化アルゴリズムを用いたパラメトリックスタディによって形状を最適化した. 3-dB カプラに必要な性能は, 透過電力 (S_{31} と S_{41}) が広帯域にわたって等しく -3 dB であり, 反射損失 (S_{11} と S_{21}) ができるだけ小さいことである.

図 4.9 に, 設計した E 面カプラと H 面カプラの形状を示す. 多くのコーナーは半径 0.1 mm で丸められている. H 面カプラは, 最適化の自由度を増やしてより良い特性を得るために, 結合部に溝を形成した. H 面カプラの結合部は入出力の導波管の幅より広く, 複数の伝送モードが存在できる. カプラの結合部における E 面上の電流分布を図 4.10 に示す. この導波管では, 結合部における TE₁₀ モードと TE₂₀ モードの移相差が正確に 90° 異なるときに 3-dB カプラとして動作する. TE₁₀ モードは, 結合部の中央 (青い枠で囲まれた部分) で伝搬方向に平行な電流のみを持つのに対して, TE₂₀ モードは伝搬方向に垂直な電流を持つ. したがって, 伝搬方向に平行な E 面上にリッジまたは溝を形成することによって TE₂₀ モードの伝搬のみを制御することができる. H 面カプラについては, 新たに形成した溝構造の効果を検証するために試作品を製作した. 図 4.11 には, H 面カプラの電磁界解析結果と測定された S パラメータを示す. 測定結果は電磁界解析結果と一致し, S_{31} と S_{41} の測定された振幅の不平衡量は 0.29 dB であり, 反射は 135 GHz から 170 GHz の範囲で -20 dB 未満であった.

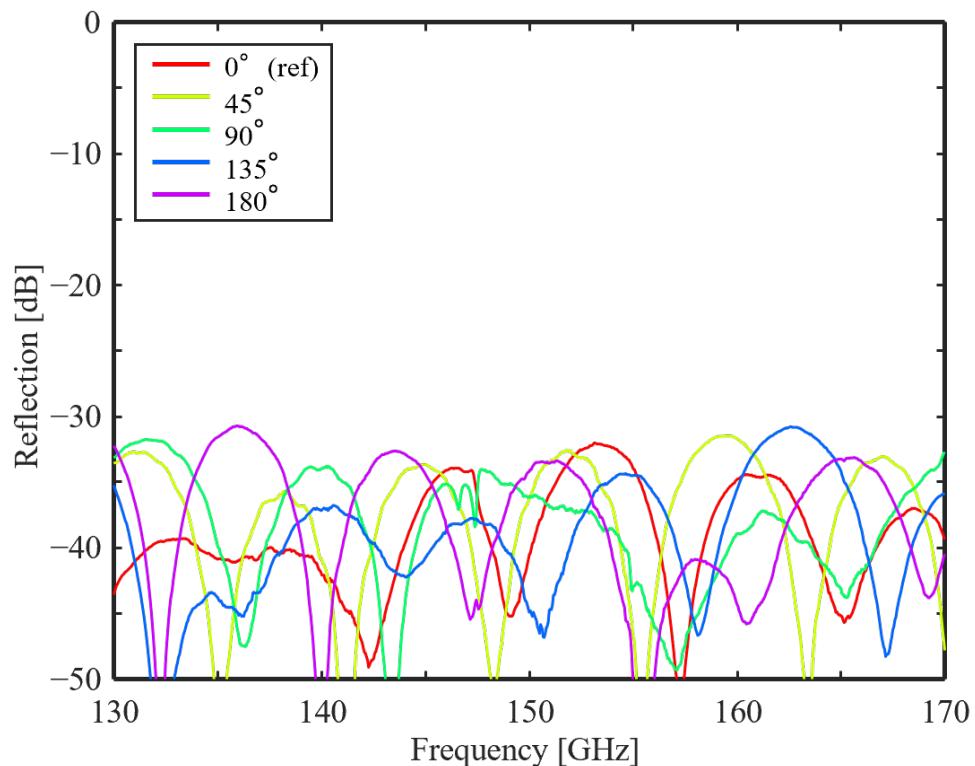


図 4.8: テーパー部を備えた DPS の反射周波数特性の測定結果.

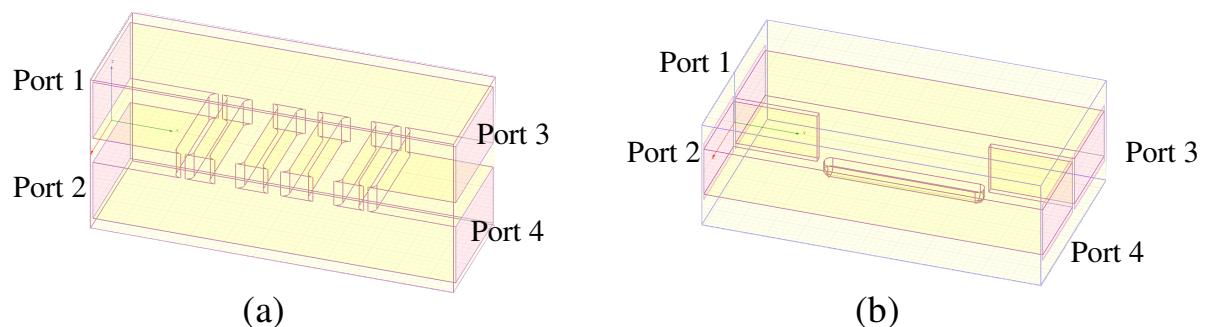


図 4.9: (a) E面カプラと (b) H面カプラの形状.

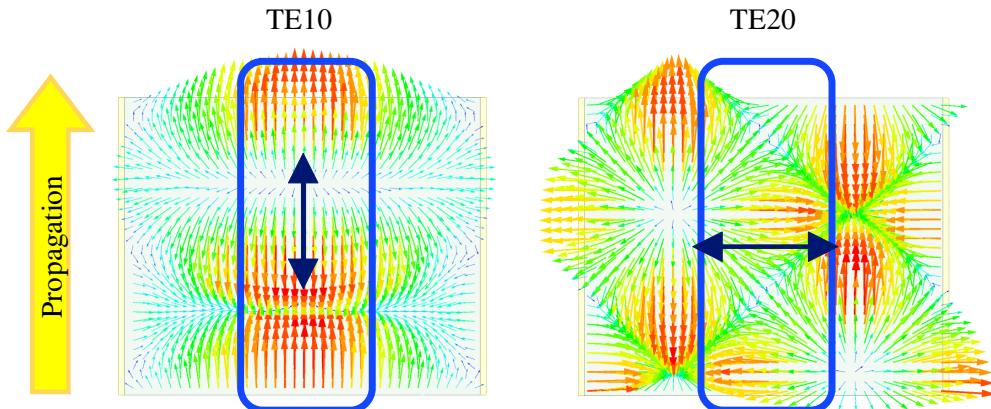


図 4.10: TE₁₀ と TE₂₀ モードが併存できる幅を持つ矩形導波管の E 面上の電流分布。

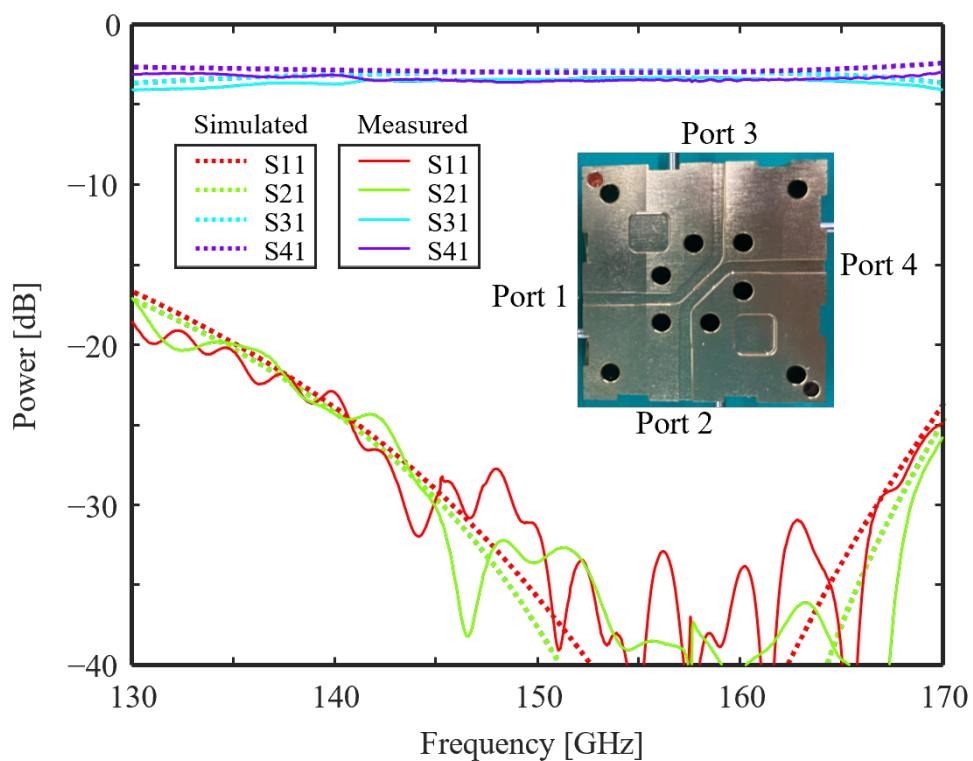


図 4.11: 設計した H 面カプラの S パラメータの電磁界解析および測定結果。

4.3 8×8 Butler matrix 回路の設計および性能評価

4.3.1 Butler matrix 回路の 3D モデル設計

これまでの議論とレイアウト設計に基づいて、Butler matrix 回路の 3D モデルを設計した。図 4.12 に、Butler matrix 回路の 3D モデルと製作された試作品を示す。3D モデルには、UCA として均一に円形に配置されたアンテナポートへの給電ネットワークが含まれる。給電ネットワークは、曲げの角度と数が揃えられ、電気長が等しくなるように配線されている。3D モデルは 5 つの金属板に分割され、これら

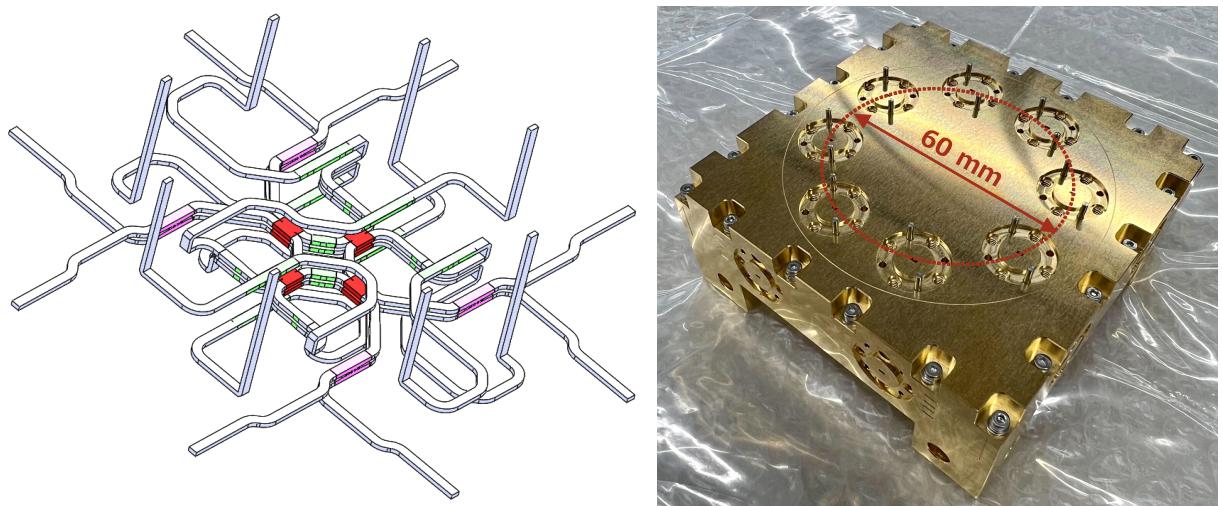


図 4.12: 設計した Butler matrix 回路の内部配線および外観。

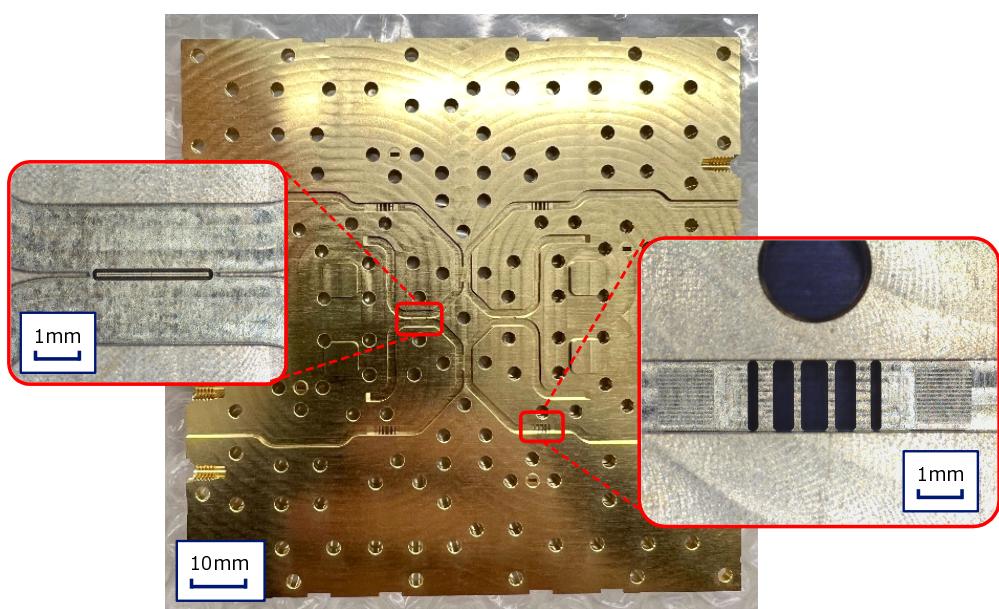


図 4.13: 移相器や 3-dB カプラを含む Butler matrix 回路の代表的な層の外観。

は精密に嵌合されてねじ止めされる。3-dB カプラと DPS を含むレイアウトの 2 つの層は、1 枚の金属板の両面に溝を掘り、両側から覆うことによって形成される。金属板の片面を図 4.13 に示す。

4.3.2 試作 Butler matrix 回路の性能評価

図 4.14 に、アンテナポート 1 (A_1) の移相を基準として各アンテナポートにおいて測定された移相差を示す。移相差はすべてのアンテナポートにおいて広帯域にわたって非常に均一であり、全 OAM モードの平均移相不平衡は 135–170 GHz において 3.03° であった。次に、試作した Butler matrix 回路のモードアイソレーションを評価した。これは 3.4.1 節で導入した通り、所望の OAM モードの電力と、他の OAM モードへの、または他の OAM モードからのモード間干渉の電力との比として式 (3.19) のように定義される。

図 4.15 に、各 OAM モードのモードアイソレーションを示す。モードアイソレーションは、すべての OAM モードに対して 135 GHz から 170 GHz の範囲で 15 dB 以上であり、帯域内の平均値は 19.2 dB から 25.2 dB の範囲であった。Sub-THz 帯の波長は数 mm であり非常に短いため、モードアイソレーションのばらつきは、製造精度を向上させることでよりよく制御できる可能性がある。図 4.16 および図 4.17 に、式 (3.19) の $|R_{l,l}|^2$ に対応する各 OAM モードの利得の周波数特性、および I/O ポートで測定された反射特性をそれぞれ示す。導波管回路の規模が大きいにもかかわらず、全 OAM モードの平均損失は 135 GHz から 170 GHz の範囲で 1.5 dB 未満であった。損失には、導体抵抗損失だけではなく、反射や不要な OAM モードへの漏洩も含まれる。また、反射は同じ周波数範囲で -20 dB 未満であった。表 4.1 に、以前に報告されたビームフォーミング用 Butler matrix 回路との性能比較を示す。試作した Butler matrix 回路は、はるかに高い動作周波数、低い反射減衰量、および広帯域にわたるより小さな振幅および移相不平衡を達成している。

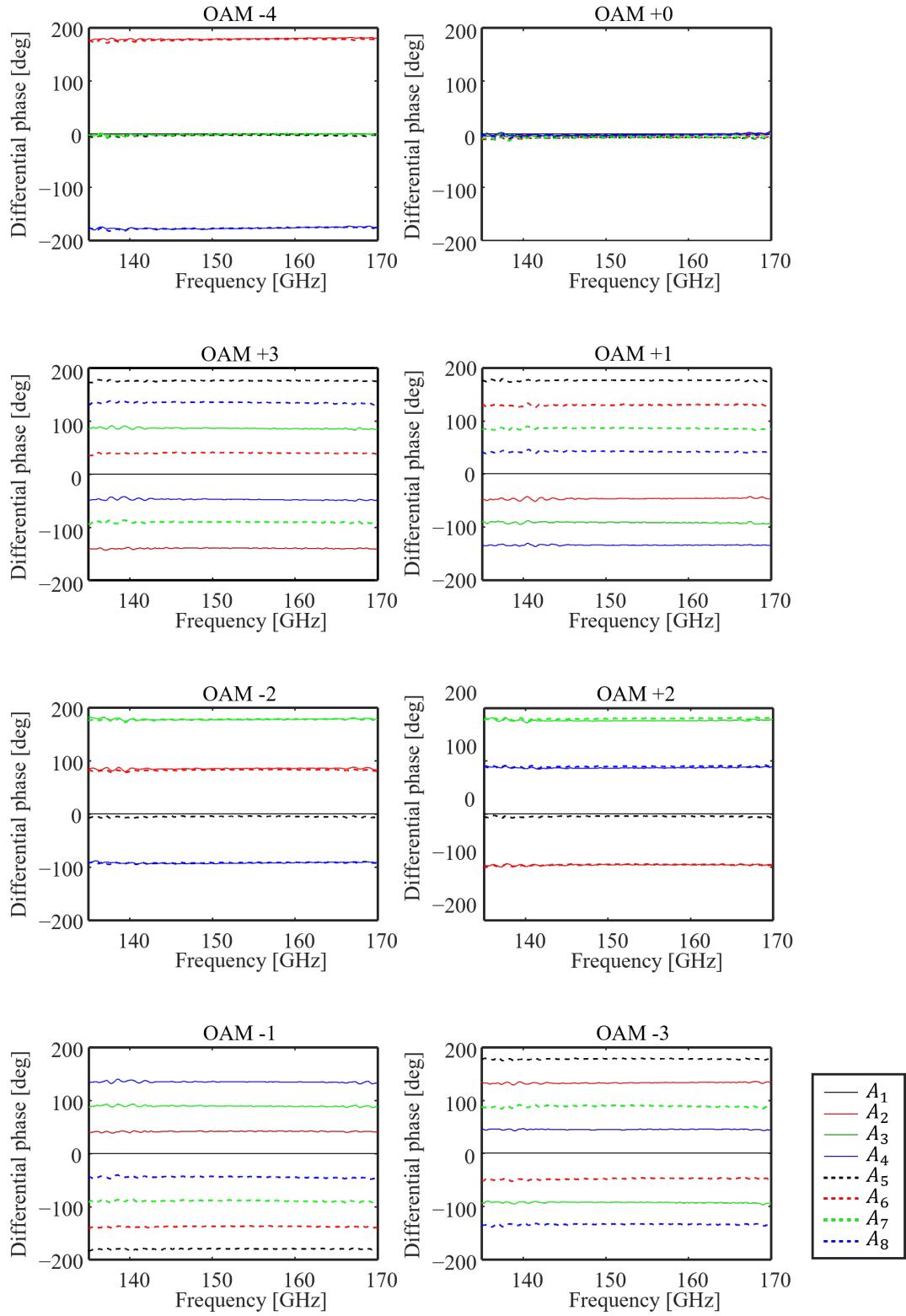


図4.14: アンテナポート1 (A_1) の移相を基準とした各アンテナポート ($A_1 - A_8$) の移相.

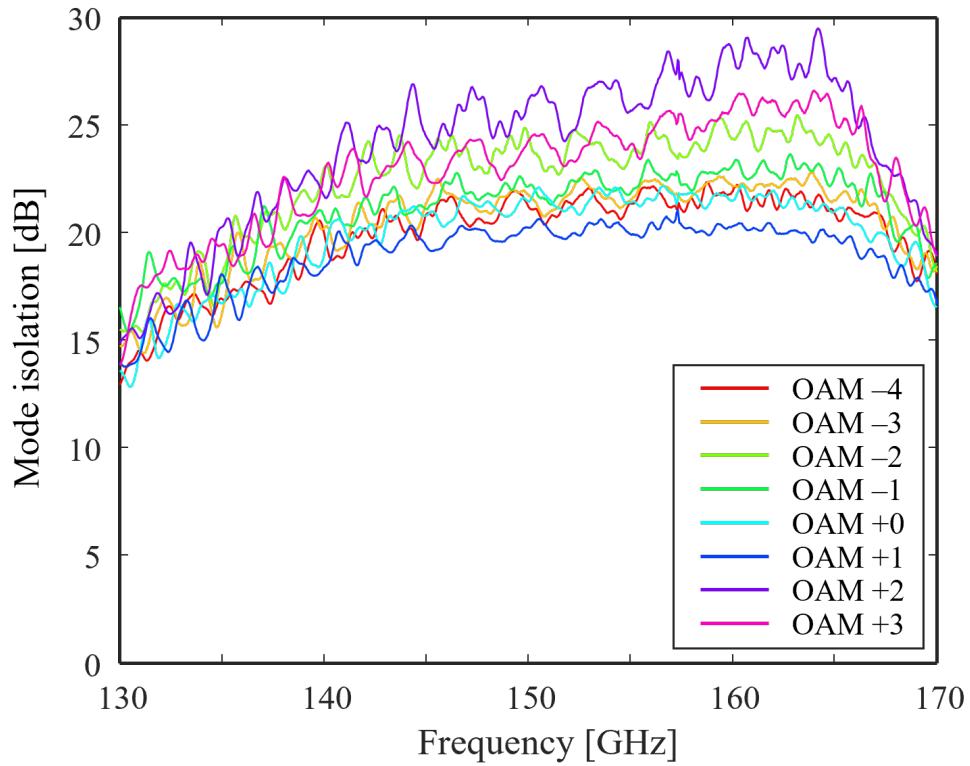


図 4.15: 試作した Butler matrix 回路のモードアイソレーションの測定結果。

表 4.1: Butler matrix 回路の性能比較。

文献	[91]	[92]	[93]	[94]	[95]	This work
製造技術	Microstrip line	Finline	SIW	WG	Gap WG	WG
周波数 [GHz]	1.98–3.14	74.0–82.5	28.0–32.0	19.3–19.7	77.5–92.5	135–170
比帯域 [%]	45.3	11	13.3	2.1	17.6	23
回路規模	4×4	4×4	4×4	64×64	4×4	8×8
反射損失 [dB]	-10	-10	-10	-10	-10	-17.5
挿入損失 [dB]	0.8	2.42	1.8	1.8	1.17	1.46
振幅不均衡 [dB]	1	—	1	4	1.5	0.41
移相不均衡 [degree]	7	16	11	40	17	3.03

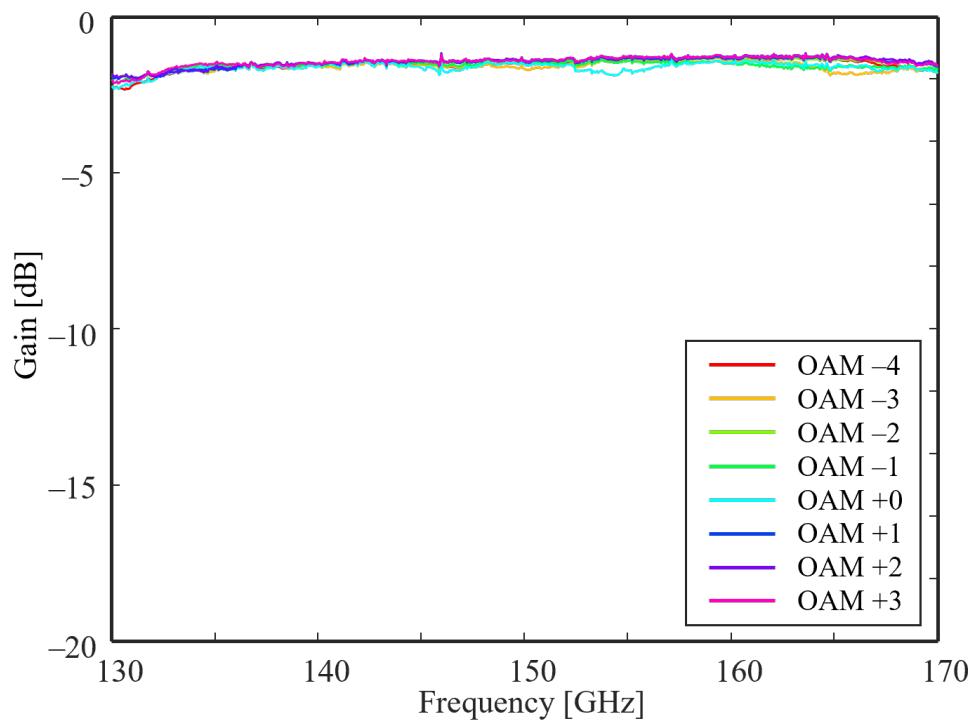


図 4.16: OAM モードの利得特性の測定結果.

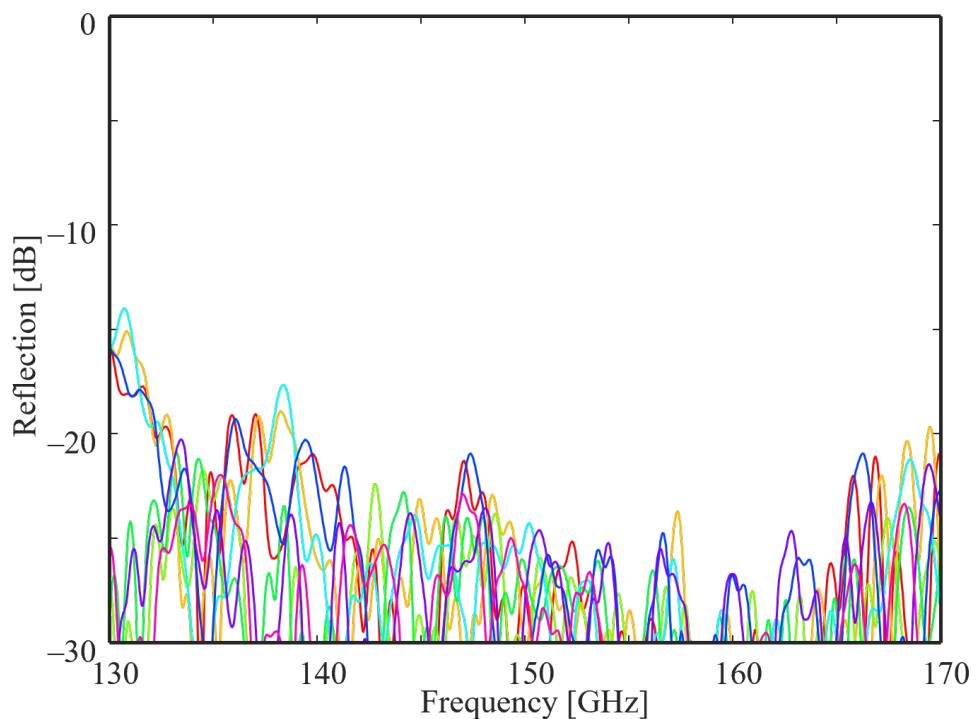


図 4.17: I/O ポートにおける反射特性の測定結果.

4.4 8×8 Butler matrix 回路を用いた Sub-THz 帶広帯域伝送実験評価

Sub-THz 帯 OAM 多重伝送実験システムの構成を図 4.18 に、具体的な実験諸元を表 4.2 に示す。デジタルアナログ変換およびアナログデジタル変換は、それぞれ同期された AWG (Keysight M8195A) とデジタルサンプリングオシロスコープ (Tektronix DPO72304X) を使用して実行した。IF と RF 間のアップコンバージョンおよびダウンコンバージョンは、サブハーモニックミキサ (VDI WR6.5CCU/CCD) を使用して実行される。ローカル信号を信号発生器 (R&S SMB100A) からサブハーモニックミキサに供給し、アップコンバージョンおよびダウンコンバージョンのためにサブハーモニックミキサによりローカル信号を 6 週倍した。電力増幅器 (Power Amplifier : PA, VDI WR6.5AMP, 利得 20 dB) および低雑音増幅器 (Low Noise Amplifier : LNA, Radiometer, 利得 15 dB, 雜音指数 6 dB) は、位相および振幅の不平衡を引き起こすため、送信機 (Tx) の Butler matrix 回路の前、および受信機 (Rx) の Butler matrix 回路の後にそれぞれ配置した。なお、アンテナ素子位置では複数の OAM モードの信号の重ね合わせによりピーク対平均電力比 (Peak-to-Average Power Ratio : PAPR) が増加し、本実験構成における導波管回路損失を超える。したがって、通常アンテナ直下に配置する増幅器は、本実験構成において先述の位置に置くことが最適である。受信 UCA は送信 UCA の反対側に配置されるため、座標系は反転し、結果的に受信 Butler matrix 回路内の処理は IDFT と等価になる。したがって、図 4.1 に示す OAM モードと I/O ポートの対応は、送信機と受信機で同じである。

本章では、第 3 章の伝送実験における一連のオフラインデジタル信号処理と同等のオフラインデジタル信号処理アルゴリズムを実装した。変調方式はシングルキャリアの QAM 方式を用いており、伝送速度を最適化するために、適応変調符号化 (Adaptive Modulation and Coding : AMC) アルゴリズムを適用した。また、データ系列は、DVB.S2 標準仕様に基づき、FEC 符号である LDPC および BCH 符号によって符号化した。DVB-S.2 で定義されるパケットエラー率 (Packet Error Rate : PER) 10^{-7} 以下という準エラーフリー (Quasi Error Free : QEF) 品質を満たすための QAM 信号のシンボルあたりのエネルギー対雑音電力比 (E_s/N_0) の性能要件は、数値シミュレーションにより算出した。表 4.3 は、本実験における加法的白色ガウス雑音環境下での QEF 性能要件をまとめたものである。AMC アルゴリズムにより変調次数と符号化率は伝送路の実測 SNR に応じて適応的に決定され、伝送速度は 8 つの OAM モー

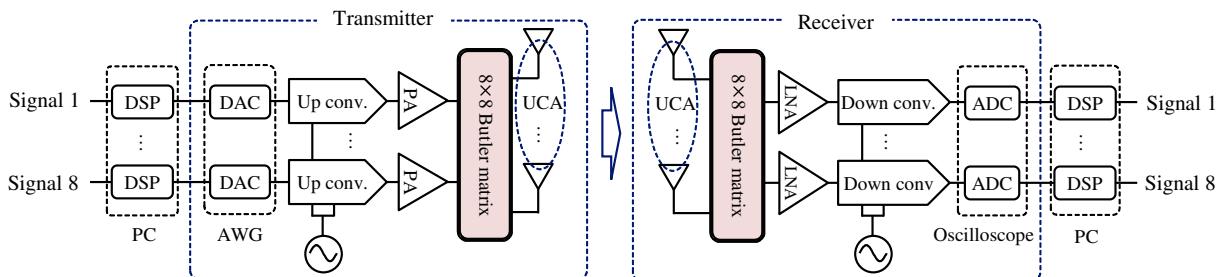


図 4.18: OAM 多重伝送実験系の構成。

表 4.2: 実験諸元

周波数帯	136–152 GHz / 152–168 GHz
帯域幅	16 GHz × 2
OAM モード	−4, −3, −2, −1, 0, 1, 2, 3
偏波	2 (水平, 垂直)
UCA 直径	6 cm
アンテナ素子数	8 elements / UCA
送信信号の平均電力	5 dBm (−4 dBm/stream)
伝送距離	1 m
変調方式	SC (QPSK, 16QAM, 64QAM)
フレーム長	32,400 symbols
誤り訂正	LDPC & BCH (DVB-S.2)
利用可能な LDPC 符号化率	1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10
等化方式	SC-FDE [89]

表 4.3: QEF 品質 ($\text{PER} = 10^{-7}$) を満たす E_s/N_0 の性能要件.

Mode		E_s/N_0 [dB]	Mode		E_s/N_0 [dB]
QPSK	1/4	−2.35	16QAM	2/3	8.82
QPSK	1/3	−1.24	16QAM	3/4	10.08
QPSK	2/5	−0.30	16QAM	4/5	10.84
QPSK	1/2	1.00	16QAM	5/6	11.42
QPSK	3/5	2.23	64QAM	3/5	12.66
QPSK	2/3	3.10	64QAM	2/3	13.72
QPSK	3/4	4.03	64QAM	3/4	15.24
16QAM	2/5	4.61	64QAM	4/5	16.23
QPSK	5/6	5.28	64QAM	5/6	16.93
16QAM	1/2	6.30	64QAM	8/9	18.32
16QAM	3/5	7.88	64QAM	9/10	18.57

ドのそれぞれで QEF 品質を満たす伝送速度の合計として測定される。スペクトル整形にはデジタル整合フィルタを用い、送受信機双方においてロールオフ係数 0.05 のルートレイズドコサインフィルタを適用した。受信側信号処理では、フレームタイミングおよびキャリア周波数オフセット推定器ならびに相関器を設計および実装し、実際のシステムにおける誤差を補正した。さらに、周波数歪みを補償するために、SC-FDE 方式 [89] を用いた。具体的には、既知のヘッダプリアンブル信号を用いて等価チャネル行列を推定し、データストリームに対して MMSE 周波数領域チャネル等化を適用した。なお、Butler matrix 回路が空間的に重ね合わされた OAM モードの生成分離処理を実行するため、オフラインデジタル信号処理は各 OAM モードに対して並列に実装され、OAM モード間のデジタル等化処理は不要である。

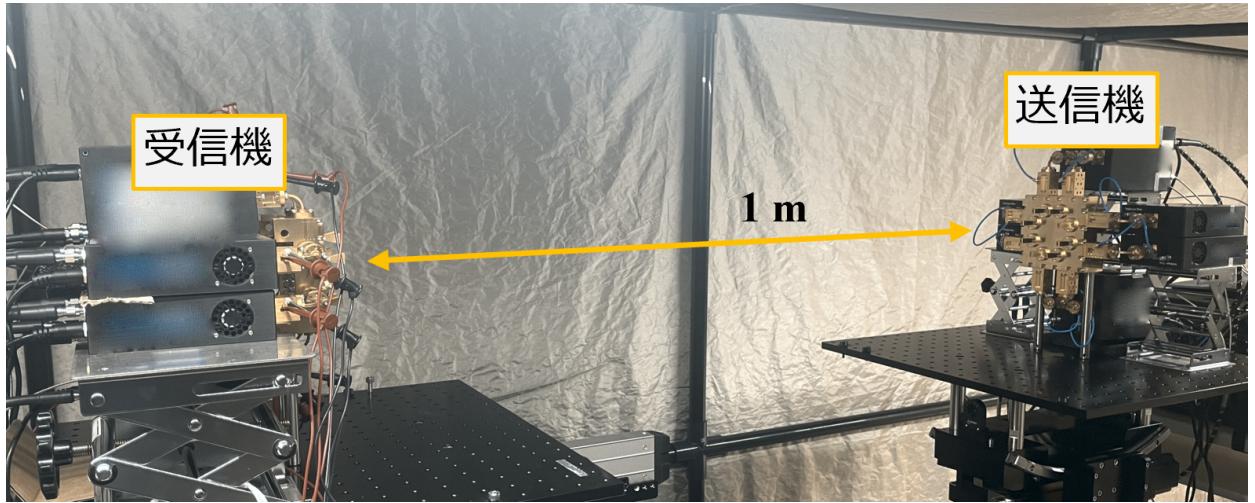


図 4.19: シールドルーム内で構築した実験システムの写真.

シールドルーム内で構築した実験システムの写真を図 4.19 に示す。対向配置された UCA の伝搬軸は、光学レーザーを使用して位置合わせされ、モード間干渉を最小限に抑えるように微調整される。位置合わせは伝送前に一度必要であり、すべての OAM モードは同時に伝送される。UCA の直径は 6 cm であり、この場合のレイリー距離は約 0.9 m であるため、1 m の距離ではすべての OAM モードが利用可能であると考えられる。

1 m の距離における送受信アンテナ間の等価チャネル行列を図 4.20 に示す。各信号電力は、直交系列を持つ専用のプリアンブルを使用して測定された。理想的には、チャネル行列は式 (3.3) に示すように対角行列になるはずであり、非対角成分はモード間干渉を表す。これらには、図 4.16 に示す回路損失、ケーブル損失、增幅器利得、量子化雑音など、すべての受信デバイスの影響が含まれるため、受信端の雑音レベルも参考のために示している。このような広帯域伝送では、アナログデジタルコンバータ (Analog-to-Digital Converter : ADC) の量子化雑音が支配的な要因の 1 つであるため、雑音レベルは受信信号電力によって変化する。同じ $|l|$ を持つ OAM モードは、RF 増幅器や他の RF デバイスの利得特性のばらつきによりわずかな違いはあるものの、放射電磁界は対称的な空間分布を持つので、基本的に同一の伝送特性を持つ。チャネル行列は、OAM 多重伝送システムの品質を表し、送信および受信 Butler matrix 回路と伝送路がモード間干渉に与える影響を示す。したがって、図 4.15 に示す試作 Butler matrix 回路のモードアイソレーションが高く、位置ずれやマルチパス伝搬などの誤差要因が少ないほど、モード間干渉成分は小さくなり、チャネル行列は対角行列に近づく。測定結果より、干渉成分は受信端の雑音レベルと同等以下であり、試作した Butler matrix 回路を用いて高いモードアイソレーションが実現可能なことが示された。

次に、直交偏波干渉の影響を調査した。測定の都合上、垂直偏波 (V pol.) と水平偏波 (H pol.) 間の受信信号電力は、異なる偏波を持つ 2 つの送信アンテナを並べて配置することによって測定された。実験システムの写真を図 4.21(a) に示す。伝送は Tx-1 と Rx 間で水平偏波を用いて実行され、Tx-2 は同時に垂直偏波 (V pol.) で信号を送信しており、これが直交偏波干渉を引き起こす。信号はすべて同時に送信さ

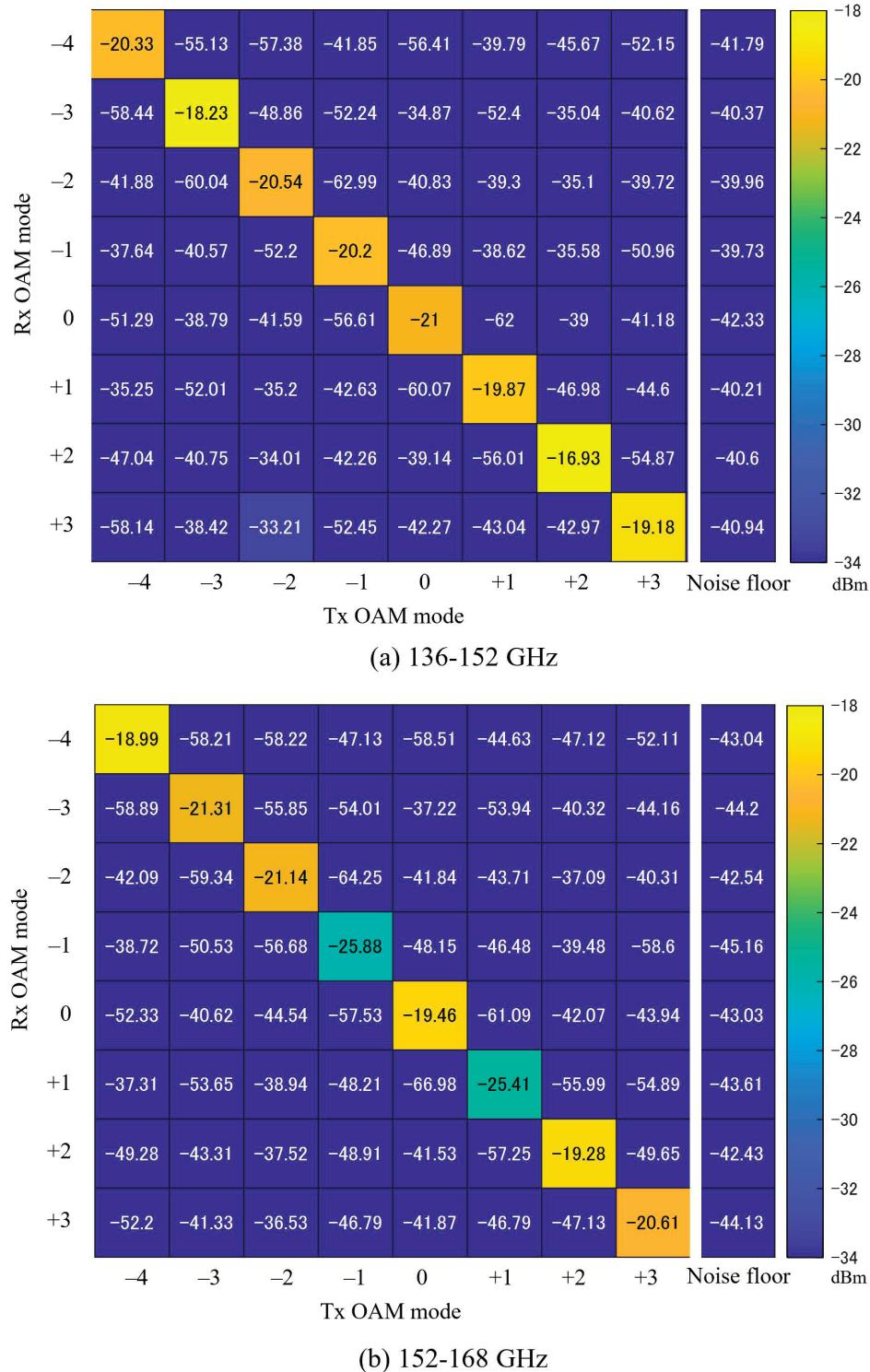


図 4.20: 36–152 GHz 帯および 152–168 GHz 帯における送受信アンテナ間の等価チャネル行列の測定結果。

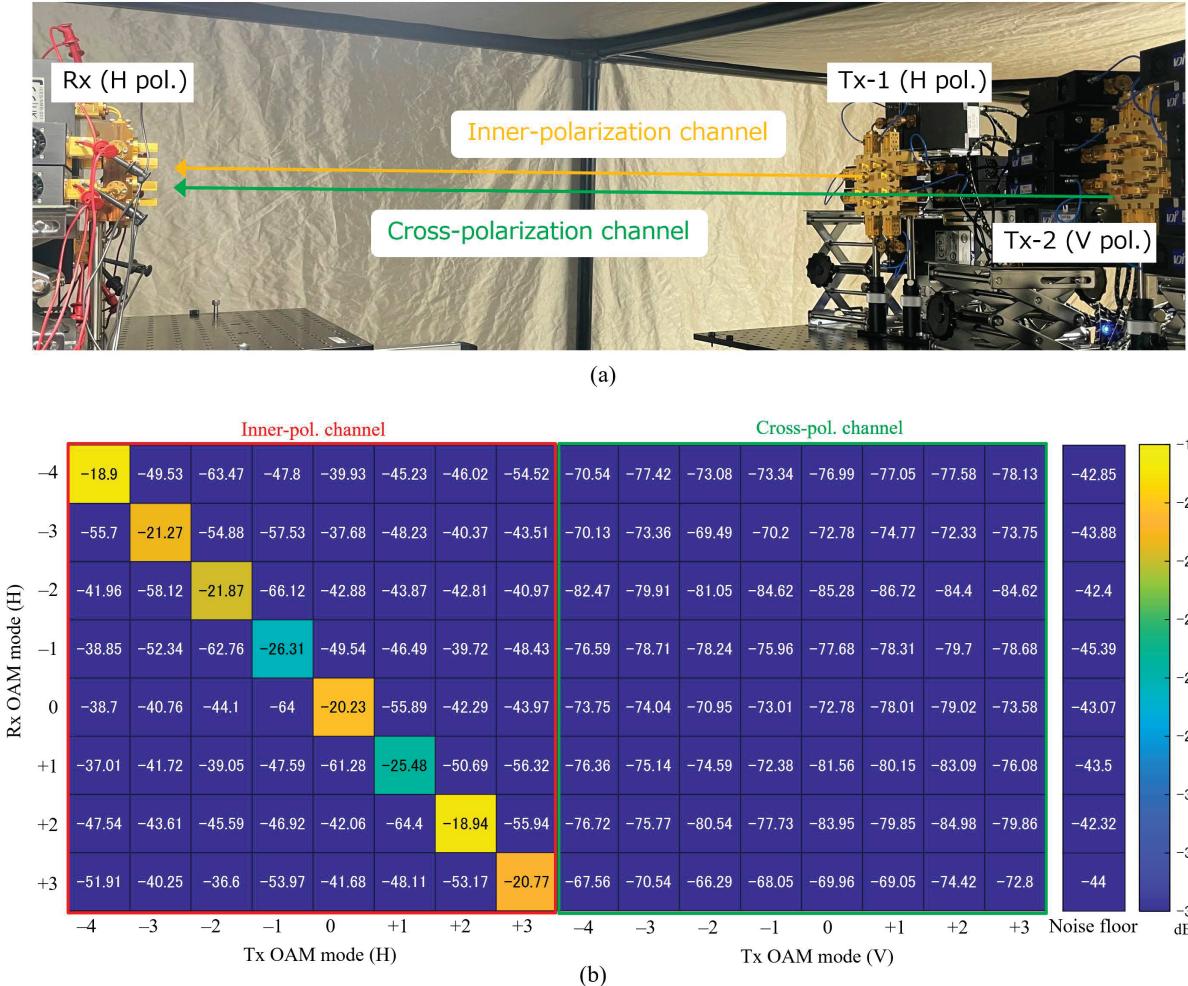


図 4.21: (a) 直交偏波多重伝送実験の様子、および (b) 152–168 GHz 帯における同一偏波チャネルと直交偏波チャネルの測定結果。

れたため、これは直交偏波多重伝送における偏波間干渉条件下のチャネル行列と等価である。図 4.21(b) に、152–168 GHz 帯において測定された同一偏波と直交偏波のチャネル行列を示す。表記法は図 4.20 と同じであり、同一偏波内および直交する偏波間の要素はそれぞれ赤と緑の枠で囲まれている。雑音フロアは最小 -47.39 dBm であり、直交偏波の受信電力は -66.29 dBm 未満であったため、直交偏波干渉はすべて雑音フロアに対して -20 dB 未満であり、無視できるものであった。直交偏波干渉の有無による伝送速度の違いではなく、OAM と偏波は独立かつ同時に使用でき、直交する 2 偏波を併用することで伝送速度を 2 倍にできることを確認した。

表 4.4 は、物理層伝送速度の実験結果をまとめたものである。各 OAM モードと各周波数帯の E_s/N_0 、変調次数、LDPC 符号化率、および周波数利用効率を示している。図 4.22 は、152–168 GHz 帯における各 OAM モードの受信信号のコンスタレーションを示す。なお、視認性のために、受信信号点は正解の信号点に対応して色分けされている。前述のように、変調次数と符号化率は事前に測定した信号品質に応じ

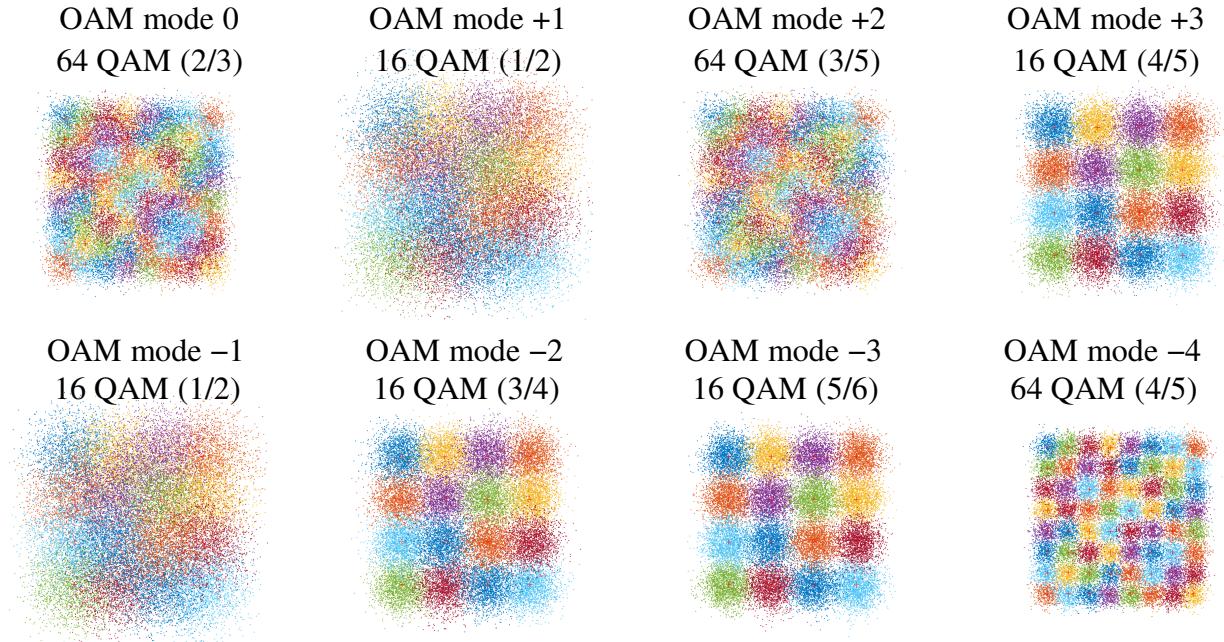


図 4.22: 152–168 GHz 帯受信信号のコンスタレーション.

表 4.4: 物理層伝送速度の実験結果.

周波数帯	136–152 GHz				152–168 GHz			
	E_s/N_0 [dB]	変調方式 (符号化率)	周波数 利用効率	伝送速度 [Gbps]	E_s/N_0 [dB]	変調方式 (符号化率)	周波数 利用効率	伝送速度 [Gps]
OAM mode								
0	10.90	16 QAM (3/4)	2.9881	47.810	14.38	64 QAM (2/3)	3.9852	63.763
+1	10.16	16 QAM (2/3)	2.6568	42.509	6.67	16 QAM (1/2)	1.9881	31.810
+2	12.82	16 QAM (5/6)	3.3235	53.175	13.33	64 QAM (3/5)	3.5822	57.316
+3	10.30	16 QAM (2/3)	2.6568	42.509	11.48	16 QAM (4/5)	3.1881	51.010
-1	9.53	16 QAM (2/3)	2.6568	42.509	6.77	16 QAM (1/2)	1.9881	31.810
-2	9.55	16 QAM (2/3)	2.6568	42.509	10.62	16 QAM (3/4)	2.9881	47.810
-3	11.24	16 QAM (4/5)	3.1881	51.010	11.79	16 QAM (5/6)	3.3235	53.175
-4	13.23	64 QAM (3/5)	3.5822	57.316	17.10	64 QAM (4/5)	4.7822	76.516

周波数	伝送速度	総伝送速度 (片偏波)	総伝送速度 (両偏波)
136–152 GHz	379.34 Gbps	792.55 Gbps	1.58 Tbps
152–168 GHz	413.21 Gbps		

て適応的に決定している。固定 LoS 環境における伝送チャネルは安定していたため、測定されたすべての E_s/N_0 値は表 4.3 に示す QEF 品質を満足していた。また、コンスタレーションが得られた数十の信号フレームでは、復号後にビットエラーは発生しなかった。8 つの OAM モードと 2 つの直交偏波を用い、デジタル空間等化処理を行うことなく Sub-THz 帯で 1.58 Tbps の総物理層伝送速度を達成した。

4.5 結言

本章では、高周波帯空間多重伝送システムの広帯域化に向け、第3章で提案したOAM-MIMO多重伝送システムの主要アナログ回路であるButler matrix回路の高周波広帯域設計方法を提案した。10 GHz幅を超える超広帯域を利用するためSub-THz帯に着目し、まずButler matrix回路を構成する移相器および3-dBカプラの導波管回路の形状設計を行った。移相器については、OAMモードの生成・分離に必要な移相差特性が広帯域にわたって均一に得られる必要がある。そのため、広帯域にわたって均一な移相差特性が得られる最適な導波管回路の形状を理論的に導出し、135 GHzから170 GHzの範囲内で移相誤差の標準偏差がわずか1.36°であることを、試作品を用いた実測により確認した。3-dBカプラについては、結合の向きに応じてE面カプラとH面カプラの2種類が必要であり、それぞれ分布定数回路理論および導波管回路内の伝搬モード解析に基づき導波管回路の形状について概形設計を行ったのち、クリギング応答曲面モデルに基づく多目的最適化アルゴリズムを用いて形状を最適化した。これらの構成部品を組み合わせたSub-THz帯で動作する 8×8 Butler matrix回路を多層構造で設計および試作し、OAMモードの生成分離性能を信号対干渉電力比で示すモードアイソレーションを指標として評価した。その結果、モードアイソレーションはすべてのOAMモードに対して135 GHzから170 GHzの範囲で15 dBを超え、帯域内の平均値は19.2 dBから25.2 dBとなり、極めて高いOAMモード生成分離性能を確認した。さらに、試作したButler matrix回路を組み込んだSub-THz帯OAM多重伝送システムを構築し、136 GHzから168 GHzの32 GHz幅で、8 OAMモード・2偏波の計16多重伝送により、1.58 Tbpsの物理層無線伝送速度を達成した。

第5章

長距離高利得伝送に向けた Sub-THz 帯 ビームフォーミングシステムの構成

5.1 緒言

本章は、高周波帯空間多重伝送システムにおける無線伝送の高利得化に関する章である。第2章で述べた高周波帯における高い自由空間伝搬損失を補い、伝送距離やカバレッジエリアを拡大するためには、アンテナ実効面積の拡大による高利得化が有効である。しかし、アンテナの実効面積を拡大するためには、ビームフォーミングのためのRFアナログ回路から各アンテナ素子への長尺の配線が必要となり、RF回路損失や位相誤差が発生する。また、Massive MIMO技術のようにアンテナアレーを大規模化し、アンテナ素子を広い面積内に高密度に配置する場合には、RFアナログ回路規模そのものが非常に複雑かつ大型になってしまう。

図5.1に、高周波帯空間多重伝送システムにおける無線バックホール・フロントホールと、無線アクセスマッシュネットワークそれぞれのシナリオに対する高利得化のアプローチの概要を示す。高周波無線基地局間や中継伝送等の無線バックホール・フロントホールのシナリオでは、第3章および第4章において1Tbps超の大容量無線伝送を実証した空間モード多重伝送の高利得化により、大容量伝送が可能な伝送距離を実用的な100m以上に延伸することをめざす。具体的には、UCAの拡大像を形成することによりアンテナの実効面積を拡大するイメージングリフレクタアンテナ技術について検討する。OAMモードはビームの円周方向に対する電磁波の空間分布の直交性を利用するため、UCAの拡大像形成の過程においてこの分布に歪みが生じることは、モード間干渉の発生、ひいては伝送性能の劣化に繋がる。そのため5.2節では、回転対称構造によりOAMモードの直交性を維持しつつ、UCAの拡大像形成が可能な軸外しリフレクタアンテナ技術を提案し、実験により伝送距離の延伸効果を確認する。次に、無線アクセスマッシュネットワークのシナリオでは、空間リソースが潤沢であるため、大規模アンテナを用いた高利得化と高密度ビームフォーミングによる空間分割多重伝送が有効である一方で、アンテナの大規模化は基地局コストや消費電力の増大に直結する。そのため5.3節では、フォトニクス技術を用いた低コストかつ消費電力の低い大規模アレーランテナシステムの構成方法を検討する。具体的には、フォトダイオードを用いた差周波発生の

特徴を用いて、光回路を用いた2つのアナログビームフォーミングシステム構成を提案し、シミュレーションおよび実験により動作原理と有効性を検証する。

5.2 イメージングリフレクタアンテナ技術

5.2.1 OAM 多重伝送における伝送距離と伝送容量の関係

本項では、UCAの直径とOAMモードの伝送可能距離の関係を整理する。式(3.16)に示したレイリー距離の定義を参照し、受信アンテナサイズも考慮した伝送容量の距離スケーリング係数 Z_S を次のように定義する。

$$Z_S = \frac{d_t d_r}{\lambda} \quad (5.1)$$

ここで、 d_t と d_r はそれぞれ送信機と受信機のUCAの直径である。図5.2に、送信機と受信機のUCAの直径が異なる場合の150 GHz帯における伝送チャネル容量と距離の関係を Z_S で正規化した数値シミュレーションの例を示す。なお、各アンテナ素子の利得も各素子の利用可能な面積を考慮してスケーリングされている。 Z_S と比較して非常に近距離($Z_S < 0.1$)の領域ではわずかな違いがあるが、 $Z_S \geq 0.1$ ではほぼ同一である。式(5.1)に示すスケーリング係数は、波長 λ に反比例、すなわち周波数に比例し、送信側と受信側の両方のUCAの直径にそれぞれ比例する。すなわち、OAM多重伝送の伝送距離の延伸には、高周波帯の利用や、送受信アンテナの直径それぞれの拡大が有効であることがわかる。したがって、目標とする距離に応じて送信機または受信機のUCAの直径、あるいはその両方を適切に設定することで、所望のOAMモードの伝送特性を得ることができる。

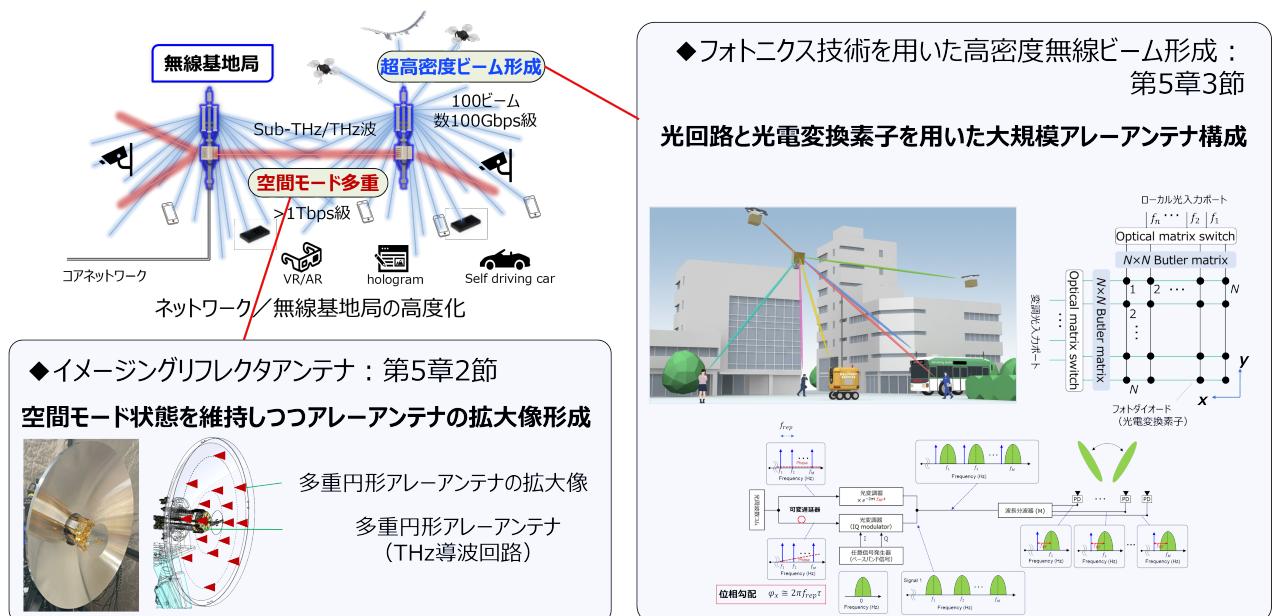


図 5.1: 高周波帯空間多重伝送システム高利得化のアプローチ。

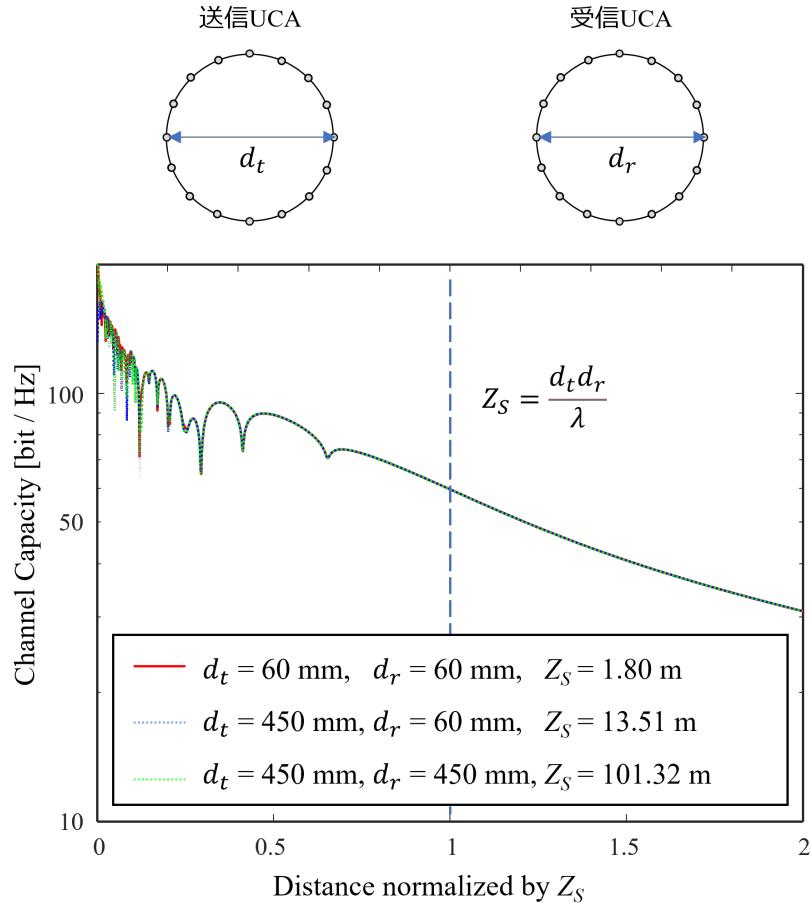


図 5.2: スケーリング係数で正規化した伝送距離と伝送容量の関係.

5.2.2 軸外しイメージングリフレクタアンテナ技術

5.2.1 項で説明したスケーリングファクタの定義より, OAM 多重伝送の伝送距離を延伸するためには送受信の UCA それぞれの直径を拡大する必要がある一方で, 導波路損失や位相誤差を避けるために, Butler matrix 回路からアンテナ素子への給電線は出来る限り短尺でなければならない. したがって, UCA の実効的な直径を拡大するために, イメージングリフレクタアンテナ技術 [109],[110] を適用するアプローチをとる. この技術では, アレーアンテナの拡大像が主反射鏡上に形成されるようにリフレクタが配置される. しかし, [109], [110] のように伝搬軸自体をオフセットする非軸対称構成では, 非軸対称収差により OAM モード間の直交性が損なわれることが想定される一方, 典型的な軸対称リフレクタアンテナを無視できないサイズのアレーアンテナと共に使用すると, 図 5.3 に示すように自己遮蔽が大きな問題となる. アレーの外側の素子から放射された電波は, 副反射鏡で比較的大きな角度で反射され, 大部分が主反射鏡に向かうが, 伝搬軸上に近いアレーの内側の素子から放射された電波は, 大部分が自身に戻ってくることになる. このような自己遮蔽は, 意図しない利得の低下と, 空間位相分布を持つ OAM モードの直交性にとって有害な散乱による波面の乱れを引き起こす.

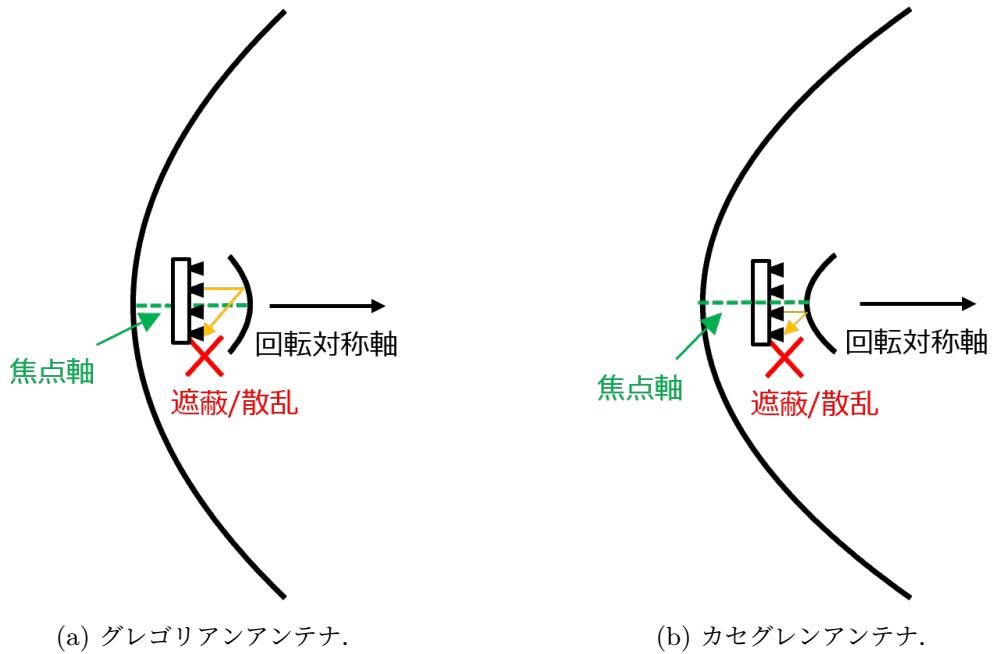


図 5.3: 従来の軸対称リフレクタアンテナによる自己遮蔽および散乱.

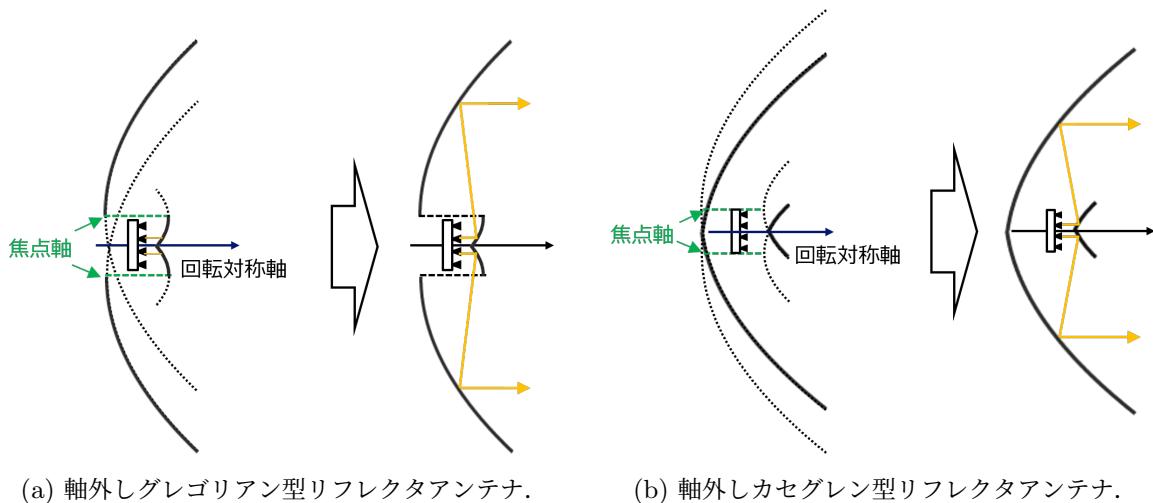


図 5.4: 提案リフレクタアンテナの設計概要.

本項では、自己遮蔽と散乱を低減するために、軸外しグレゴリアン型およびカセグレン型のリフレクタアンテナを提案する。“焦点軸”が放物線曲線の焦点を通り、伝搬軸に平行な軸であるとすると、これらは典型的なリフレクタアンテナでは一致する。図 5.4 に、リフレクタアンテナ設計の概略図を示す。リフレクタアンテナの焦点軸は、伝搬軸から一定のオフセットを持ち、伝搬軸に関して回転対称になるように構成されている。OAM の直交性は円周方向の位相分布によって定義される。したがって、提案するリフレクタアンテナでは伝搬軸の回転対称構造を維持するため、直交性は維持される。図 5.5 に、提案する軸外しグレゴリアン型およびカセグレン型リフレクタアンテナにおける反射鏡の詳細な配置を示す。主反射

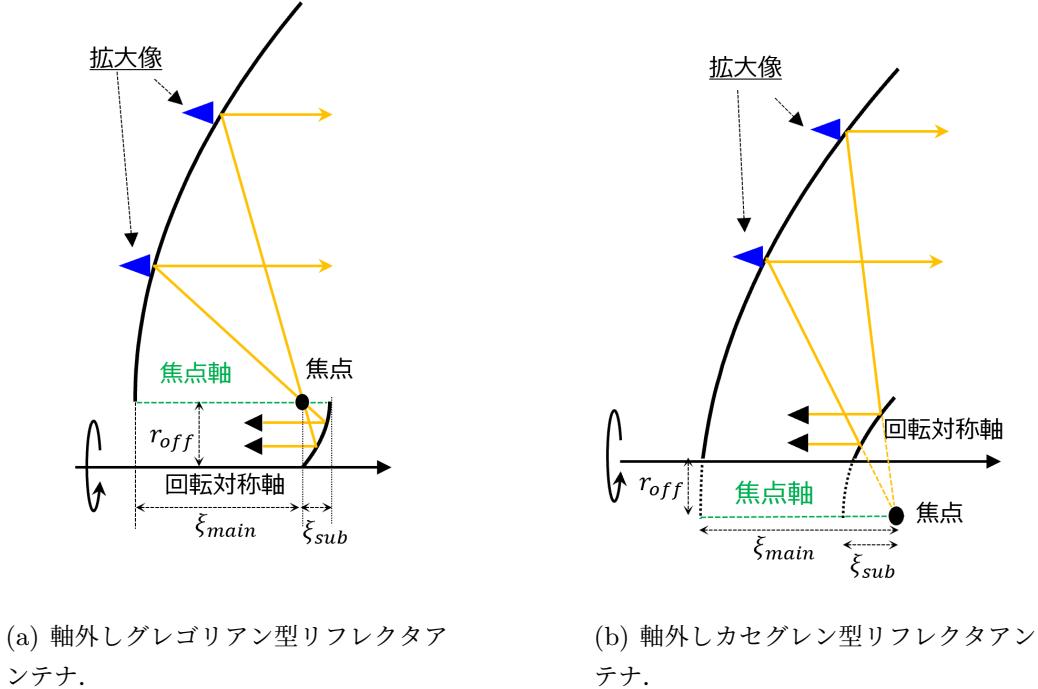


図 5.5: 提案リフレクタアンテナの設計の詳細.

鏡と副反射鏡の放物線曲線は、それらの焦点が一致するように配置される。そのとき、倍率 M は次のように与えられる。

$$M = \frac{\zeta_{main}}{\zeta_{sub}} \quad (5.2)$$

ここで、 ζ_{main} と ζ_{sub} は、それぞれ主反射鏡と副反射鏡の放物線曲線の焦点距離である。像点は、倍率に加えて焦点軸オフセットによってシフトされることに注意されたい。したがって、グレゴリアン型リフレクタアンテナの結像 UCA の半径 R_{UCA} は次のように表される。

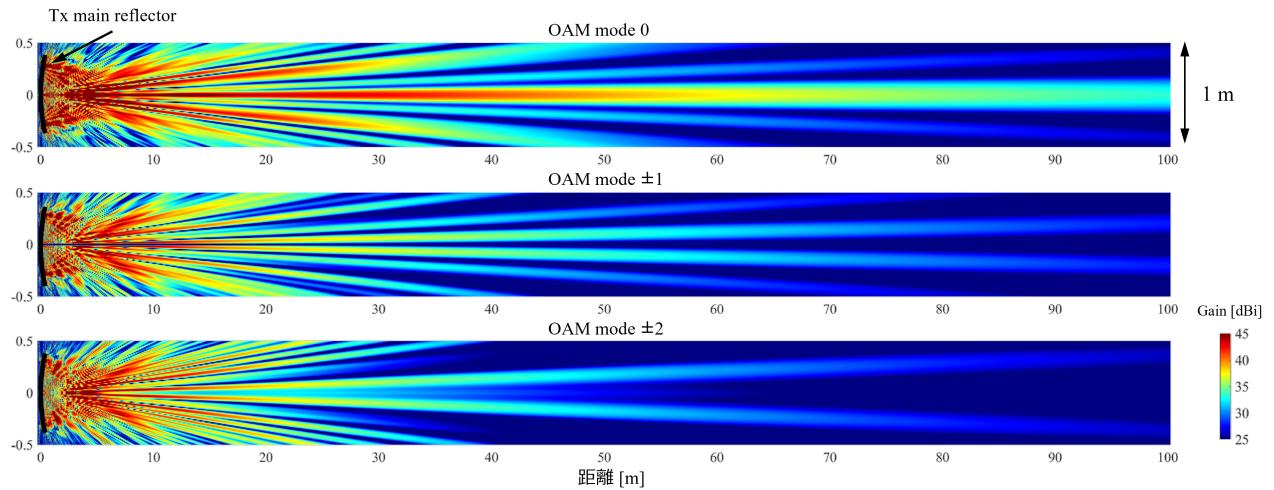
$$R_{UCA} = M(r_{off} - r_{UCA}) + r_{off} \quad (5.3)$$

ここで、 r_{off} は焦点軸と回転対称軸の距離、 r_{UCA} は UCA の半径を表す。同様に、カセグレン型リフレクタアンテナでは次のように表される。

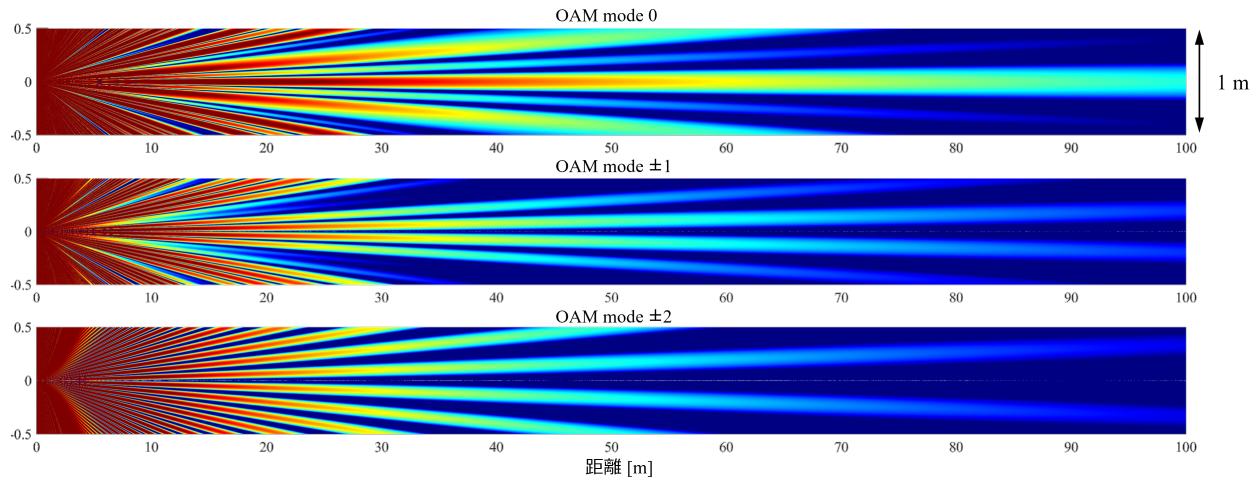
$$R_{UCA} = M(r_{off} + r_{UCA}) - r_{off} \quad (5.4)$$

したがって、 M と r_{off} を適切に設定することにより、UCA の半径を任意の所望の結像 UCA サイズに拡大することができる。

グレゴリアン型では、アーレアンテナから放射された電波は、副反射鏡で一度焦点付近に集められてから主反射鏡に向かうため、遮蔽の影響を受けにくい。カセグレン型の焦点はグレゴリアン型よりも遠いため、同様の主反射鏡開口を得るために放物線曲線がより急峻になる。カセグレン型は凸面と凹面の反射面の組み合わせを有しており、収差補正に有利な場合がある。アーレアンテナを拡大する目的のために



(a) 提案リフレクタアンテナ (UCA 拡大像の直径 60 cm) を用いて生成した OAM モードの伝搬の様子を電磁界解析した結果.



(b) UCA(直径 60 cm) を用いて生成した OAM モードの伝搬の様子を数値解析した結果.

図 5.6: OAM モード 0, ±1 および ±2 の伝搬の様子.

は、必ずしも収差なしで拡大する必要はなく、本論文でターゲットとする OAM 多重伝送のためには、円周方向のみの対称性が維持されればよいことに注意されたい。したがって、用途の要求に応じてそれぞれの長所と短所を使い分けることが推奨される。

図 5.6(a) に、提案リフレクタアンテナを使用した場合における、OAM モード 0, ±1, および ±2 が 100 m の距離まで伝搬する様子を電磁界解析した結果を示す。解析には Ansys HFSS を用い、拡大された UCA の実効アンテナ径の設計値は 60 cm、アンテナ素子数は 8 とした。視認性のため縦横の比率は異なっており、アンテナの径方向に拡大されていることに注意されたい。送信リフレクタアンテナに極めて近い領域では電磁界分布は複雑であるが、伝搬距離が延びるに伴って一定のパターンに収束していく様子がわかる。また、3.2 節で述べた通り、OAM モードの次数が高いほどエネルギーは空間的に広がり、

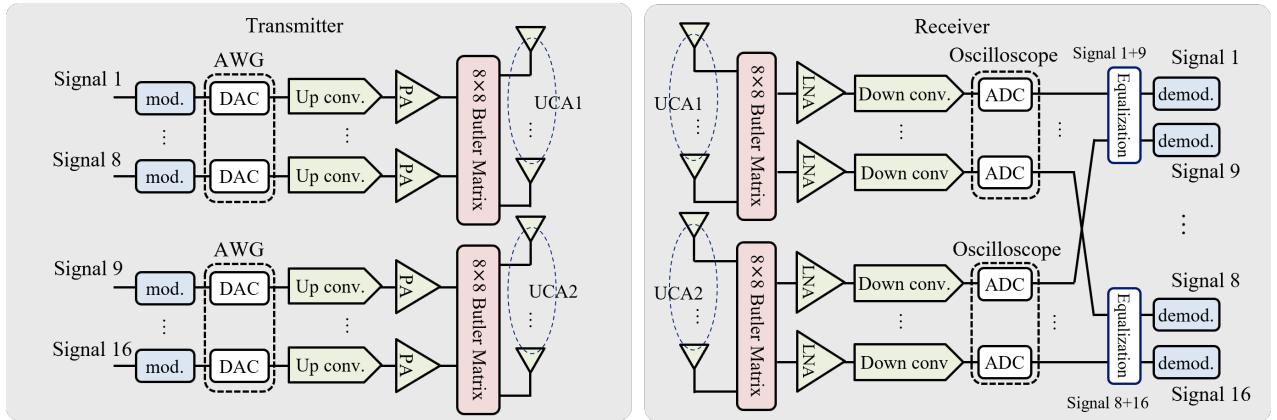
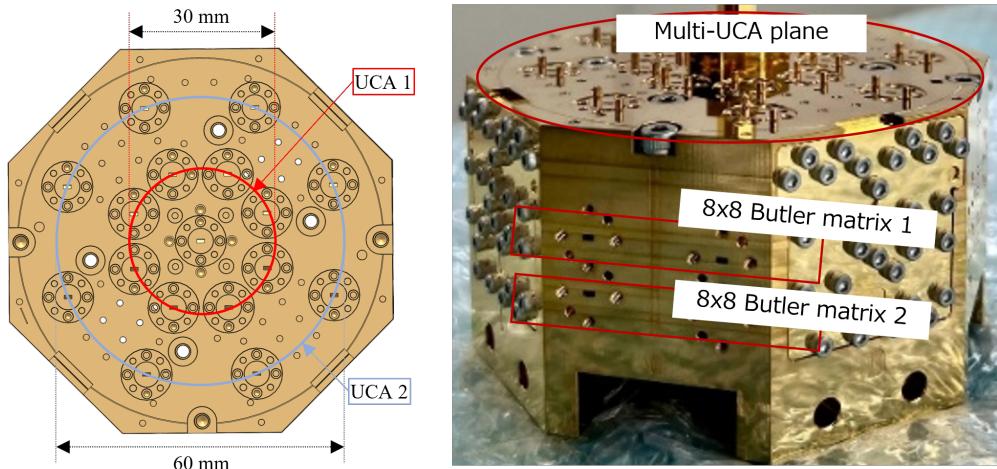


図 5.7: OAM-MIMO 多重伝送システムのブロック図。

図 5.8: 積層された 2 つの 8×8 Butler matrix 回路を備えた試作 Multi-UCA.

所定の受信開口面積内における受信利得が低下する。図 5.6(b) は、直径 60 cm の UCA から放射された OAM モードが伝搬する様子を数値解析した結果を示している。解析には Matlab を用い、UCA のアンテナ素子数は 8、波源として点波源を仮定している。したがって、アレーファクタと同様にアンテナ素子単体の指向性は考慮されていないが、伝搬方向の極めて限られた角度範囲 (1° 程度) の電波のみが電磁界分布の形成に寄与しているため、遠方では現実を十分に模擬できる。図 5.6 の 2 つの結果は遠方において非常によく一致しており、主ビームの方向は一致していることから、理論設計通りに実効アンテナ径の拡大が達成された結果であると考えられる。

5.2.3 アンテナ径の拡大像形成による伝送距離の延伸についての実験検証

図 5.7 に、提案リフレクタアンテナを用いた OAM-MIMO 多重伝送のための伝送実験システムのブロック図を示す。なお、第 4 章と共に部分の装置や設定は同様である。図 5.8 に示すように、本章のアンテナ構成は Multi-UCA であり、第 4 章で提案した 8×8 Butler matrix 回路をさらに小型・積層化

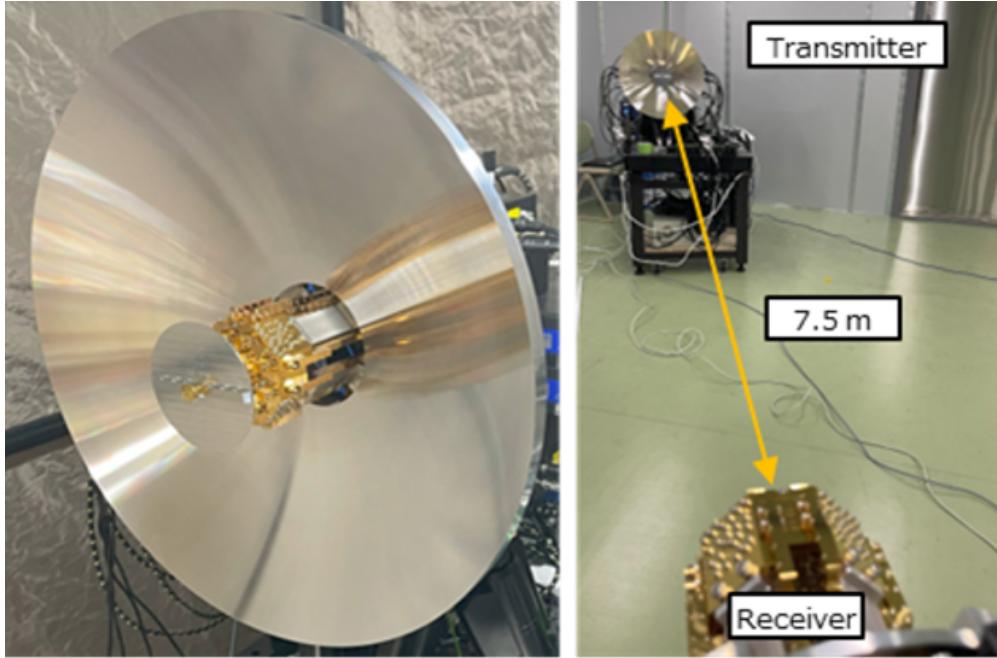


図 5.9: (a) 試作した軸外しリフレクタアンテナおよび (b) シールドルーム内の実験構成の写真.

した中空方形導波管回路を設計および試作した。各 UCA は 8 つの OAM モードを多重化するために 8 つのアンテナ素子を持ち、UCA の直径はそれぞれ 3 cm と 6 cm である。図 5.9(a) および (b) は、試作した軸外しリフレクタアンテナと実験系を示す。今回の実験では、初期検討としてグレゴリアン型の軸外しリフレクタアンテナを採用する。焦点軸オフセット r_{off} は 50 mm、主反射鏡の焦点距離 ζ_{main} は 120 mm、副反射鏡の焦点距離 ζ_{sub} は 24 mm である。これにより、Multi-UCA の結像直径は 300 mm と 450 mm となる。リフレクタアンテナは最大 UCA 直径を 7.5 倍に拡大するため、式 (5.1) のスケーリング係数 Z_S の定義から、リフレクタアンテナを片側に設置した場合の伝送距離も 7.5 倍長くなる。なお、5.2.1 項で議論したように、リフレクタアンテナを用いない場合の 1 m、片側にリフレクタアンテナを用いる場合の 7.5 m、両側にリフレクタアンテナを用いる場合の 56.25 m の距離における OAM 伝送特性は等価である。

図 5.10 は、リフレクタアンテナの有無による単一 UCA 間の測定された等価チャネル行列を示す。受信信号電力は、オシロスコープでサンプリングされた信号フレームのヘッダーブリアンブルを用いて推定した。したがって信号電力の値には、ケーブル損失、增幅器利得、オシロスコープの量子化雑音など、すべての受信装置の影響が含まれている。送信アンテナと受信アンテナの軸合せは、光学レーザーを用いて機械的に行った。

利用可能なシールドルームのサイズの都合上、1 m と 7.5 m の距離で等価性を確認した。センチメートルオーダーでの精密な位置決めの難しさからわずかな違いはあるものの、全モードで利得はほぼ同じであり、リフレクタアンテナによってアーレアンテナのスケーリングが適切に達成されていることを確認した。さらに、実験結果は、軸外しリフレクタアンテナを使用した場合でも、その回転対称設計により OAM モードの直交性が維持され、設計通りに伝送距離の延伸が可能であることを確認した。

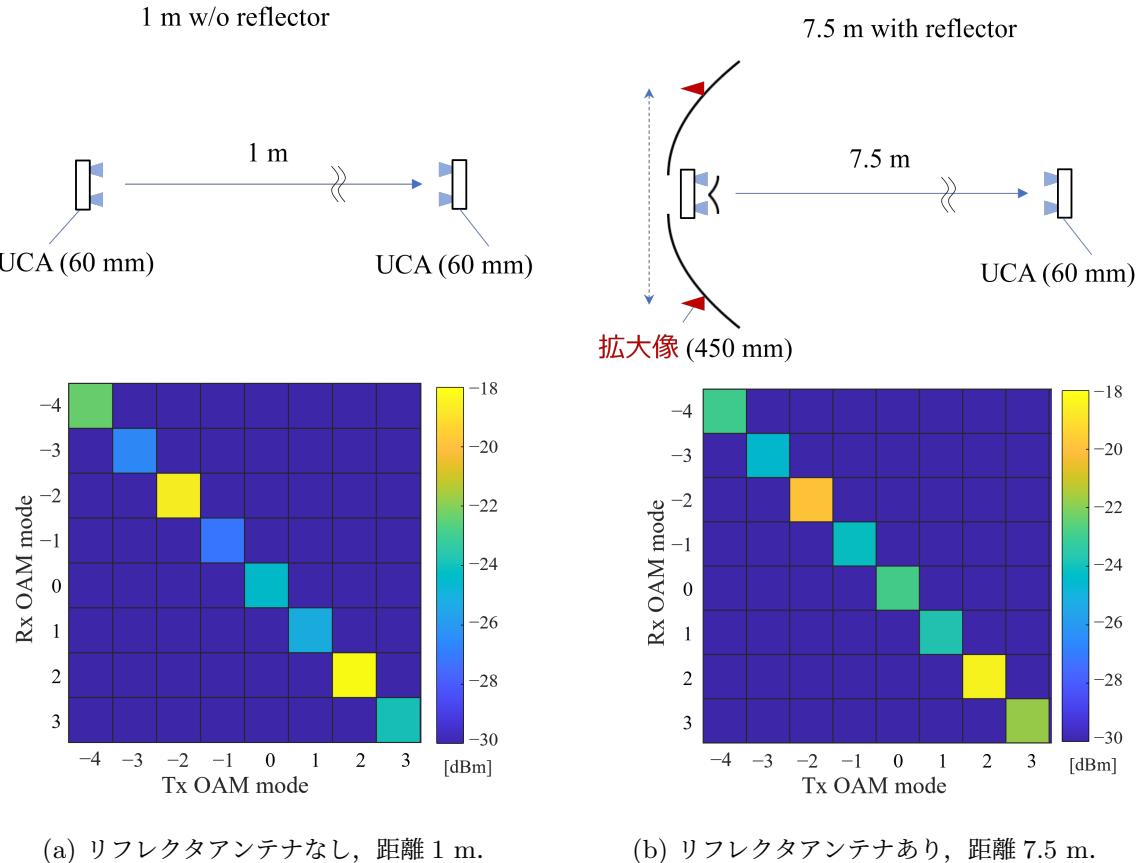


図 5.10: 等価チャネル行列の比較.

5.2.4 軸外しイメージングリフレクタアンテナを用いた Sub-THz 帯伝送実験評価

本項では、提案リフレクタアンテナを用いた OAM-MIMO 多重伝送システムの性能評価を行う。表 5.1 に伝送実験の諸元を示す。これらの実験では測定器の都合上、帯域幅は 2 つの 16 GHz 幅に分割されているが、導波管回路とアンテナは 32 GHz 帯域幅全体を一度に使用できる。本章でも、第 3 章および第 4 章と同様のオフラインデジタル信号処理アルゴリズムが実装されている。各 OAM モードにおける伝送信号の変調および復調は、送信および受信側の 8×8 Butler matrix 回路の前後でそれぞれ独立して並列処理され、MMSE 等化器が OAM モード内の信号系列に適用される。Butler matrix 回路が OAM モードの生成分離処理を担うため、異なる OAM モードの信号系列間の等化は不要である。変調次数と符号化率は適応的に決定され、データレートは各データストリームで 10^{-7} 未満の PER を満たす総伝送速度として測定された。なお、この要件を満たさない伝送チャネル、すなわち、信号対干渉雑音電力比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio : SINR) が約 -3 dB 未満のチャネルは使用しない。

図 5.11 に、152–168 GHz 帯において、Butler matrix 回路を備えた 2 つの Multi-UCA 間の受信信号電力のチャネル行列を示す。図 5.11 のブロック対角要素は、対応する OAM モードの所望信号の電力で

表 5.1: 伝送実験の諸元.

周波数帯	136–152 GHz / 152–168 GHz
帯域幅	16 GHz × 2
OAM モード	-4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3
偏波	2 (水平, 垂直)
UCA 直径	3 cm, 6 cm
アンテナ素子数	16 (8 素子/UCA)
送信信号の平均電力	8 dBm(-4 dBm/ストリーム)
伝送距離	1 m, 7.5 m
変調方式	SC (QPSK, 16-QAM, 64-QAM)
フレーム長	32,400 symbols
誤り訂正	LDPC & BCH (DVB-S.2)
利用可能な LDPC 符号化率	1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10
等化方式	SC-FDE

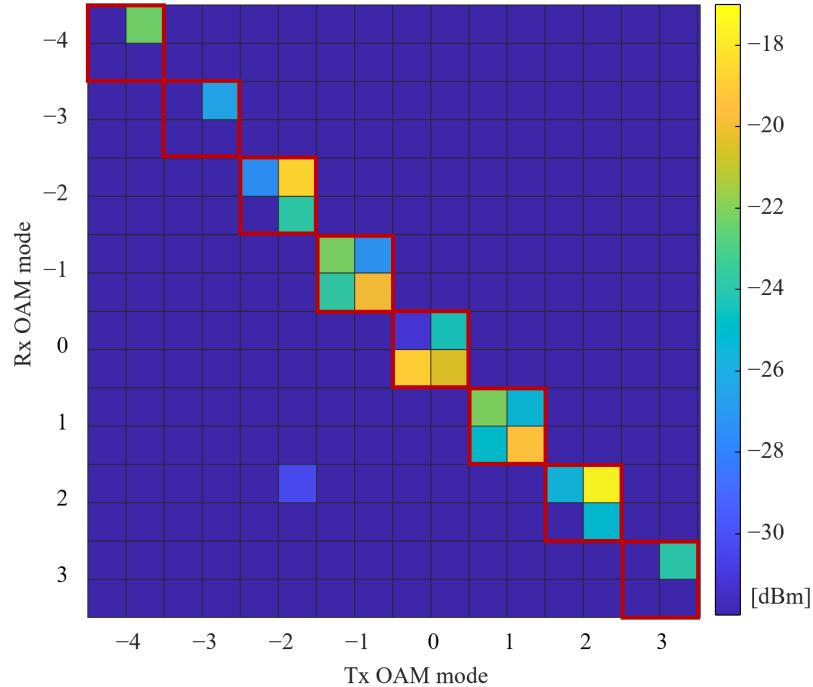


図 5.11: 距離 7.5 m, 152–168 GHz 帯における Multi-UCA 間の測定された等価チャネル行列. 赤枠はブロック対角成分を示す.

あり, 非ブロック対角要素はモード間干渉電力である. 各 UCA 間のチャネル状態によっては, ブロック対角成分内, すなわち OAM モード内であっても, 一部の行列要素の受信電力が弱い場合があるが,

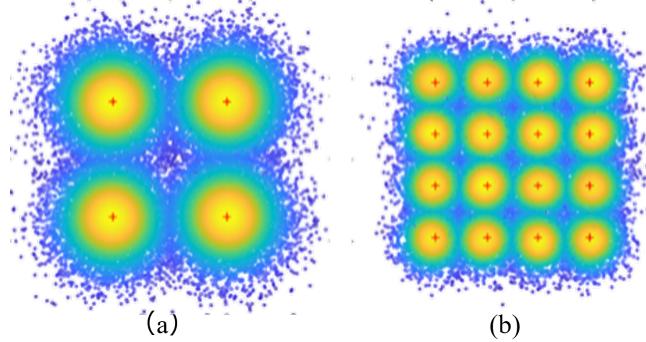


図 5.12: (a) QPSK($\text{SINR}=5.83 \text{ dB}$) および (b) 16QAM($\text{SINR}=10.61 \text{ dB}$) 変調における受信信号の代表的なコンスタレーション.

Multi-UCA 間のチャネルは、提案した軸外しリフレクタアンテナを使用した場合でも Butler matrix 回路によって適切にブロック対角化され、OAM モード間の直交性は維持されている。その結果、136–152 GHz 帯と 152–168 GHz 帯で、単一偏波においてそれぞれ 408.5 Gbps と 443.7 Gbps の物理層伝送速度を確認した。図 5.12 に、受信信号の代表的なコンスタレーションを示す。これらのコンスタレーションにおけるビット誤りは、LDPC および BCH 復号後においてゼロであった。したがって、シールドルーム実験において、軸外しグレゴリアン型リフレクタアンテナを用いて、7.5 m の伝送距離に対して 32 GHz の帯域幅で合計 852.2 Gbps の OAM-MIMO 多重伝送を実現した。

5.3 フォトニクス技術を用いた超高密度無線ビームフォーミング技術

本節では、図 2.1 に示す将来の高周波帯空間多重伝送システムにおけるアクセスネットワークの高利得化に向け、大規模アレーアンテナを用いたフェーズドアレーシステムを前提とした超高密度無線ビームフォーミングシステムにおいて、フォトミキシング技術を用いた光差周波に相当する THz 波生成方法 [61, 62] を応用し、光領域信号処理により、簡易な構成で高周波帯無線ビームフォーミングシステムを実現する方法を提案する。

5.3.1 フェーズドアレーアンテナシステム

フェーズドアレーアンテナシステムは、複数のアンテナ素子を配列して同一の信号を入力し、それぞれの相対位相を調整することでビームの方向や形状を制御する技術である。図 5.13(a) に、最も基本的な 1 次元等間隔アレーアンテナの相対位相制御によるビーム方向制御の基本原理を示す。各アンテナ素子には移相器が接続されており、隣り合うアンテナ素子間の相対位相差は均一に揃えられる。本論文では、この隣り合う素子間の均一な位相差を位相勾配と呼ぶ。図 5.13(a) に示すように、ホイヘンス=フレネルの原理により、フェーズドアレーアンテナが所定の位相勾配を持つ場合に空間に放射された電波の波面は一定の傾きを持って直線上に揃う。したがって、フェーズドアレーアンテナから放射される電波は、波面に垂直な方向にビームを形成することがわかる。アレーの規模に応じて鋭いビームが形成されるため、アレーアンテナの大規模化に伴い、所定の方向に対する高利得化が可能である。さらに、図 5.13(b) に示す通り、 $x-y$ 平面上に配置された等間隔平面アレーアンテナを用い、 x, y 方向それぞれの隣接アンテナ素

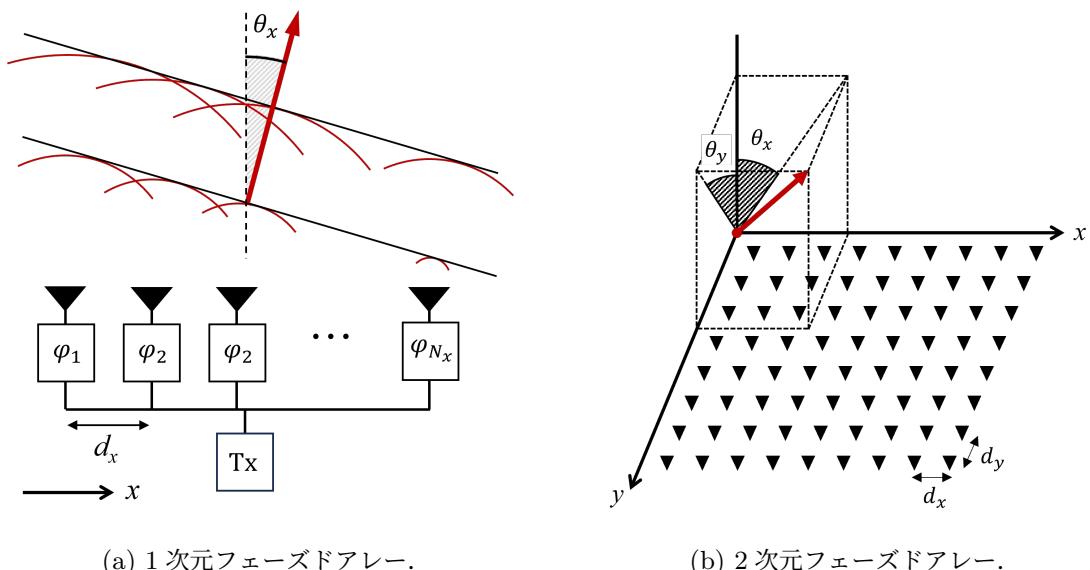


図 5.13: フェーズドアレーアンテナによるビーム方向制御の概要.

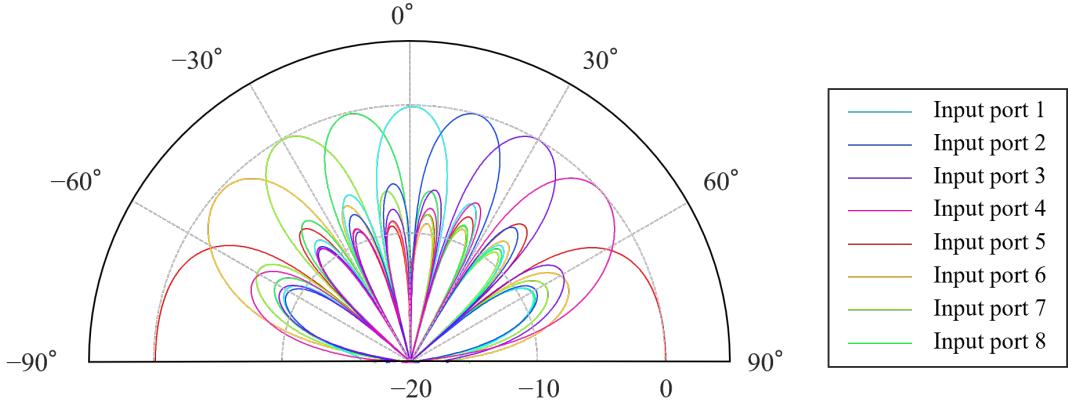


図 5.14: 第 4 章で設計した Butler matrix 回路のアレーファクタ.

子間に均一な移相勾配 φ_x, φ_y を与えることにより, (θ_x, θ_y) 方向に最大の利得を持つビームを形成できる. 位相勾配と最大利得を持つビーム方向の関係は以下の式で与えられる.

$$\theta_{x,peak} = \sin^{-1} \left(\frac{\varphi_x}{kd_x} \right) \quad (5.5)$$

$$\theta_{y,peak} = \sin^{-1} \left(\frac{\varphi_y}{kd_y} \right) \quad (5.6)$$

ここで, d_x および d_y は等間隔アレーアンテナの素子間隔である. このとき形成されるビーム指向性パターン, すなわちアレーファクタ AF は以下の式より計算できる.

$$AF(u_x, u_y) = \sum_{n_x=1}^{N_x} \exp(jn_x u_x) \sum_{n_y=1}^{N_y} \exp(jn_y u_y) = \frac{\sin(N_x u_x / 2)}{N_x \sin(u_x / 2)} \frac{\sin(N_y u_y / 2)}{N_y \sin(u_y / 2)} \quad (5.7)$$

$$u_x = kd_x \{ \sin(\theta_x) - \sin(\theta_{x,peak}) \} \quad (5.8)$$

$$u_y = kd_y \{ \sin(\theta_y) - \sin(\theta_{y,peak}) \} \quad (5.9)$$

なお, アレーファクタはアンテナ素子配置と励振分布のみによって決まる指向性パターンであり, 実際の指向性パターンはこれに単一のアンテナ素子の指向性を乗算したものとなる.

一例として, 図 5.14 に, 第 4 章で設計試作した 8×8 Butler matrix 回路を, UCA ではなく一次元アレーアンテナに接続したと仮定した場合の実測 S パラメータに基づくアレーファクタを示す. 図 4.1 に示す 8 つの入力ポートに対応する 8 つの異なるビームを形成可能であることがわかる. さらに, このような Butler matrix 回路を立体的に多段接続し, 2 次元アレーアンテナを構成する方法が提案されている [94]. 図 5.15 に, [94] で提案された 2 次元アレーアンテナを構成する Butler matrix 回路の構成を示す. $x - y$ 平面上に $N \times N$ 素子の 2 次元アレーアンテナを構成する場合, x 方向用および y 方向用に N 個ずつ, 合計 $2N$ 個の $N \times N$ Butler matrix 回路を立体的に接続する必要があり, 高周波帯空間多重伝送システムの大規模アレーアンテナを想定した場合, 極めて大規模なアナログビームフォーミング回路構成となる.

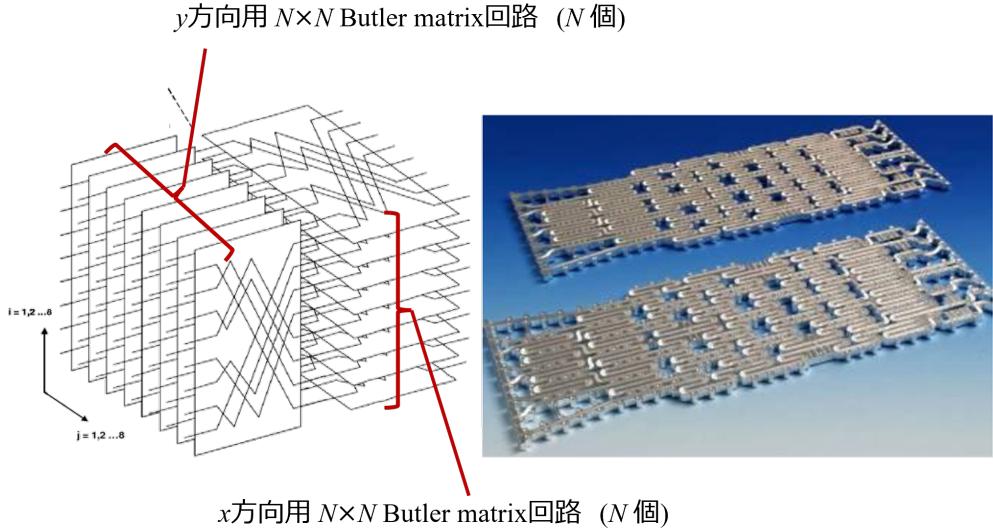


図 5.15: 電気回路を用いたアナログビームフォーミング構成 [94].

5.3.2 フォトミキシングによる高周波帯無線信号生成

本項では、図 5.16 に示すフォトミキシングを用いた高周波帯無線信号の生成方法について述べる。フォトミキシングは、PIN 型フォトダイオード (Pin photodiode : Pin-PD) や単一走行キャリアフォトダイオード (Uni-traveling carrier photodiode : UTC-PD) などの光導電性を有するフォトダイオードに、わずかに周波数の異なる 2 つの光波を合成した光ビートを照射すると、2 次の非線形性による光電流が発生する光電効果を用いた電波の周波数生成方法である。一方の光波を変調することで、通信用に変調された電波を生成することもできる。周波数 f_L の連続波 (ローカル光) と周波数 $f_L + f_{RF}$ の変調光の電界 E_L , E_M はそれぞれ以下のように表される。

$$E_L(t) = \exp \{j(2\pi f_L t + \varphi_L)\} \quad (5.10)$$

$$E_M(t) = s(t) \exp [j\{2\pi(f_L + f_{RF})t + \varphi_M\}] \quad (5.11)$$

ここで、 φ_L , φ_M はそれぞれのローカル光と変調光の位相、 $s(t)$ は変調信号を表す。このとき、フォトミキシングによって得られる無線信号の周波数は上記 2 光波の差周波 f_{RF} に相当し、以下のように表される。

$$E_{RF}(t) = E_M(t) \times E_L^*(t) = s(t) \exp [j\{2\pi f_{RF}t + (\varphi_M - \varphi_L)\}] \quad (5.12)$$

なお、2 次の非線形出力のうち、和周波、倍波などの成分はフォトミキサのカットオフ周波数を大きく超えるため、時間平均の直流成分としてのみ出力される。また、ローカル光と変調光の位相制御によって出力無線信号の位相を制御できることがわかる。

以下に、光マトリクス回路 (光 Butler matrix 回路) を用いた 2 次元無線ビームフォーミング技術と、光遅延制御型の方向可変無線ビームフォーミング技術の初期検討結果を報告する。これらのシステム構成

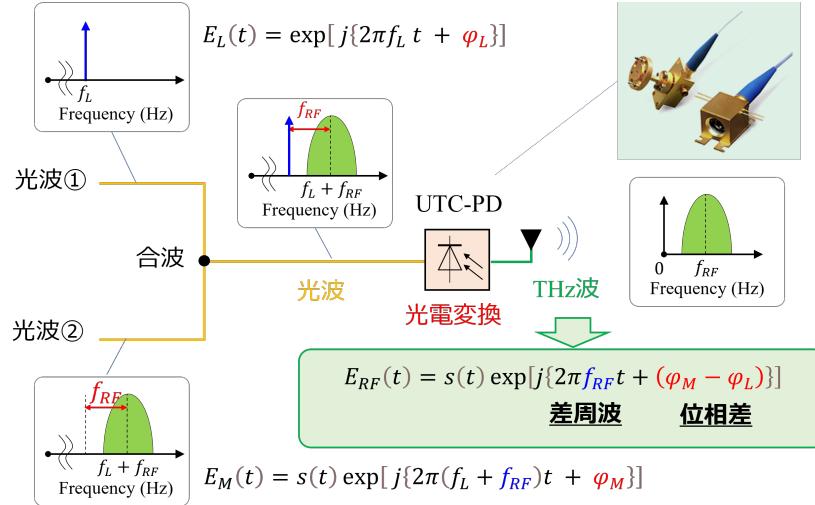


図 5.16: フォトダイオードを用いた光差周波無線信号生成.

は、5.3.1 項で述べたように電波の周波数帯でフェーズドアレーシステムを構成する場合と比較して、光平面回路により、装置を超小型で構成できることや、極めて低損失かつ省電力動作が可能であることなどが利点である。

5.3.3 光マトリクス無線ビームフォーミング技術

式(5.12)の無線信号を生成する際に、式(5.10), (5.11)における光周波数 f_L はフォトダイオードの動作する範囲内で任意に選ぶことができる。また、無線信号の位相制御には φ_M および φ_L の二つのパラメータがあり、制御の自由度が高い。これらの特徴をもとに考案した光領域信号処理による無線フェーズドアレーシステムの構成を図 5.17 に示す。本システムは 2 次元 $N_x \times N_y$ 素子アレーアンテナで構成されており、各アンテナ素子は UTC-PD を備える。周波数 f_L のローカル光および周波数 $f_L + f_{RF}$ の変調光は、それぞれ $N_x \times N_x$ Butler matrix 回路と $N_y \times N_y$ Butler matrix 回路に入力される。第 4 章で解説した通り、Butler matrix 回路はある入力ポートから入力した光波を、入力ポートに依存した固定の移相勾配を持つ N_x 個の光波に等分配して出力する機能を有する。したがって、ローカル光は x 方向に、

$$\varphi_{n_x} = \frac{\pi(2n_x - 1)}{N_x}, \quad (n_x \text{は } 1 \text{ 以上 } N_x \text{ 以下の整数}) \quad (5.13)$$

の均一な位相勾配を持つ N_x 個の光波に分配され、変調光も同様にして y 方向に、

$$\varphi_{n_y} = \frac{\pi(2n_y - 1)}{N_y}, \quad (n_y \text{は } 1 \text{ 以上 } N_y \text{ 以下の整数}) \quad (5.14)$$

の均一な位相勾配を持つ N_y 個の光波に分配されたのち、格子状に配置された UTC-PD に入力される。本構成では、ローカル光・変調光それぞれの Butler matrix 回路への入力ポートを切り替えることによって、それぞれ x 方向および y 方向の位相勾配、すなわちビーム方向を制御できる [11]。このときのビー

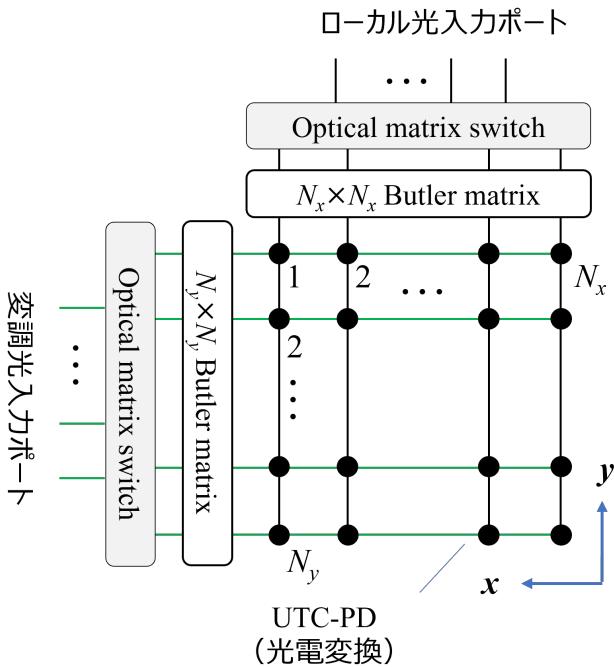


図 5.17: 光マトリクス無線ビームフォーミングシステム構成.

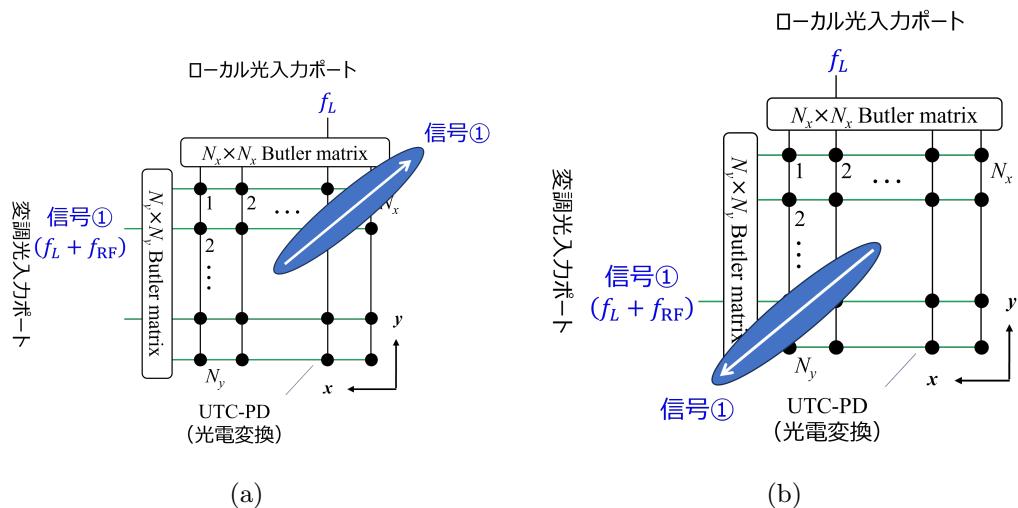


図 5.18: 単一ビーム生成方法の概要.

ム方向は入力ポートに対応して固定であり、以下のように表される。

$$\theta_{x,peak}(n_x) = \sin^{-1} \left\{ \frac{\pi (2n_x - 1)}{N_x k d_x} \right\} \quad (5.15)$$

$$\theta_{y,peak}(n_y) = \sin^{-1} \left\{ \frac{\pi (2n_y - 1)}{N_u k d_u} \right\} \quad (5.16)$$

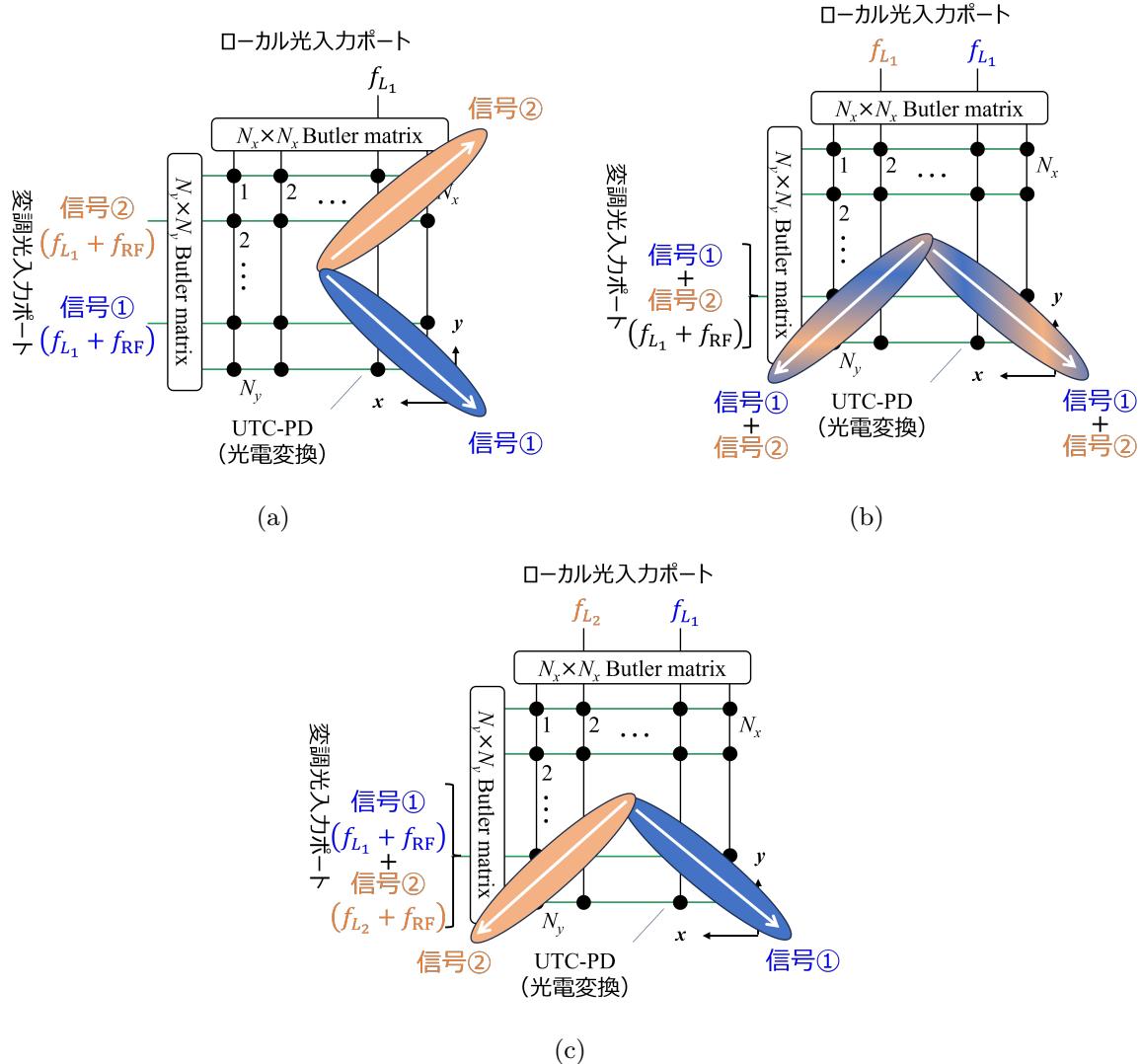


図 5.19: 複数ビームの生成方法の概要.

次に、複数の異なるビームを同時に形成することを考える。 x 方向を固定、すなわち x 方向 Butler matrix 回路へのローカル光入力ポートを固定して y 方向にのみ異なる複数のビームを形成することを考えた場合、図 5.19(a) に示すように独立な変調光を y 方向 Butler matrix 回路の異なるポートから入力すればよいことは容易に想像できる。これは単に、無線フェーズドアレーシステムにおいて異なる方向に独立の複数の無線ビームを形成する方法と同等である。

一方で、 y 方向を固定して x 方向に複数のビームを形成する場合、図 5.19(b) に示すように複数の独立な変調光を y 方向 Butler matrix 回路の同一の入力ポートに同一の光周波数で入力しても区別できず、複数の方向に混ざった信号が生成されてしまう。したがって、 x 方向に独立な複数の無線ビームを形成するためには、光の潤沢な波長資源を活用し、図 5.19(c) に示すように異なる光周波数 f_{L_m} のローカル光および光周波数 $f_{L_m} + f_{RF}$ の変調光を波長多重して用いる。この場合も放射される無線周波数は f_{RF} で変わ

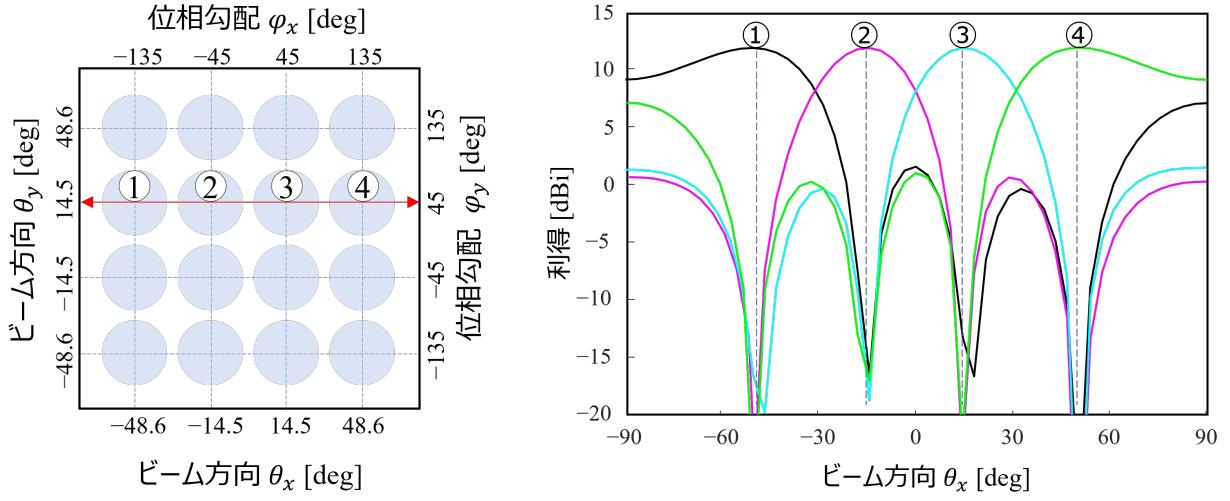


図 5.20: アレーファクタのシミュレーション結果.

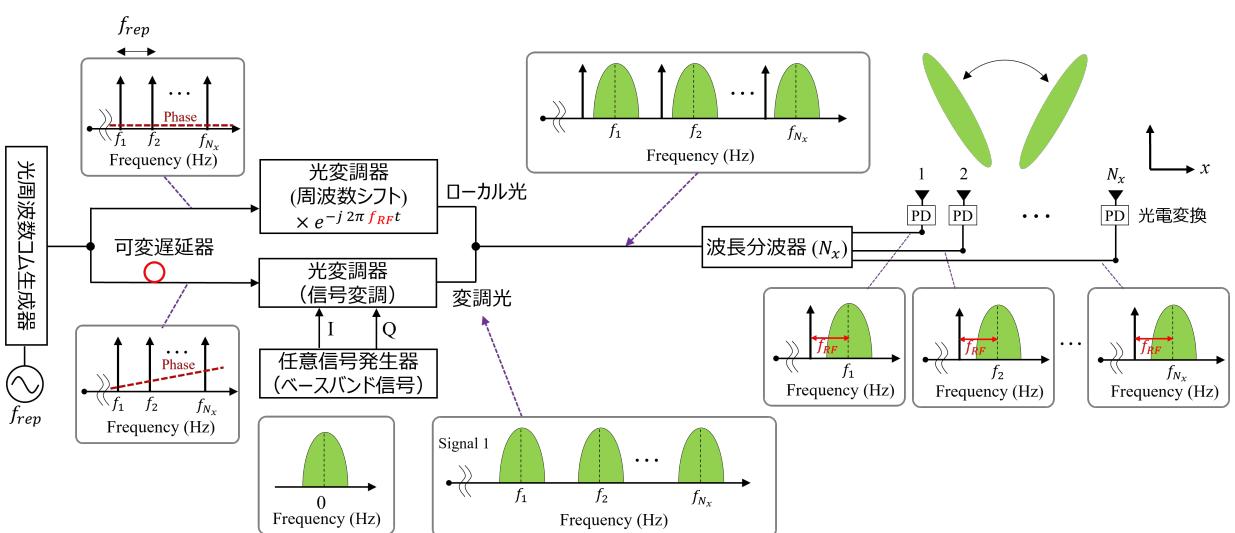


図 5.21: 時間遅延制御型可変ビームフォーミング方法.

りないが、光回路内で混ざりあうことなく独立に取り扱うことができる。

図 5.20 に、本提案構成例として $N_x = N_y = 4$ 、アンテナ素子間隔半波長の場合のアレーファクタを示す。図 5.20(a) は、 4×4 Butler matrix 回路を用いた場合の全 16 ビーム生成方向の概念図である。 x , y 方向は独立であるため、 $\theta_y = 14.5^\circ$ における θ_x 方向のアレーファクタを算出した。図 5.20(b) より、式 (5.15), (5.16) の位相条件が満たされ、所望の方向にビームが形成されることを確認した。

5.3.4 時間遅延制御型可変ビームフォーミング技術

図 5.21 に光領域時間遅延制御による無線ビームフォーミング技術の概要と実験系構成を示す。これまでビーム方向制御可能な光領域信号処理による無線ビームフォーミングとしては、ファイバーブラッギングレーティング (Fiber Bragg Grating : FBG) を用いた波長分散制御により複数の光強度変調信号に位相勾配を与える、フォトミキサによって無線周波数信号に変換して送信する方法などが報告されている [111]。図 5.21 の提案構成では、光周波数コムなどを用いて N_x 個の等間隔の周波数を束ねた光波を生成して 2 分配し、一方をローカル光、他方を変調光とする。ローカル光は所定の無線周波数 f_{RF} だけ周波数シフトし、変調光は光変調器を用いて複数周波数を束ねた光波に対して同時に同一信号で一括変調を行う。次に、変調光側の経路に可変遅延線を導入し、ローカル光と合波する。最後に、波長分波器によりローカル光と変調光のペアをそれぞれ取り出し、各ペアを UTC-PD に入力することにより、周波数 f_{RF} の無線変調波を得て各アンテナ素子から放射する構成である。等間隔 d_x で並ぶアンテナ素子間の無線信号の位相勾配 φ_{n_x} は、光周波数コムの周波数間隔を f_{rep} 、時間遅延を τ とすると以下の式で近似できる。

$$\varphi_{n_x} \cong 2\pi f_{rep}\tau, \quad (n_x = 0, 1, \dots, N_x - 1) \quad (5.17)$$

すなわち φ_{n_x} は、光領域周波数間隔 f_{rep} と時間遅延 τ に比例し、無線周波数 f_{RF} には依存しない。このときのビーム方向は、

$$\theta_{x,peak} = \sin^{-1} \left(\frac{2\pi f_{rep}\tau}{kd_x} \right) \quad (5.18)$$

で表される。

高周波帯空間多重伝送システムでは大規模アーレーアンテナを用いることが想定されるためアンテナ素子数は非常に多いが、前述の通りビーム数、すなわち同時にサポートするユーザ数はアンテナ素子数より十分少ないことが想定される。本方式では、光周波数コムの本数がアンテナ素子数 N_x と同数あればよく、複数のビームを同時形成する場合には単に可変遅延器と光変調器のセットを並列に増やすだけでよい。よって、余剰のコストなしで同時生成するビーム数を任意に調整可能であるため、大規模アーレーアンテナを用いる高周波帯空間多重伝送システムに適している。

なお、本方式の位相勾配は絶対的な周波数ではなく周波数間隔 f_{rep} に依存することから、光源は光周波数コム等により複数のローカル光または変調光の位相関係および周波数間隔が厳密に定まっていることが望ましく、複数の周波数間に個別の周波数揺らぎが存在する場合は、その程度によってアンテナ素子間の相対位相、すなわち無線ビームフォーミングの精度に大きく影響を及ぼす可能性が高いため注意が必要である。また、式 (5.17) より、時間遅延量は固定、あるいは異なる時間遅延量を持つ複数の光遅延線をスイッチングで変更することとし、周波数間隔連続可変の周波数コムを用いることでも、位相勾配、すなわちビーム方向を連続的に制御可能である。したがって、システムを構築する上でよりリーズナブルな方式を選択して利用することが望ましい。

次に、図 5.22 に本提案方式と前述の光マトリクス無線ビームフォーミング方式を組み合わせた 2 次元ビームフォーミングシステムの構成を示す。なお、図 5.22 では前述の通り同時生成するビーム数にあわ

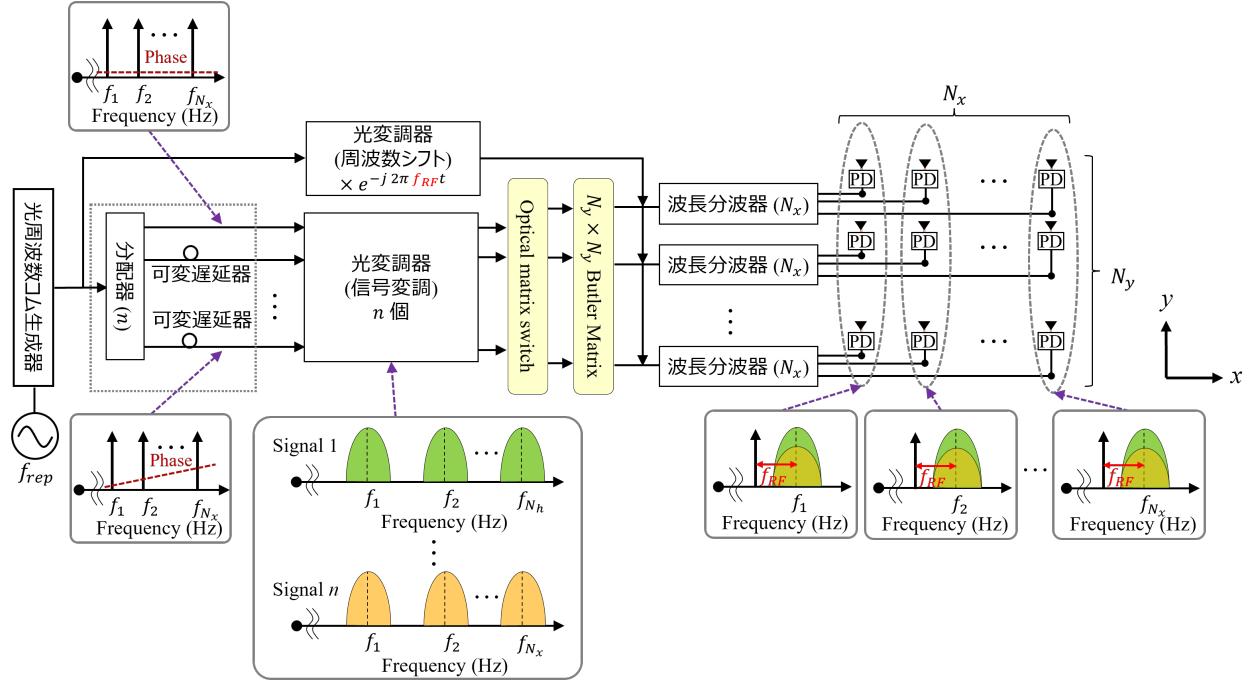


図 5.22: 時間遅延制御型 2 次元可変ビームフォーミング方法.

せて可変遅延器と光変調器のセットを並列化している。時間遅延により x 方向の位相勾配を与えられて変調されたのち、光スイッチを用いて y 方向 Butler matrix 回路の任意の入力ポートに入力されることにより、 y 方向にさらに固定の位相勾配を持つ N_y 個の光波に分配される。分配された N_y 個の光波はそれぞれローカル光と合波されたのち、波長分波器によりローカル光と変調光のペアをそれぞれ取り出し、各ペアを UTC-PD に入力することにより、周波数 f_{RF} の無線変調波を得て各アンテナ素子から放射する構成である。このときの位相勾配は、 x 方向に式 (5.17) の φ_x 、 y 方向に式 (5.14) の φ_y となる。本方式では、各アンテナ素子に入力される光波は必ず特定の 1 つの周波数帯のローカル光と変調光のペアであり、複数の周波数帯のペアが同時に投入されることはない。したがって、不要な差周波成分が生成されることではなく、電力効率が非常に高くなると考えられる。

本方式の動作原理検証のため、図 5.21 の構成の実験系を構築した。本検証実験では簡単のため、193.5 THz のレーザ光源と位相変調器を用いて $f_{rep} = 75$ GHz の 3 つの周波数成分を持つ光周波数コムを生成した。したがって、アンテナ素子数も 3 である ($N_x = 3$)。ローカル光は IQ 変調器により $f_{RF} = 10$ GHz の周波数シフトを与えており、波長分波器には、アレイ導波路回折格子を用いた。また、本原理検証では位相測定により位相勾配を測定するため、変調光側の光波は変調せずにローカル光と合波している。各 PD での光電変換により出力された RF 信号を 4 ポートデジタルサンプリングオシロスコープ (Tektronix DPO72304X) で同時にサンプリングし、アンテナ素子 1 ($n_x = 1$) を基準とした各アンテナの位相を計測した。

図 5.23(a) に、時間遅延量と位相の関係について、式 (5.17) の理論値および実測値を示す。理論と実験結果はよく一致しており、可変の時間遅延により線形の位相勾配が与えられていることがわかる。

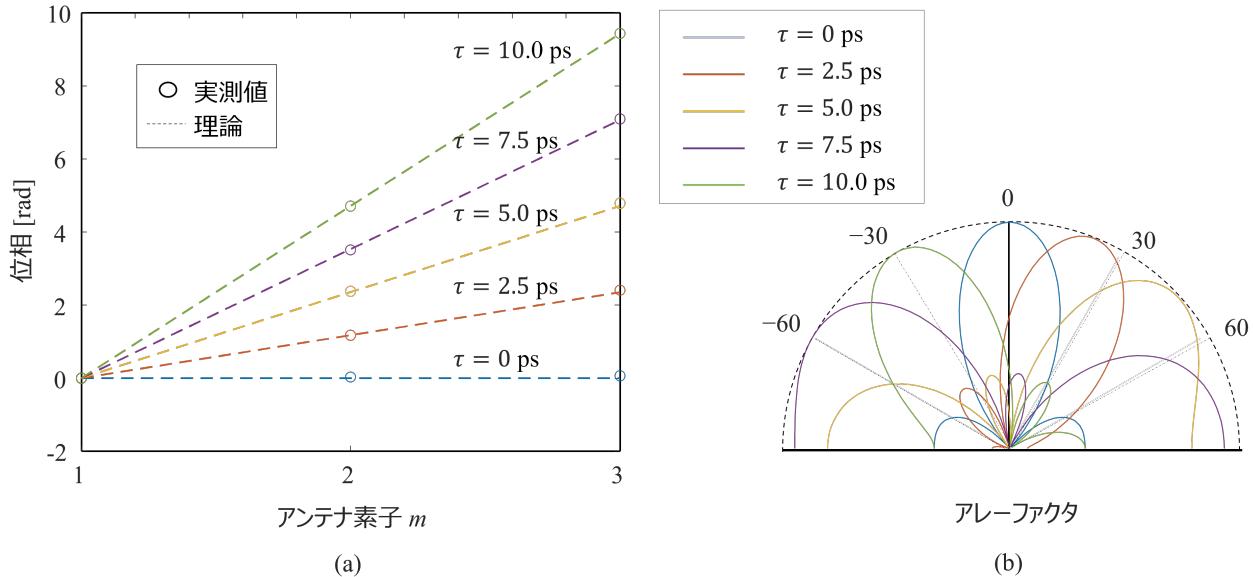


図 5.23: 位相勾配とアレーファクタの検証実験結果.

図 5.23(b) に、実験で計測した位相から、アンテナ素子間隔を半波長 ($\cong 3 \text{ cm}$) とした場合のアレーファクタを示す。なお、アレーファクタは式 (5.7) より算出される。図 5.23(b) に示す通り、時間遅延量に応じた線形の位相勾配が得られたことにより、任意方向への無線ビームフォーミングが可能であることを実験により確認した。

5.4 結言

本章では、高周波帯空間多重伝送システムの高利得化に向けて、空間モード多重伝送を行う無線バックホール・フロントホールと、高密度ビームフォーミングを行う無線アクセスマッシュワークそれぞれのシナリオに対し、自由空間伝搬損失を補償するためのアンテナ実効面積拡大のアプローチを検討した。空間モード多重伝送においては、アーランテナの拡大像を形成するイメージングリフレクタアンテナ技術に着目した。空間モード状態を維持しつつ自己遮蔽や散乱の影響を排除するため、回転対称かつ焦点軸をオフセットしたイメージングリフレクタアンテナ形状を提案し、送受信それぞれの実効アンテナ径の拡大に比例した伝送距離の延伸を実証した。

さらに、無線アクセスマッシュワークにおける基地局技術として、光回路と潤沢な波長資源を活用した光領域信号処理により、従来の電気回路と比較して大幅に簡易な構成でフェーズドアレーシステムが構築可能な 2 次元無線ビームフォーミング方式を提案し、固定または連続可変のビームフォーミングが可能であることを原理検証した。

第6章

結論

本論文は、将来の無線システムにおける無線伝送の広帯域大容量化に向け、高周波帯空間多重伝送システムの高度化に関する研究を行った成果をまとめたものである。

第2章では、高周波帯無線システムの特徴と課題、および、無線伝送の大容量化に有効な空間多重化・広帯域化・高利得化それぞれに必要な要素技術について説明し、本研究の位置づけを明確化した。その上で、複数の空間モードを持つビームを同一方向に重ねて伝送可能な空間モード多重伝送、および高周波帯空間多重伝送システムの実用的・経済的なビームフォーミングシステム構成に関する技術動向を示した。さらに、光の広帯域・低消費電力な特性を活用し、光伝送ネットワークとのシームレスな接続および経済的な高周波帯空間多重伝送システムの構築を可能とする、フォトニクス技術の無線システムへの応用について紹介し、第3章以降の技術提案への導入を行った。

第3章では、高周波帯空間多重伝送システムにおける空間多重化方式の高度化に向け、電波の軌道角運動量（Orbital Angular Momentum : OAM）を用いた空間モード多重化方式について検討した。具体的には、多重円形アレーランテナを用いてそれぞれのOAMモード内でさらに信号を空間多重することにより、空間多重数の飛躍的増大が可能なOAM-MIMO多重伝送技術を提案した。さらに、OAM-MIMO多重伝送の実用的・経済的なシステム構成として、OAMモード生成分離処理をアナログ回路（Butler matrix回路）が担うことにより、デジタル処理とアナログ処理に効率的な機能配分を行う2つのデジタルアナログハイブリッドシステム構成を提案し、空間多重処理に係る演算量と高価なRFチェーンが大幅に削減できることを示した。28 GHz帯OAM-MIMO多重伝送システムを試作し、アンテナ間距離10 m、2 GHzの伝送帯域幅を用いて最大伝送速度200 Gbpsの無線伝送を実証した。さらに、フィールド環境において、750 MHzの伝送帯域幅を用いてアンテナ間距離20 mから100 mにおける総伝送容量を評価した結果、100 mまでの距離において20 Gbps以上の総伝送容量を実現し、実環境における提案システムの有効性を示した。

第4章では、高周波帯空間多重伝送システムの広帯域化に向け、OAMモードの生成分離処理を担うButler matrix回路の高周波広帯域化について検討した。はじめに、Butler matrix回路の平面交差を排除する多層構造設計を行うとともに、多層Butler matrix回路を構成する移相器および3-dBカプラの広帯域化に関して、それぞれ中空方形導波管内の電磁波伝搬理論に基づく形状設計と、電磁界解析に基づく

形状最適化による設計方法を提案した。設計および試作した Butler matrix 回路は、135 GHz から 170 GHz の 35 GHz の帯域幅にわたり、信号電力対モード間干渉電力比は 15 dB 以上であり、帯域内で平均 19.2 dB から 25.2 dB の極めて高い OAM モード生成分離性能を確認した。さらに、試作回路を組み込んだ Sub-THz 帯 OAM 多重伝送実験評価により、32 GHz の伝送帯域幅を用いて 1.58 Tbps の無線伝送を実現した。

第5章では、高周波帯空間多重伝送システムの高利得化に向けて、空間モード多重伝送を行う無線バックホール・フロントホールと、高密度ビームフォーミングを行う無線アクセスネットワークそれぞれのシナリオに対し、自由空間伝搬損失を補うアンテナ実効面積拡大のアプローチを検討した。空間モード多重伝送においては、アーレアンテナの拡大像を形成するイメージングリフレクタアンテナ技術に着目した。空間モード状態を維持しつつ自己遮蔽や散乱の影響を排除するため、回転対称かつ焦点軸をオフセットしたイメージングリフレクタアンテナ形状を提案し、送受それぞれの実効アンテナ径の拡大に比例した伝送距離の延伸を実証した。さらに、無線アクセスネットワークにおける基地局技術として、光回路と潤沢な波長資源を活用した光領域信号処理により、従来の電気回路と比較して大幅に簡易な構成でフェーズドアレーシステムが構築可能な 2 次元無線ビームフォーミング方式を提案し、固定または連続可変のビームフォーミングが可能であることを原理検証した。

以上の研究成果より本論文の総括を行う。昨今の無線通信需要の増大に伴い、現在使用されている周波数帯の需給は逼迫しており、無線システムの大容量化にはさらなる周波数資源の開拓が必要である。さらに、2030 年代の 6G やそのさらに先の社会を支える無線通信基盤を展望すると、さらなる周波数資源の開拓に留まらず、それらを極めて高度に活用し、あらゆる社会経済活動の発展を支える社会基盤となることが求められる。本研究では、情報理論から導かれる通信路容量を増やすための、空間多重化・広帯域化・高利得化の 3 つの方向性の中で無線伝送の大容量化に向けたアプローチを整理し、周波数資源の潤沢な高周波帯における空間多重伝送システムの高度化に着目した。

高周波帯空間多重伝送システムは、無線基地局やアンテナ装置・コアネットワークを接続する無線バックホール・フロントホールと、無線基地局からユーザ端末を接続するアクセスネットワークに大別される。無線バックホール・フロントホールのシナリオでは、空間モード多重伝送方式の高度化に着目し、理論的側面に加え、実装を指向したシステム構成やデバイス設計方法について検討するとともに、試作および実験評価によりその有効性を検証した。本研究では、2030 年代の社会実装が想定される 6G における目標値である 1 Tbps を超える 1.58 Tbps の無線伝送に Sub-THz 帯において世界で初めて成功した。さらに、アンテナ実効面積の拡大による 100 m 以上への長距離伝送への見通しを実験により示し、無線バックホール・フロントホールのシナリオにおいて、空間モード多重伝送により伝送容量の飛躍的向上が可能であることを明らかにした。高周波数帯におけるアクセスネットワークのシナリオでは、一般にアーレアンテナの大規模化による空間多重化、高利得化のアプローチが有望視されている。本研究では、フォトニクス技術を応用した光領域信号処理による大規模アーレアンテナ構成方法および空間多重伝送方式について検討し、理論提案に加えて動作原理の実験検証を行うことにより、経済的・実用的な高周波帯空間多重伝送システム構成を示した。光の広帯域性および低消費電力特性を活用し、無線システムと光伝送ネットワークとのシームレスな接続、および経済的な高周波帯空間多重伝送システムの構築が可能な基地局技術

の実現に向け、大規模な電子光集積回路などのハードウェア設計製造技術や、光領域信号処理構成のさらなる高度化についてさらに検討を深めていく必要がある。

コンテンツやアプリケーション要求の多様化による無線トラヒックの指数関数的な増大に対応するためには、無線システムの大容量化は終わることのない継続的な課題である。無線通信の利用は個人の娯楽領域を越え、製造業におけるスマートファクトリーや自動運転技術、医療産業における遠隔医療システムなど、高い性能と信頼性が求められるミッションクリティカルな産業・社会システムへと急速に拡大しており、今以上に人類のあらゆる社会経済活動を支える極めて重要な社会基盤へと発展していくことだろう。

本研究で提案した無線伝送技術が、将来の高度情報化社会において求められる無線通信インフラの一助となることを祈念する。

参考文献

- [1] Ericsson Mobility Report 2024, [Online]. Available: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/mobility-report/reports/november-2024>, 最終アクセス日: 2025 年 6 月 14 日.
- [2] 総務省令和 5 年版情報通信白書, [Online]. Available: <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/>, 最終アクセス日: 2025 年 6 月 14 日.
- [3] 総務省情報通信統計データベース, [Online]. Available: <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/>, 最終アクセス日: 2025 年 6 月 14 日.
- [4] A. J. Viterbi, “CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication,” Addison-Wesley, 1995.
- [5] 3GPP, “TS 25.211: Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD),” V3.5.0, Dec. 2000.
- [6] ITU-R, “Recommendation ITU-R M.1457: Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000),” Oct. 2000.
- [7] 3GPP, “TS 36.211: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation,” V8.9.0, Dec. 2009.
- [8] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” Bell Labs Technical Journal, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, Autumn 1996.
- [9] T. L. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
- [10] 3GPP, “TS 38.211: NR; Physical channels and modulation,” V15.1.0, Mar. 2018.
- [11] ITU-R, “Recommendation ITU-R M.2160-0: Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond,” Nov. 2023.
- [12] Claude E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” Bell System Technical Journal, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, July 1948.
- [13] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, “Capacity limits of MIMO channels,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, no. 5, pp. 684–702, June 2003.
- [14] T. S. Rappaport, Y. Xing, O. Kanhere, S. Ju, A. Madanayake, S. Mandal, A. Alkhateeb, and G.

- C. Trichopoulos, "Wireless Communications and Applications Above 100 GHz: Opportunities and Challenges for 6G and Beyond," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 78729–78757, June 2019.
- [15] V. K. Quy, A. Chehri, N. M. Quy, N. D. Han, and N. T. Ban, "Innovative Trends in the 6G Era: A Comprehensive Survey of Architecture, Applications, Technologies, and Challenges," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 39824–39844, Apr. 2023.
- [16] N. A. Alhaj, M. F. Jamlos, S. A. Manap, S. Abdelsalam, A. A. Bakhit, R. Mamat, M. A. Jamlos, M. S. M. Gismalla, and M. Hamdan, "Integration of Hybrid Networks, AI, Ultra Massive-MIMO, THz Frequency, and FBMC Modulation Toward 6G Requirements: A Review," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 483–513, Dec. 2023.
- [17] SAMSUNG, SAMSUNG 6G Vision. [Online]. Available: <https://research.samsung.com/next-generation-communications>, 最終アクセス日: 2025年6月14日.
- [18] M. Hashemi, M. Coldrey, M. Johansson, and S. Petersson, "Integrated access and backhaul in fixed wireless access systems," in Proc. IEEE Conference on Vehicular Technology (VTC) 2017-Fall, Toronto, ON, Canada, Sep. 2017.
- [19] T. Tian, Y. Dou, G. Ren, L. Gu, J. Chen, Y. Cui, T. Takada, M. Iwabuchi, J. Tsuboi, and Y. Kishiyama, "Field trial on millimeter wave integrated access and backhaul," in Proc. IEEE Conference on Vehicular Technology (VTC) 2019-Spring, Kuala Lumpur, Malaysia, June 2019.
- [20] M. N. Islam, S. Subramanian, and A. Sampath, "Integrated access backhaul in millimeter wave networks," in Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), San Francisco, CA, USA, Mar. 2017.
- [21] 3GPP TR 38.874, "NR; Study on integrated access and backhaul," 3rd. Generation Partnership Project (3GPP), Tech. Rep., Dec. 2018.
- [22] H. Huang, G. Xie, Y. Yan, N. Ahmed, Y. Ren, Y. Yue, D. Rogawski, M. J. Willner, B. I. Erkmen, K. M. Birnbaum, S. J. Dolinar, M. P. J. Lavery, M. J. Padgett, M. Tur, and A. E. Willner, "100 Tbit/s free-space data link enabled by three-dimensional multiplexing of orbital angular momentum, polarization, and wavelength," *Optics Letters*, vol. 39, no. 2, pp. 197–200, Jan. 2014.
- [23] B. Liu, Y. Cui, and R. Li, "A broadband dual-polarized dual-OAM-mode antenna array for OAM communication," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 744–747, Aug. 2016.
- [24] Y. Yan, G. Xie, M. P. J. Lavery, H. Huang, N. Ahmed, C. Bao, Y. Ren, Y. Cao, L. Li, Z. Zhao, A. F. Molisch, M. Tur, M. J. Padgett, and A. E. Willner, "High-capacity millimeter-wave communications with orbital angular momentum multiplexing," *Nature Communications*, vol. 5, no. 4876, Sep. 2014.
- [25] L. Cheng, W. Hong, and Z. Hao, "Generation of electromagnetic waves with arbitrary orbital angular momentum modes," *Scientific Reports*, vol. 4, no. 4814, Apr. 2014.

- [26] F. M. Mahuoli and S. D. Walker, “4-Gbps uncompressed video transmission over a 60-GHz orbital angular momentum wireless channel,” *IEEE Wireless Communication Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 223–226, Apr. 2013.
- [27] X. Qi, Z. Zhang, X. Zong, X. Que, Z. Nie, and J. Hu, “Generating dual-mode dual-polarization OAM based on transmissive metasurface,” *Scientific Reports*, vol. 9, no. 97, Jan. 2019.
- [28] O. Edfors and A. J. Johansson, “Is orbital angular momentum (OAM) based radio communication an unexploited area?” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 1126–1131, Feb. 2012.
- [29] S. M. Mohammadi, L. K. S. Daldorff, J. E. S. Bergman, R. L. Karlsson, B. Thide, K. Forozesh, T. D. Carozzi, and B. Isham, “Orbital angular momentum in radio—A system study,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 565–572, Feb. 2010.
- [30] R. M. Henderson, “Let’s do the twist!: Radiators, experiments, and techniques to generate twisted waves at radio frequencies,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 18, no. 4, pp. 88–96, May 2017.
- [31] J. Wang, J. Y. Yang, I. M. Fazal, N. Ahmed, Y. Yan, H. Huang, Y. Ren, Y. Yue, S. Dolinar, M. Tur, and A. E. Willner, “Terabit free-space data transmission employing orbital angular momentum multiplexing,” *Nature Photonics*, vol. 6, pp. 488–496, July 2012.
- [32] N. Bozinovic, Y. Yue, Y. Ren, M. Tur, P. Kristensen, H. Huang, A. E. Willner, and S. Ramachandran, “Terabit-scale orbital angular momentum mode division multiplexing in fibers,” *Science*, vol. 340, pp. 1545–1548, June 2013.
- [33] A. Faisal, H. Sarieddeen, H. Dahrouj, T. Y. Al-Naffouri, and M. -S. Alouini, “Ultramassive MIMO Systems at Terahertz Bands: Prospects and Challenges,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 15, no. 4, pp. 33–42, Dec. 2020.
- [34] R. W. Heath, N. González-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, and A. M. Sayeed, “An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO Systems,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp. 436–453, Apr. 2016.
- [35] I. Ahmed, H. Khammari, A. Shahid, A. Musa, K. S. Kim, E. D. Poorter, and I. Moerman, “A Survey on Hybrid Beamforming Techniques in 5G: Architecture and System Model Perspectives,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 4, pp. 3060–3097, Fourth quarter 2018.
- [36] ISO/IEC/IEEE International Standard for Information Technology Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band (adoption of IEEE Std 802.11ad-2012), ISO/IEC/IEEE 8802-11:2012/Amd.3:2014(E), Mar. 2014, pp. 1–634.

- [37] S. Han, C. I, Z. Xu, and C. Rowell, “Large-scale antenna system with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 186–194, Jan. 2015.
- [38] W. Roh, J. Seol, J. Park, B. Lee, J. Lee, Y. Kim, J. Cho, and K. Cheun, “Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 106–113, Feb. 2014.
- [39] R. W. Heath, N. González-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, and A. M. Sayeed, “An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp.436–453, Apr. 2016.
- [40] J. Brady, N. Behdad, and A. M. Sayeed, “Beamspace MIMO for millimeter-wave communications: System architecture, modeling, analysis, and measurements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 7, pp. 3814–3827, July 2013.
- [41] R. Méndez-Rial, C. Rusu, N. González-Prelcic, A. Alkhateeb, and R. W. Heath, “Hybrid MIMO architectures for millimeter wave communications: Phase shifters or switches?,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 247–267, Jan. 2016.
- [42] Y. Han, S. Jin, J. Zhang, J. Zhang, and K. Wong, “DFT-based hybrid beamforming multiuser systems: Rate analysis, and beam selection,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 12, no. 3, pp. 514–528, June 2018.
- [43] Y. Kim, H. Lee, P. Hwang, R. K. Patro, J. Lee, W. Roh, and K. Cheun, “Feasibility of mobile cellular communications at millimeter wave frequency,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp. 589–599, Jan. 2016.
- [44] W. J. Byun, K. S. Kim, B. S. Kim, Y. S. Lee, M. S. Song, H. D. Choi, and Y. H. Cho, “Multiplexed Cassegrain reflector antenna for simultaneous generation of three orbital angular momentum (OAM) modes,” *Scientific Reports*, vol. 6, no. 27339, June 2016.
- [45] E. Torkildson, U. Madhow, and M. Rodwell, “Indoor millimeter wave MIMO: Feasibility and performance,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 12, pp. 4150–4160, Dec. 2011.
- [46] P. Liu, M. D. Renzo, and A. Springer, “Line-of-sight spatial modulation for indoor mmWave communication at 60 GHz,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 11, pp. 7373–7389, Nov. 2016.
- [47] S. Mondal, R. Singh, A. I. Hussein, and J. Paramesh, “A 25–30 GHz fully-connected hybrid beamforming receiver for MIMO communication,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 5, pp. 1275–1287, May 2018.
- [48] F. Soharabi and W. Yu, “Hybrid analog and digital beamforming for mmWave OFDM large-scale antenna arrays,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 7, pp. 1432–1443, July 2017.

- [49] A. Garcia-Rodriguez, V. Venkateswaran, P. Rulikowski, and C. Masouros, “Hybrid analog-digital precoding revisited under realistic RF modeling,” IEEE Wireless Communications Letters, vol. 5, no. 5, pp. 528–531, Oct. 2016.
- [50] NTT DOCOMO, “Mitsubishi Electric and NTT DOCOMO achieve world’s first 27 Gbps throughput in 5G outdoor trials,” Nov. 2018. [online]. available: http://www.nttdocomo.co.jp/english/info/media_center/pr/2018/1122_00.html 最終アクセス日: 2025年6月14日.
- [51] J. Nakagawa, K. Nakatani, H. Nakamizo, H. Noto, K. Tsutsumi, H. Watanabe, M. Sakai, H. Iura, N. Iwayama, and S. Shinjo, “28GHz Active phased array antenna employing GaAs frontend module for massive MIMO in 5G,” in Proc. 2019 12th Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM), Sendai, Japan, May, 2019, pp. 4–6.
- [52] F. Gao, B. Wang, C. Xing, J. An, and G. Y. Li, “Wideband Beamforming for Hybrid Massive MIMO Terahertz Communications,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 39, no. 6, pp. 1725–1740, June 2021.
- [53] C. Wang, M. Pang, D. Zhong, Y. Cui, and W. Wang, “A MmWave communication testbed based on IEEE 802.11ad with scalable PtMP configuration,” China Communications, vol. 19, no. 4, pp. 44–56, Apr. 2022.
- [54] R. Giordani, M. Polese, M. Mezzavilla, S. Rangan, and M. Zorzi, “A Tutorial on Beam Management for 3GPP NR at mmWave Frequencies,” IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 21, no. 1, pp. 173–196, First quarter 2019.
- [55] 3GPP, “TS 38.214: NR; Physical layer procedures for data (Release 17),” V17.4.0, Dec. 2022.
- [56] K. Li and J. Yu, “Photonics-Aided Terahertz-Wave Wireless Communication,” Journal of Lightwave Technology, vol. 40, no. 13, pp. 4186–4195, July 2022.
- [57] C. Castro, R. Elschner, T. Merkle, C. Schubert, and R. Freund, “Experimental Demonstrations of High-Capacity THz-Wireless Transmission Systems for Beyond 5G,” IEEE Communications Magazine, vol. 58, no. 11, pp. 41–47, Nov. 2020.
- [58] T. Jyo, I. Abdo, H. Hamada, M. Nagatani, A. Pander, H. Wakita, M. Mutoh, Y. Shiratori, D. Kitayama, C. Gomez, C. Wang, K. Hatano, C. Liu, A. A. Fadila, J. Pang, A. Shirane, K. Okada, and H. Takahashi, “300-GHz-Band InP HBT Power Amplifier and InP-CMOS Hybrid Phased-Array Transmitter,” 2024 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), Fort Lauderdale, FL, USA, pp. 166–172, Nov. 2024.
- [59] T. Zimmer, J. Böck, F. Buchali, P. Chevalier, M. Collisi, B. Debaillie, M. Deng, P. Ferrari, S. Fregonese, C. Gaquiere, H. Ghanem, H. Hettrich, A. Karakuzulu, T. Maiwald, M. Margalef-Rovira, C. Maye, M. Möller, A. Mukherjee, H. Rücker, P. Sakulas, R. Schmid, K. Disch, K. Schuh, W. Templ, A. Visweswaran, and T. Zwick, “SiGe HBTs and BiCMOS Technology for Present and Future Millimeter-Wave Systems,” IEEE Journal of Microwaves, vol. 1, no. 1, pp.

- 288–298, Jan. 2021.
- [60] T. Kuri and K. Kitayama, “Optical Heterodyne Detection Technique for Densely Multiplexed Millimeter-Wave-Band Radio-on-Fiber Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 12, pp. 3167–3179 Dec. 2003.
 - [61] T. Ishibashi, Y. Muramoto, T. Yoshimatsu, and H. Ito, “Unitraveling-Carrier Photodiodes for Terahertz Applications,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 79–88, Nov.-Dec. 2014.
 - [62] T. Ishibashi and H. Ito, “Uni-Traveling-Carrier Photodiodes,” *Journal of Applied Physics*, vol. 127, no. 3, Art. no. 031101, Jan. 2020.
 - [63] J. Beas, G. Castanon, I. Aldaya, A. Aragon-Zavala, and G. Campuzano, “Millimeter-Wave Frequency Radio over Fiber Systems: A Survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1593–1619, Fourth Quarter 2013.
 - [64] H. Ji, C. Sun, and W. Shieh, “Spectral Efficiency Comparison Between Analog and Digital RoF for Mobile Fronthaul Transmission Link,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 20, pp. 5617–5623, Oct. 2020.
 - [65] T. Udem, R. Holzwarth, and T. W. Hänsch, “Optical frequency metrology,” *Nature*, vol. 416, no. 6877, pp. 233–237, Mar. 2002.
 - [66] N. Picqué and T. W. Hänsch, “Frequency comb spectroscopy,” *Nature Photonics*, vol. 13, pp. 146–157, Feb. 2019.
 - [67] T. Fortier and E. Baumann, “20 years of developments in optical frequency comb technology and applications,” *Communications Physics*, vol. 2, no. 1, Art. no. 153, Dec. 2019.
 - [68] S. A. Diddams, K. Vahala, and T. Udem, “Optical frequency combs: Coherently uniting the electromagnetic spectrum,” *Science*, vol. 369, no. 6501, Art. no. eaay3676, July 2020.
 - [69] C. Castro, R. Elschner, T. Merkle, C. Schubert, and R. Freund, “Experimental demonstrations of high-capacity THz-wireless transmission systems for beyond 5G,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 11, pp. 41–47, Nov. 2020.
 - [70] X. Li, J. Yu, Li Zhao, K. Wang, C. Wang, M. Zhao, W. Zhou, and J. Xiao, “1-Tb/s millimeter-wave signal wireless delivery at D-band,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 1, pp. 196–204, Jan. 2019.
 - [71] R. Igarashi, K. Toichi, T. Saijo, R. Koma, K. Hara, J. Kani, T. Yoshida, and T. Nagatsuma, “First demonstration of 128-Gbit/s 300-GHz-band THz transmission using OFC-based transmitter and intradyne receiver,” in Proc of 27th OptoElectronics and Communications Conference/International Conference on Photonics in Switching and Computing (OECC/PSC), Toyama, Japan, TuF2-5, July 2022.
 - [72] K. Sengupta, T. Nagatsuma, and D. M. Mittleman, “Terahertz integrated electronic and hybrid electronic-photonic systems,” *Nature Electronics*, vol. 1, pp. 622–635, Dec. 2018.

- [73] IOWN, [Online]. Available: <https://www.rd.ntt/iown/>, 最終アクセス日: 2025年6月14日.
- [74] IOWN GLOBAL FORUM, [Online]. Available: <https://iowngf.org/>, 最終アクセス日: 2025年6月14日.
- [75] A. B. Shallah, F. Zubir, M. K. A. Rahim, H. A. Majid, U. U. Sheikh, N. A. Murad, and Z. Yusoff, “Recent developments of Butler matrix from components design evolution to system integration for 5G beamforming applications: A survey,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 88434–88456, Aug. 2022.
- [76] Y. Yuan, Z. Zhang, J. Cang, H. Wu, and C. Zhong, “Capacity analysis of UCA-based OAM multiplexing communication system,” in Proc. International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Nanjing, China, pp. 1–5, Oct. 2015.
- [77] Y. Ren, L. Li, G. Xie, Y. Yan, Y. Cao, H. Huang, N. Ahmed, Z. Zhao, P. Liao, C. Zhang, G. Caire, A. F. Molisch, M. Tur, and A. E. Willner, “Line-of-sight millimeter-wave communications using orbital angular momentum multiplexing combined with conventional spatial multiplexing,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 5, pp. 3151–3161, May 2017.
- [78] Y. Ren, Z. Wang, G. Xie, L. Li, Y. Cao, C. Liu, P. Liao, Y. Yan, N. Ahmed, Z. Zhao, A. Willner, N. Ashrafi, S. Ashrafi, R. D. Linquist, R. Bock, M. Tur, A. F. Molisch, and A. E. Willner, “Free-space optical communications using orbital-angular-momentum multiplexing combined with MIMO-based spatial multiplexing,” *Optics Letters*, vol. 40, no. 18, pp. 4210–4213, Sep. 2015.
- [79] Z. Zhang, S. Zheng, Y. Chen, X. Jin, H. Chi, and X. Zhang, “The capacity gain of orbital angular momentum based multiple-input-multiple-output system,” *Scientific Reports*, vol. 6, Art. no. 25418, May 2016.
- [80] K. A. Opare, Y. Kuang, and J. J. Kponyo, “Mode combination in an ideal wireless OAM-MIMO multiplexing system,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 449–452, Aug. 2015.
- [81] F. Qin, L. Li, Y. Liu, W. Cheng, and H. Zhang, “A four-mode OAM antenna array with equal divergence angle,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 1941–1945, Sep. 2019.
- [82] H. Jing, W. Cheng, Z. Li, and H. Zhang, “Concentric UCAs based low-order OAM for high capacity in radio vortex wireless communications,” *Journal of Communications and Information Networks*, vol. 3, no. 4, pp. 85–100, Dec. 2018.
- [83] J. G. Van Bladel, “Electromagnetic Fields, 2nd ed.,” Piscataway, NJ, USA: Wiley, 2007.
- [84] R. Chen, H. Xu, M. Moretti, and J. Li, “Beam steering for misalignment in UCA-based OAM communication systems,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 7, no. 4, pp. 582–585, Aug. 2018.

- [85] X. Wu, J. Liu, and S. Yu, “Inter-mode crosstalk compensation for radio orbital angular momentum multiplexing systems under misaligned condition using multiple-input multiple-output techniques,” in Proc. 2016 15th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOCN), Hangzhou, China, Sep. 2016
- [86] Y. Yan, L. Li, G. Xie, C. Bao, P. Liao, H. Huang, Y. Ren, N. Ahmed, Z. Zhao, Z. Wang, N. Ashrafi, S. Ashrafi, S. Talwar, S. Sajuyigbe, M. Tur, A. F. Molisch, and A. E. Willner, “Multipath effects in millimetre-wave wireless communication using orbital angular momentum multiplexing,” *Scientific Reports*, vol 6, no. 33482, Sep. 2016.
- [87] X. Su, R. Zhang, Z. Zhao, H. Song, A. Minoofar, N. Hu, H. Zhou, K. Zou, K. Pang, H. Song, B. Lynn, S. Zach, N. Cohen, M. Tur, A. F. Molisch, H. Sasaki, D. Lee, and A. E. Willner, “multipath and receiver aperture effects in a THz wireless communications link using OAM multiplexing,” in Proc. IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) 2020 Workshops, Taipei, Taiwan, Dec. 2020.
- [88] Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2), ETSI EN 302 307, V1.2.1, Apr. 2009.
- [89] P. Chiang, D. Lin, H. Li, and G. L. Stuber, “Joint estimation of carrier-frequency and sampling-frequency offsets for SCFDE systems on multipath fading channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, no. 8, pp. 1231–1235, Aug. 2008.
- [90] H. Sasaki, Y. Yagi, R. Kudo, and D. Lee, “1.58 Tbps OAM Multiplexing Wireless Transmission with Wideband Butler Matrix for Sub-THz Band,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 42, no. 6, pp. 1613–1625, June 2024.
- [91] J. M. Wen, C. K. Wang, W. Hong, Y. M. Pan, and S. Y. Zheng, “A wideband switched-beam antenna array fed by compact single-layer Butler matrix,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 8, pp. 5130–5135, Aug. 2021.
- [92] N. Th. Tuan, K. Sakakibara, K. Iwasa, T. Okunaga, N. Kikuma, and Y. Sugimoto, “Millimeter-wave Butler matrix beamforming circuit using finline in double-layer dielectric substrate,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 579–589, Oct. 2020.
- [93] Q. Sun, Y. -L. Ban, Y. -X. Che, and Z. Nie, “Coexistence-mode CRLH SIW transmission line and its application for longitudinal miniaturized Butler matrix and multibeam array antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 11, pp. 7593–7603, Nov. 2021.
- [94] T. Tomura, D. Kim, M. Wakasa, Y. Sunaguchi, J. Hirokawa, and K. Nishimori, “A 20-GHz-band 64×64 hollow waveguide two-dimensional Butler matrix,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 164080–164088, Nov. 2019.
- [95] C. Wang, Y. Yao, X. Cheng, Z. Zhu, and X. Li, “A W-band high-efficiency multibeam circularly polarized antenna array fed by GGW Butler matrix,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, pp. 164080–164088, Nov. 2019.

Propagation Letters, vol. 20, no. 7, pp. 1130–1134, July 2021.

- [96] W. Lee, J. Y. Hong, M. S. Kang, B. S. Kim, K. S. Kim, W. J. Byun, M. S. Song, and Y. H. Cho, “Microwave orbital angular momentum mode generation and multiplexing using a waveguide Butler matrix,” ETRI Journal, vol. 39, pp. 336–344, June 2017.
- [97] W. J. Byun, K. S. Kim, B. S. Kim, Y. S. Lee, M. S. Song, H. D. Choi, and Y. H. Cho, “Multiplexed Cassegrain reflector antenna for simultaneous generation of three orbital angular momentum (OAM) modes,” Scientific Reports, vol. 6, Art. no. 27339, June 2016.
- [98] N. -W. Chen, R. -R. Guo, and J. -W. Shi, “Millimeter-wave orbital angular momentum radiations from photonic-based transmitter,” in Proc. 2022 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA), Guangzhou, China, pp. 1–3, Dec. 2022.
- [99] M. -H. Chung, D. -H. Je, S. -T. Han, and S. -R. Kim, “Development of a 85 115 GHz 90-deg phase shifter using corrugated square waveguide,” in Proc. 2014 44th European Microwave Conference, Rome, Italy, pp. 1146–1149 Oct. 2014.
- [100] A. Palomares-Caballero, A. Alex-Amor, P. Padilla, F. Luna, and J. Valenzuela-Valdes, “Compact and low-loss V-band waveguide phase shifter based on glide-symmetric pin configuration,” IEEE Access, vol. 7, pp. 31297–31304, Mar. 2019.
- [101] Z. Niu, B. Zhang, K. Yang, Y. Yang, D. Ji, Y. Liu, Y. Feng, Y. Fan, X. Chen, and D. Li, “Mode analyzing method for fast design of branch waveguide coupler,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 12, pp. 4733–4740, Dec. 2019.
- [102] Z. Niu, B. Zhang, Z. Zhou, A Lixin, Y. Wang, X. Chen, Y. He, Y. Hu, X. Chen, and J. Zhang, “A 400 GHz broadband multi-branch waveguide coupler,” in Proc. The 12th UK/Europe-China Workshop on Millimetre-Waves and Terahertz Technologies (UCMMT) 2019, London, UK, pp. 1–2, Feb. 2019.
- [103] H. J. Riblet, “The short-slot hybrid junction,” in Proc. the IRE, vol. 40, no. 2, pp. 180–184, Feb. 1952.
- [104] K. Kuroiwa, A. Gonzalez, M. Koyano, T. Kojima, Y. Fujii, Y. Uzawa, and H. Ogawa, “Short-slot hybrid coupler using linear taper in W-band,” Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, vol. 34, pp. 815–823, Oct. 2013.
- [105] K. Lomakin, L. Klein, L. Ringel, J. Ringel, M. Sippel, K. Helmreich, and G. Gold, “3D printed E-band hybrid coupler,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 29, no. 9, pp. 580–582, Sep. 2019.
- [106] 中島 将光, “マイクロ波工学 基礎と原理,” 森北出版, 1975.
- [107] Q. Wu, X. Jiang, and C. Zhang, “Attenuation of orbital angular momentum beam transmission with a parabolic antenna,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 20, no. 10, pp. 1849–1853, Oct. 2021.
- [108] T. Nguyen, M. Hirabe, R. Zenkyu, M. Uchida, and E. Sasaki, “An experimental study on

OAM mode-multiplexing with dielectric lens fed by uniform circular array,” in Proc. 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, Thailand, pp. 1–2, Dec. 2017.

- [109] C. Dragone and M. J. Gans, “Imaging reflector arrangements to form a scanning beam using a small array,” *Bell System Technical Journal*, vol. 58, no. 2, pp. 501–515, Feb. 1979.
- [110] C. Sciannella and G. Toso, “An Imaging Reflector System with Reduced Scanning Aberrations,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1342–1350, Apr. 2015.
- [111] B. Ortega, J. Mora, and R. Chulia, “Optical Beamformer for 2-D Phased Array Antenna with Subarray Partitioning Capability,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 3, Art. no. 6600509, June 2016.

略語一覧

3GPP	3rd Generation Partnership Project
A-RoF	Analog Radio over Fiber
ADC	Analog-to-Digital Converter
AMC	Adaptive Modulation and Coding
AR	Augmented Reality
AWG	Arbitrary Waveform Generator
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
CDMA	Code Division Multiple Access
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
CSI	Channel State Information
CU	Central Unit
DAC	Digital-to-Analog Converter
DFT	Discrete Fourier Transform
DPS	Differential Phase Shifter
DSA	Digital Serial Analyzer
DVB-S.2	Digital Video Broadcasting - Satellite - Second Generation
EPIC	Electronic and Photonic Integrated Circuit
EVM	Error Vector Magnitude
FBG	Fiber Bragg Grating
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HP	Holographic Plate
I/O	Input/Output
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform

IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
IMT	International Mobile Telecommunications
InP	Indium Phosphide
IOWN	Innovative Optical and Wireless Network
ITU-R	International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector
LAN	Local Area Network
LDPC	Low-Density Parity-Check
LNA	Low Noise Amplifier
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MMSE	Minimum Mean Square Error
OAM	Orbital Angular Momentum
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PDC	Personal Digital Cellular
PER	Packet Error Rate
PIC	Photonic Integrated Circuit
Pin-PD	Pin photodiode
PMI	Precoding Matrix Indicator
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QEF	Quasi Error Free
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAU	Remote Antenna Unit
RF	Radio Frequency
RRC	Root-Raised Cosine
SC	Single Carrier
SC-FDE	Single Carrier Frequency Domain Equalization
SiGe	Silicon Germanium
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SPP	Spiral Phase Plate
SVD	Singular Value Decomposition

TDMA	Time Division Multiple Access
UCA	Uniform Circular Array
UTC-PD	Uni-Traveling-Carrier Photodiode
VR	Virtual Reality
W-CDMA	Wideband-CDMA
Wi-Fi	Wireless Fidelity

本論文に関する原著論文

A. 査読付き論文

1. **H. Sasaki**, Y. Yagi, R. Kudo, and D. Lee, "1.58 Tbps OAM Multiplexing Wireless Transmission with Wideband Butler Matrix for Sub-THz Band," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 42, no. 6, pp. 1613–1625, June 2024.
2. **H. Sasaki**, Y. Yagi, H. Fukumoto, and D. Lee, "OAM-MIMO Multiplexing Transmission System for High-capacity Wireless Communications on Millimeter-wave Band," IEEE Transaction on Wireless Communications, vol. 23, no. 5, pp. 3990–4003, May 2024.

B. 査読付き国際会議

1. **H. Sasaki**, Y. Yagi, R. Kudo, and D. Lee, "Off-axis Reflector Antenna for OAM-MIMO Multiplexing Transmission and Its Experimental Evaluation in the Sub-THz Band," 2024 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Cape Town, South Africa, pp. 5369–5374, Dec. 2024.
2. **H. Sasaki**, Y. Yagi, R. Kudo, and D. Lee, "Demonstration of 1.44 Tbit/s OAM Multiplexing Transmission in Sub-THz Bands," 2023 IEEE International Conference on Communications (ICC) Workshops, Rome, Italy, pp. 338–343, May 2023.
3. **H. Sasaki**, Y. Yagi, T. Kageyama, and D. Lee, "Implementation and Evaluation of sub-THz OAM Multiplexing Transmission," 2022 IEEE International Conference on Communications (ICC) Workshops, Seoul, Korea, pp. 175–179, May 2022.
4. **H. Sasaki**, Y. Yagi, T. Yamada, T. Semoto, and D. Lee, "Hybrid OAM Multiplexing using Butler Matrices toward over 100 Gbit/s Wireless Transmission," 2020 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) Workshops, Taipei, Taiwan, Dec. 2020.
5. **H. Sasaki**, Y. Yagi, T. Yamada, T. Semoto, and D. Lee, "An Experimental demonstration of over 100 Gbit/s OAM Multiplexing Transmission at a distance of 100 m on 40 GHz Band," 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC) Workshops, Dublin, Ireland, June 2020.
6. **H. Sasaki**, Y. Yagi, T. Yamada, and D. Lee, "Field Experimental Demonstration on OAM-MIMO Wireless Transmission on 28 GHz Band," 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) Workshops, Waikoloa, HI, USA, Dec. 2019.

7. **H. Sasaki**, D. Lee, Y. Yagi, H. Fukumoto, T. Kaho, H. Shiba, and T. Shimizu, “Experiment on over 100 Gbps Wireless Transmission with OAM-MIMO Multiplexing System in 28GHz Band,” 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Abu Dhabi, United Arab Emirates, Dec. 2018.
8. **H. Sasaki**, K. Takano, Y. Chiyoda, T. Nishida, F. Miyamaru and M. Hangyo, ”Spectral and polarization characteristics of terahertz radiation from metaatom-loaded photoconductive antennas,” 2011 International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz 2011), Houston, TX, USA, Oct. 2011.

C. 国内全国大会

1. **笹木裕文**, 八木康徳, 李斗煥, 工藤理一, “Sub-THz 帯 8×8 Butler Matrix を用いた 1.44 Tbit/s OAM 多重伝送の実証,” 2023 年電子情報通信学会ソサエティ大会, B-17-2, 2023 年 9 月.
2. **笹木裕文**, 八木康徳, 山田貴之, 李斗煥, 清水敬司, “OAM-MIMO 多重伝送技術を用いた 28 GHz 帯屋外伝送実験評価,” 2020 年電子情報通信学会総合大会, B-5-48, 2020 年 3 月.
3. **笹木裕文**, 李斗煥, 福本浩之, 芝宏礼, 清水敬司, “28 GHz 帯における多重円形アーチアンテナを用いた OAM 多重伝送容量の実験評価,” 2018 年電子情報通信学会総合大会, B-5-91, 2018 年 3 月.
4. **笹木裕文**, 李斗煥, 福本浩之, 芝宏礼, “28 GHz 帯における多重円形アーチアンテナを用いたガウシアンビーム伝搬特性の実験評価,” 2017 年電子情報通信学会ソサエティ大会, B-17-29, 2017 年 9 月. (電子情報通信学会学術奨励賞受賞)
5. **笹木裕文**, 李斗煥, 福本浩之, 中川匡夫, 芝宏礼, “OAM 多重伝送におけるガウシアンビーム伝搬の解析,” 2017 年電子情報通信学会総合大会, B-17-4, 2017 年 3 月.

D. 査読なし研究会（国際会議含む）

1. **笹木裕文**, 平賀健, 伊藤穂乃花, 李斗煥, 工藤理一, 三科健, 久野大介, 丸田章博, “[依頼講演] サブテラヘルツ帯超高速無線伝送に向けたアナログデジタルハイブリッドビームフォーミング技術の検討,” IEICE Technical Report, vol. 124, no. 253, RCS2024-155, pp. 14–19, Nov. 2024.
2. **H. Sasaki**, Y. Yagi, D. Lee and R. Kudo, “[Invited Lecture] Ultra-High Capacity OAM-MIMO Multiplexing Transmission System using Butler Matrix and Double Reflector Antenna in the Sub-THz Band,” IEICE The 7th International Workshop on Smart Wireless Communications (SMARTCOM 2024), Aachen, Germany, vol. 124, no. 233, Nov. 2024.
3. **笹木裕文**, 八木康徳, 加保貴奈, 山田貴之, 李斗煥, 清水敬司, “[依頼講演] 超高速無線伝送実現に向けた OAM-MIMO 多重伝送技術の研究開発と実験評価,” IEICE Technical Report, vol. 118, no. 475, SR2018-140, pp. 111–116, Feb. 2019.
4. **笹木裕文**, 李斗煥, 福本浩之, 中川匡夫, 芝宏礼, “OAM 多重伝送におけるガウシアンビームを

用いたビーム伝搬制御技術の研究,” IEICE Technical Report, vol. 116, no. 276, SR2016-73,
pp. 105–110, Oct. 2016. (スマート無線研究会 論文賞)