

2021 年度

早稲田大学大学院基幹理工学研究科情報理工・情報通信専攻 修士論文

# Intelligent Reflecting Surface を用いた OAM 通信システムに関する研究

大野 晃聖

(5120F010-1)

提出日：2022.1.24

指導教員：嶋本薫教授

研究指導名：ワイアレスアクセス研究

# 目次

## 第1章 序論

1.1 研究背景	3
1.2 研究目的	3

## 第2章 関連技術

2.1 軌道角運動量	4
2.2 無線 OAM	4
2.2.1 無線 OAM の説明	4
2.2.2 無線 OAM の生成	4
2.2.3 無線 OAM の多重化	4
2.2.4 長所・短所	4
2.2.5 関連研究	4
2.3 光 OAM	13
2.2.1 光 OAM の説明	13
2.2.2 光 OAM の生成方法	13
2.2.3 光 OAM の多重化	13
2.2.4 長所・短所	14
2.2.5 関連研究	15
2.4 Intelligent Reflecting Surface	16
2.4.1 説明と仕組み	16
2.4.2 通信システム	16
2.4.3 長所・短所	17
2.4.4 関連研究	17

## 第3章 OAM 電波の振幅特性, 位相特性

3.1 シミュレーションモデル	19
3.2 振幅特性, 位相特性	23
3.3 HFSS	26
3.4 実機実験	29
3.5 信号処理	32
3.6 モード間干渉	33
3.6.1 モード間干渉	33
3.6.2 対策方法	34
3.7 システム容量	34

3.8 シミュレーション結果	35
3.8.1 BER-SNR	35
3.8.2 距離-システム容量	37
3.8.3 UCA を傾かせたときのシミュレーションモデル	38
3.10 見通し外通信	40
第4章 無線 OAM×IRS	
4.1 シミュレーションモデル	45
4.2 信号処理	47
4.3 電力割り当て最適化アルゴリズム	48
4.4 位相シフト最適化アルゴリズム	51
4.5 正則化	53
4.6 提案手法のアルゴリズム	55
4.7 シミュレーション結果	56
第5章 結び	
5.1 結論及びまとめ	57
5.2 本研究の改善点, 今後の展望	57
5.3 謝辞	57
研究業績	58
参考文献	59

# 第 1 章 序論

## 1.1 研究背景

通信システムにおいて、周波数資源には制限があるため、利用できる帯域を有効に活用することが重要である。特に無線周波数帯域における周波数資源は逼迫しており、1990 年代から携帯電話が急速に普及し[1]、増え続けるデータトラフィックに対応するため、より多くの人が同時に、より効率的にデータを送受信できるようにするために多重化技術が進化してきた。2020 年春に日本で本格的に 5G が始動し、更なる高速かつ大容量かつ多端末同時接続の需要が加速している。そこで 5G を超える高速大容量伝送の新たな技術の一つとして電磁波が持つ性質の一つである軌道角運動量 (Orbital Angular Momentum : OAM) が大容量通信の技術として注目が集まっている [2]。OAM の性質を持つ電磁波は理論上無制限に直交ビームを生成できるため、直交性を利用した空間多重化方式として注目が集まっている。しかし OAM の性質を持つ電波を利用した無線通信 (OAM 通信) には欠点があり、異なる OAM の直交性は送信機と受信機が完全に平行かつ同軸である必要があり、また空中における発散が激しいため [3]、無線周波数帯における OAM 多重化通信システムでは、主に短距離の見通し内 (Line-of-Sight : LoS) 通信が適しているとされている [4], [5]。

## 1.2 研究目的

本研究の目的は大容量通信の需要に対し、無線周波数帯における OAM 通信の欠点である空中発散による飛距離の短さや送信機と受信機が完全に平行かつ同軸である必要があることによる制限を克服し、通信容量を増やしつつ、見通し外 (Non-Line-of-Sight : NLoS) 環境でも通信を可能にすることを目的としている。本研究では見通し外環境でも OAM 通信ができ、飛距離を延ばすために OAM 通信に Intelligent Reflecting Surface (IRS) を用いるというアプローチをした。

第 2 章では本研究で使用する技術に関する内容をまとめている。本研究では無線 OAM に焦点を当てているが、関連する分野である光 OAM や光無線 OAM の説明も行なっている。第 3 章ではシミュレーションモデルを用いたシミュレーション、電磁界シミュレーションソフト HFSS を用いたシミュレーション、実機実験を通して OAM 電波の振幅特性と位相特性の説明を記述している。また OAM 通信システムの性能評価を行うために、信号処理を行い、その際に生じる干渉である OAM モード間干渉を低減する議論を行なっている。第 4 章では、IRS を用いた OAM 多重化通信システムにおける OAM モード間干渉低減手法を提案している。また、IRS を用いた OAM 通信システムの容量を増加させるために、OAM モードごとの送信電力割り当てを最適化する際に  $\ell_2$ -ball projection 法を提案する。

## 第2章 関連技術

### 2.1 軌道角運動量

電磁波が持つ角運動量には二種類存在し、スピン角運動量(SAM)と軌道角運動量(OAM)である。電磁波の持つ全角運動量は SAM と OAM の和である。

OAM の性質を持つ電磁波は周波数によって特色が変化するため、無線通信、光通信に分けて特徴、生成方法、通信方法、多重化、長所・短所を 2.2 以降にて紹介する。それぞれの通信で使用される OAM の性質を持つ電磁波を、無線 OAM、光 OAM と称する。ここでは無線通信の周波数を 300Hz (極超長波) から 3THz (サブミリ波)、光通信の周波数を 3THz (サブミリ波) から 3000THz とする。本研究は無線 OAM に焦点を当て研究を行う。

### 2.2 無線 OAM

#### 2.2.1 無線 OAM

電波はスピン角運動量(SAM)と軌道角運動量(OAM)の 2 種類の角運動量を持っている。SAM と OAM は独立しており、SAM は偏波状態に関係があり、OAM は電波の進行方向に対して垂直な面において電波の位相が螺旋状となる性質がある。また SAM と OAM は無依存の関係である。つまり OAM は偏波と無依存である。OAM の性質を持つ電磁波の特徴を位相特性と振幅特性それぞれで説明する。

まず OAM の性質を持つ電磁波の位相特性から説明する。OAM の性質を持つ電磁波は空間の進行方向に対して垂直面における位相が  $e^{il\varphi}$  の螺旋状となり、OAM の値によって螺旋具合が変化する。 $\varphi$  は方位角(空間の進行方向に対して垂直面における角度)を指し、 $l$  は OAM モードを指す。OAM モードは電波が空間を 1 波長進む際の位相の回転数のことをいい、例えば 1 波長進んだとき垂直面において位相が  $2\pi$  回転していたら OAM モード  $l$  が +1、 $4\pi$  であれば OAM モード +2、逆に  $-2\pi$  であれば OAM モード -1 となる。また位相が回転していない時は OAM モード 0 で、SAM のみの角運動量をもつ電磁波である。

次に軌道角運動量の性質をもつ電磁波の振幅特性の説明をする。OAM モードの絶対値が等しいなら振幅特性は一致するが、OAM モードの絶対値が異なると振幅特性が変化する。OAM モード 0 における振幅特性、つまり OAM の性質を持たない電波はアンテナ中心点に鋭い電界強度を持った性質をもつ。それに対し OAM の性質を持つ電波はドーナツ型の強度が連なる振幅特性をしていて、距離が増すほどドーナツ型の強度の半径は大きくかつ強度が小さくなる。また OAM モードの絶対値の値が大きくなるほど、ドーナツ型の強度の半径が大きくなるという特性を持つ。

OAM の歴史は 1992 年に遡る。1992 年アメリカの科学者アレンらにより、電磁波がマク

スウェル方程式に従って伝播するとき、光渦が固定軌道角運動量を持つことを証明してから通信の分野において OAM に注目が徐々に集まった。2007 年にはスウェーデン宇宙物理学研究所の科学者 B. Thid らがシミュレーション上において低周波の OAM 電波をアンテナアレイによって生成されることを実証した[6].

## 2.2.2 無線 OAM の生成

2011 年に Tamburini らによって、世界で初めて OAM 通信の実験が行われた。パラボラアンテナに切り込みを入れたといういたってシンプルな構造で、周波数は 2.4GHz、飛距離は約 442 m であった[7].

無線 OAM の主な生成方法はスパイラル位相板(Spiral Phase Plate : SPP)や 円形均一アレイアンテナ(Uniformed Circular Array antenna : UCA) を用いる。

SPP は、ガラス基板で作られ、その厚さは螺旋状に変化している。平面波が SPP を通過すると位相板の螺旋状に変化した厚さにより電波の位相が螺旋状に変化する。つまり OAM モードが 0 の電波を OAM モードが 0 以外の OAM 電波に物理的に変換することができる。SPP は 3D プリンタで簡単に作製できるが、SPP の型によって OAM モードが決まるため、モード多重化を行うためには異なる位置にある SPP とビームスプリッタの両方が必要となり、多重化が柔軟にしにくい。

一方、UCA はアンテナ素子を円形に並べたアンテナで、各アンテナ素子に給電し電波を放射するタイミングをずらすことで、OAM 電波を生成することができる。信号処理技術の向上とデジタル方式の移相器によるソフトウェア上での位相変化の利便性により、UCA に基づいて複数の OAM モードを柔軟に同時に生成・伝送することができ、無線 OAM 通信に使用されることが期待されてる。

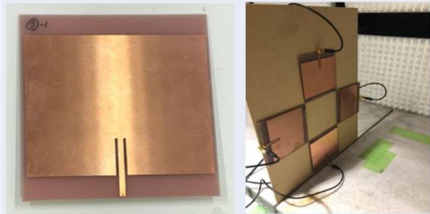
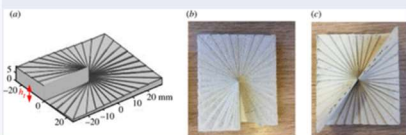
無線OAM生成方法	Uniformed Circular Array Antenna(UCA)	Spiral phase plate(SPP)
実機図	UCAの素材：FR4（ガラスエポキシ） 	SPPの素材：電磁波の透過率を変化させることができる素材 例：アクリロニトリル・ブタジエン・スチレンフィラメント ( $\epsilon_r = 2.57, \tan \delta = 0.0047$ ), 高密度ポリエチレン 
特徴	<ul style="list-style-type: none"> <li>指向性が鋭くないアンテナを仕様</li> <li>信号処理により高度なOAM多重化を実現可能</li> <li>飛距離: 100[m]</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>複数の送受信機, SPPが必要なため装置が大きくなる</li> <li>高度な信号処理を必要としない</li> <li>飛距離: 1~2[km]</li> </ul>

図 2.2.1.1 無線 OAM 生成に使用される UCA と SPP の実機図と特徴

### 2.2.3 無線 OAM の多重化

多重化技術は複数の信号を混信せずに効率的かつ大容量に通信するための技術であり、無線通信の通信容量を増やす多重化は大きく分けて三種類に分類される。一つ目は空間多重数の増加で、例えば送受信のアンテナ数を増やすことで通信容量を増やす MIMO (Multi Input Multi Output) や特定の方向に鋭い指向性を持った電波を瞬時に切り替え制御し照射することで全体的な通信容量を増やすビームフォーミング方式が挙げられる。二つ目は帯域幅の拡大する広帯域化する方法である。例えば CDMA は変調後の信号の帯域幅を大きく拡散させるスペクトラム拡散技術によりノイズや干渉の影響を受けにくくすることができる。三つ目は変調レベルの向上で、信号のコンスタレーションの位相、振幅の方法である。OAM は一つ目の空間多重に分類される。

無線 OAM 多重化は空間の進行方向に対して垂直面における位相が  $e^{jl\varphi}$  の螺旋状になるという空間的な位相特性を用いた多重化である。異なる OAM モード  $l$  は相互に直交しているため、同じビーム軸に沿って一緒に多重化でき、また互いの OAM モードへの干渉が低い状態で多重分離することができる。それにより、同じ搬送波周波数に各 OAM ビームが独立してデータを伝送することができ、OAM 状態の数だけ通信容量とスペクトル効率を向上させることができる。

ここで、2.2.2 にて紹介した SPP と UCA を用いた無線 OAM 多重化通信を紹介する。

SPP を用いた多重化通信はビームスプリッタを利用して異なる OAM モードの電波を多重化させる。まず一般的に SPP を用いた多重化の場合、指向性の高いホーンアンテナを利用することが多い。ホーンアンテナから発射された電波はホーンアンテナの開口部より大きい SPP に通すことで、OAM モード  $l$  の OAM 電波を生成することができる。OAM モード

$l$  は SPP の厚みの変化具合によって変わり、 $h(\varphi) = (\frac{\varphi}{2\pi})l(\frac{\lambda}{n-1})$  と定義される。 $\varphi$  は SPP の方位角で、SPP の最大厚みは  $\Delta h = l(\frac{\lambda}{n-1})$ 、 $n$  は板材の屈折率、 $\lambda$  は電波の波長である。SPP の片面は平らで、反対側は方位角によって厚さが変化する。SPP を通して生成された OAM 電波は特殊な電界分布をしており、Laguerre-Gaussian モードと類似している。Gauss 分布型の電波はビーム強度が中心で最大値をとるのに対して、Laguerre-Gauss モードの電波はビーム最大強度が中心からある距離はなれたところで最大値をとるドーナツ型のビーム形状を持つ。OAM モード  $l$  に加えて、中心から最大強度までの距離の半径指数  $p$  を持つ。

OAM 電波の発散は OAM モードに関係し、OAM モード  $l$  は  $|l|$  の平方根に比例する。そのためホーンアンテナの前にレンズを挟むことで電波を集束させて、飛距離を延ばす方法がある。

異なる厚さの SPP を通して生成された OAM 電波はビームスプリッタによって多重化される。ビームスプリッタは表面の反射率を空間的に変化させることができるように設計さ

れる。ビームスプリッタの誘電体基板上(プリント基板など)に反射材を塗布することで、到来した電波を50%の透過と50%の反射となるように設計することができる。

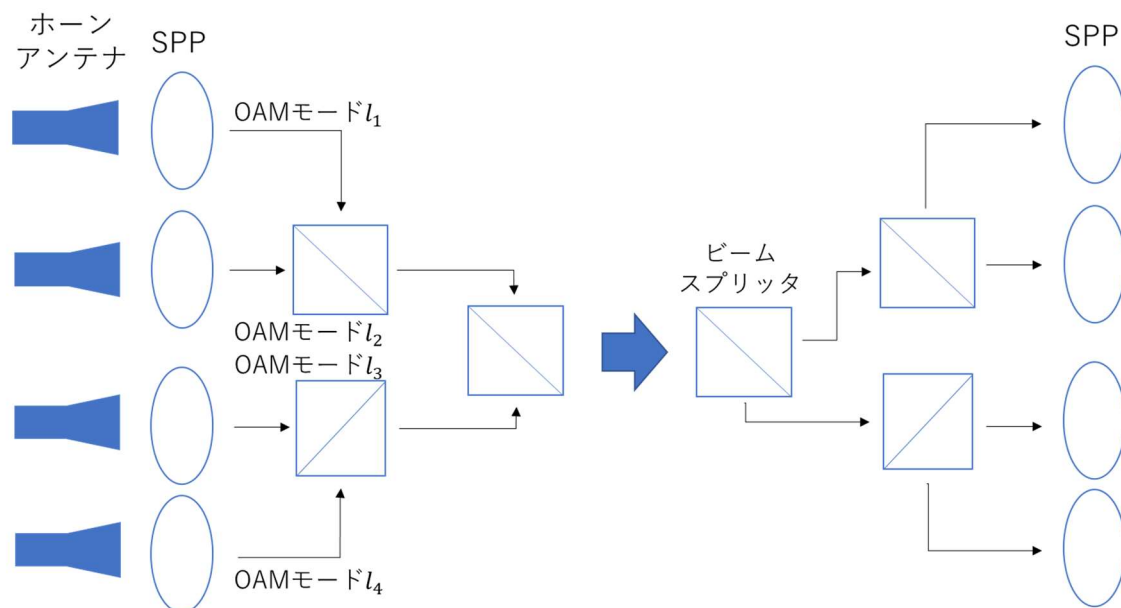


図 2.2.3.1 SPP を用いた無線 OAM 多重化通信

一方、UCA を用いた多重化通信は信号処理によって予め異なる OAM モードの電波を多重化させた後、各 UCA のアンテナ素子が電波を放射する。信号処理に関しては 3.5 で説明している。本研究ではUCA を用いた OAM 多重化通信に焦点を当てている。

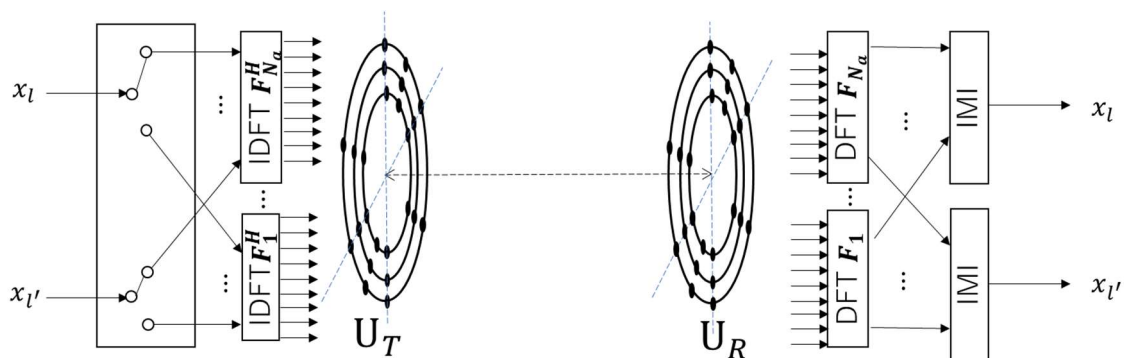


図 2.2.3.2 UCA を用いた無線 OAM 多重化通信

SPP と UCA を用いた無線 OAM 多重化通信は複数のアンテナ素子で構成されているため、OAM-MIMO というキーワードが用いられる場合がある。

それぞれの生成方法から SPP は大型な指向性の高いアンテナを使用することができるため、比較的長距離通信を実現することができ、また SPP に通すだけで OAM モードを生成することができる。しかし高次元の多重化を行うには大量の SPP とビームスプリッタを用意する必要があり、大掛かりになりかつ高次元の多重化に向いていないという欠点がある。



一方、UCA は小型であることに加えて信号処理により OAM 多重化を予め行うため、比較的小規模で高次元の多重化された OAM 電波を生成できる。しかし高次元の多重化を行うためには信号処理技術を実現するための処理能力や機器が必要になる。またレンズなど電波を集約しない場合、飛距離が短くなってしまふ欠点がある。

## 2.2.5 長所・短所

無線 OAM 通信の長所は、異なる OAM モード $l$ は相互に直交しているため、同じビーム軸に沿って一緒に多重化でき、また互いの OAM モードへの干渉が低い状態で多重分離することができる。それにより、同じ搬送波周波数に各 OAM ビームが独立してデータを伝送することができ、OAM 状態の数だけ通信容量とスペクトル効率を向上させることができる。

しかし短所は以下の二つが挙げられる。

### 【1つ目】送受信間における高度な同期が必要である

受信アンテナは送信アンテナと同一平面上の見通し内に配置する必要がある。送信アンテナと受信アンテナのビーム軸のズレやマルチパスフェージング現象によって、モード間の直交性を失わせるモード間干渉(Inter-Mode Interference : IMI) を引き起こす。このような物理的な制約があるため、OAM 電波の長距離多重化や受信は困難である。

OAM 多重化における IMI 抑制方法として

1. 離散フーリエ変換 (DFT) 処理後に IMI 抑制
2. 到着角推定から得られる位置ずれ検出を利用して、DFT 処理前に IMI 抑制

しかしこれらの抑制方法を行うためには送受信機間で時間同期を必要とする。3.6 にて抑制方法を紹介している。

### 【2つ目】OAM 電波は飛行距離が長くなると空中で発散する傾向がある。

OAM 電波の発散は OAM モードに関係し、OAM モード $l$ は $|l|$ の平方根に比例する。つまり OAM モードの絶対値が大きくなるほど、飛距離が伸びるほどドーナツ型の強度の半径が大きくなり発散する。

飛距離を伸ばすための手段として

1. 周期的自己相関を信号処理に適応することで雑音を低減する方法[9].
  2. パラボラアンテナやレンズを利用したビーム収束する方法.
- が挙げられる。

## 2.2.6 関連研究

SPP を使った自由空間上での無線 OAM 通信

自由空間において自作した SPP を用いた 28 GHz 周波数の 8 つの OAM モードを多重化させた信号を 2.5 m の距離で伝送に成功[10].

#### UCA を使った自由空間上での無線 OAM 通信

シミュレーションで行った研究は多数[11]あるが、実機実験を用いた場合だと、NTT 研究所が伝送距離 10m, 28GHz 帯において 100Gbps の伝送に成功[12][13]. また NEC が伝送距離 40m , 80GHz 帯において 7.4Gbps の伝送に成功[14][15].

#### 他の多重化方式と組み合わせた大容量見通し内 OAM-MIMO 通信方式

OAM 空間変調 (OAM-SM) [16], 直交周波数分割多重 OAM (OFDM-OAM) [17]が挙げられる.

#### OAMビームの発散を克服するためのビーム収束方式

パラボラアンテナベースのビーム収束方式[18]やレンズベース方式[19]がある. また部分的にしか位相が得られなくても多重分離する研究[20]がある.

#### マルチパス環境における無線 OAM 通信

非平行および軸外条件下やマルチパス環境での鏡面反射モデルに基づいて無線 OAM 通信のシミュレーションを行なっている研究[21-31]がある.

#### OAM 通信の特徴を利用した発展研究

周波数ホッピング方式と掛け合わせることでセキュリティ向上した研究[32][33]や物体のイメージングした研究[34]などがある.

## 2.3 光 OAM

### 2.3.1 光 OAM

光波を量子力学的に解釈した際に、光波はスピン角運動量(SAM)と軌道角運動量(OAM)の2種類の角運動量を持っている。SAM と OAM は、光波のビーム軸上において、独立して区別される[35-37].

SAM は電場がビーム軸に沿って回転する性質を持ち、偏光状態と関係がある。左右旋の円偏光は 1 光子あたり  $\pm h / 2\pi$  ( $h$  はプランク定数) の SAM を持つのに対して、直線偏光は SAM を持たない。

一方、OAM は波動ベクトルがビーム軸を中心に螺旋状に回転する性質を持つ。OAM の

性質を持つ光波(光 OAM)は螺旋状の位相構造を持つため、「ねじれ」と特徴付けられる。螺旋状の位相の離散的な "ねじれ "速度に応じて、直交する異なる状態として定量化される。また光 OAM はビーム中心に位相特異点を持つ環状の「リング状」の振幅特性を持っている。

ここで、ラゲールガウス(Laguerre-Gauss : LG)光の説明を行う。光 OAM はビームの放射状分布に関係なく、螺旋状の位相を持つ光波のことを指すが、LG ビームは光 OAM の中で特殊である。Gauss 分布型の光ビームはビーム強度が中心で最大値をとるのに対して、LG モードビームはビーム最大強度が中心からある距離はなれたところで最大値をとるドーナツ型のビーム形状を持つ。そのため LG モードビームは方位波面分布の指標である OAM モード $l$ に加えて、放射状波面分布の指標である中心から最大強度までの距離の半径指数 $p$ を持ち、自由空間の円柱座標系において、波動方程式の直交固有解、つまり互いに直交のモードである。

円柱座標系における LG 光の電界は、

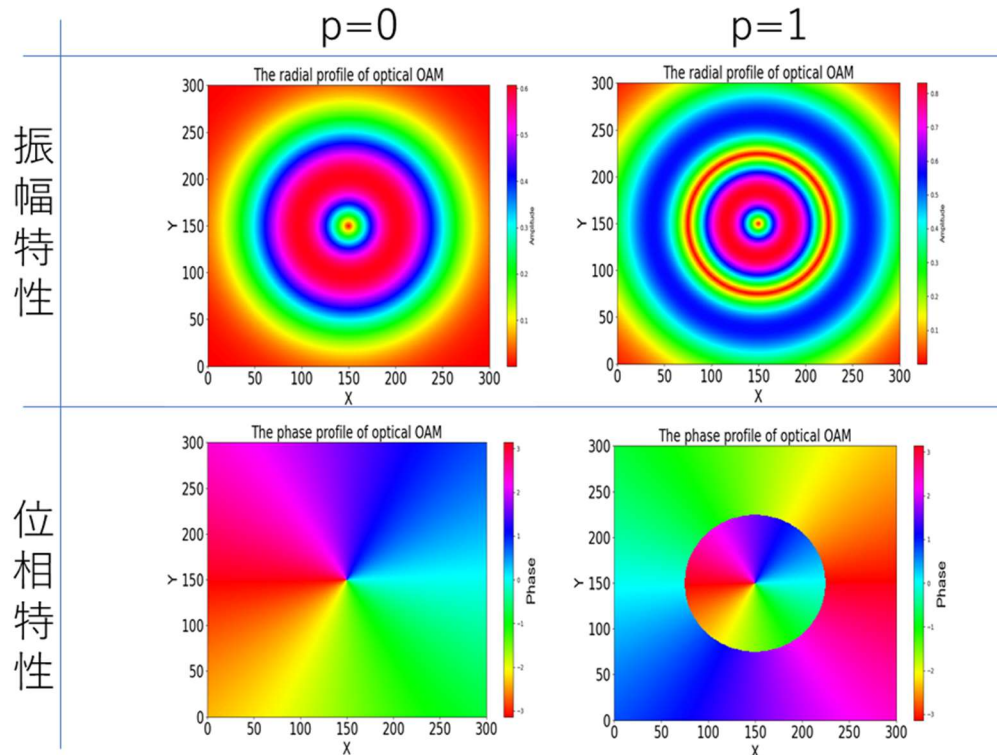
$$LG_{p,l}(r, z) = \varphi_0(r_i, \theta_i, z) \\ = 2 \sqrt{\frac{p!}{(p+|l|)! w(z)}} \frac{1}{w(z)} \left[ \frac{r\sqrt{2}}{w(z)} \right]^{|l|} \exp\left[\frac{2r^2}{w(z)^2}\right] L_p^{|l|}\left(\frac{2r^2}{w(z)^2}\right) \exp\left[\frac{ikr^2 z}{2(z^2 + z_R^2)}\right] \exp\left[-i(2p+|l|+1)\tan^{-1}\left(\frac{z}{z_R}\right)\right]$$

で表し、それぞれの変数はビーム半径 $w(z) = w_0$ , レイリー長 $z_R = \frac{\pi w_0^2}{\lambda}$ , 光の波長 $\lambda$ , 波数 $k = 2\pi/\lambda$ , OAM モード $l$ , LG0 $l$  mode のビーム半径  $r_{0l}(z) = \sqrt{|l| + 1}w(z)$ , ラゲールの陪多項式 $L_p^{|l|}(x)$

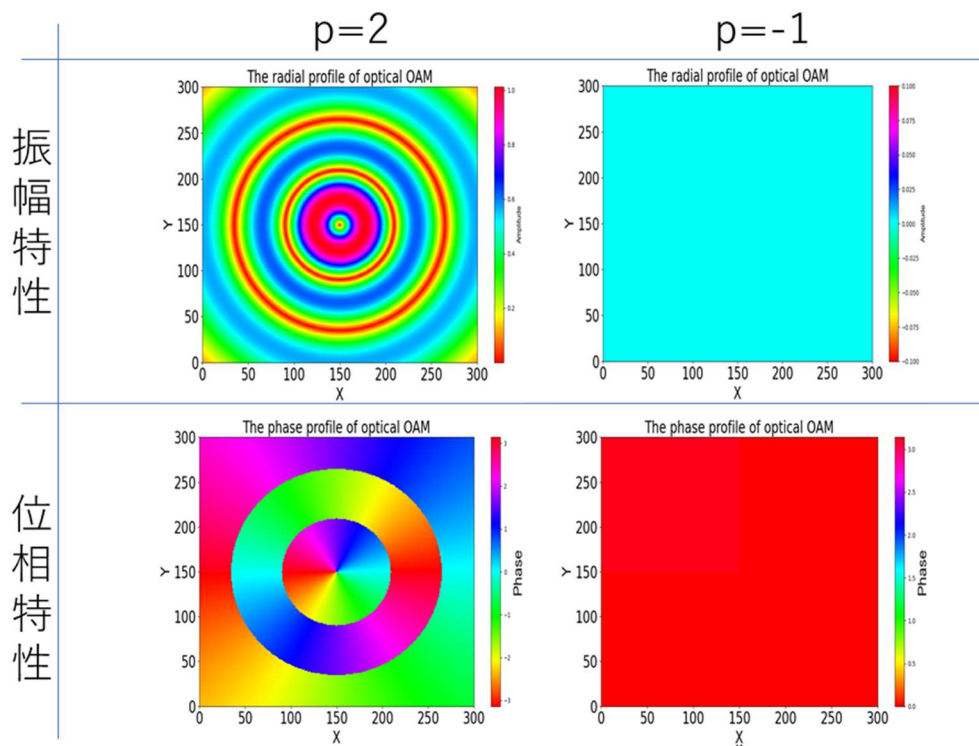
$$L_p^{|l|}(x) = \frac{x^{-|l|} e^x}{p!} \frac{d^p}{dx^p} (e^{-x} x^{p+|l|}) = \sum_{m=0}^p (-1)^m \binom{p+|l|}{p-m} \frac{u^m}{m!}$$

である。

LG モード光特徴を示すために、半径指数 $p$ と OAM モード $l$ のパラメータの影響を図 2.2.1.1, 図 2.2.1.2 に示す。



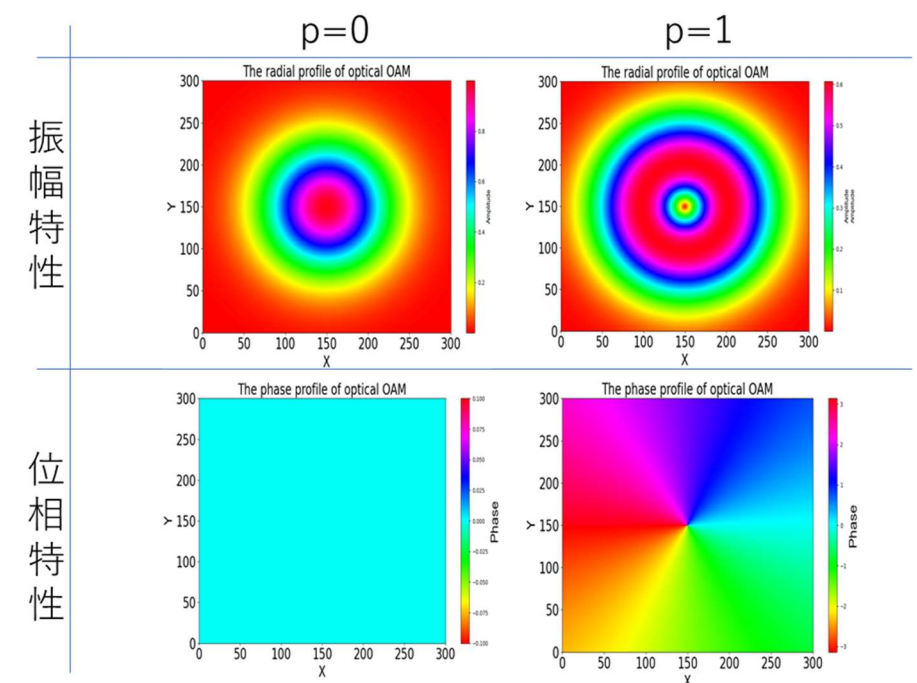
(a) OAM の固有状態  $p = 0, 1$  のとき



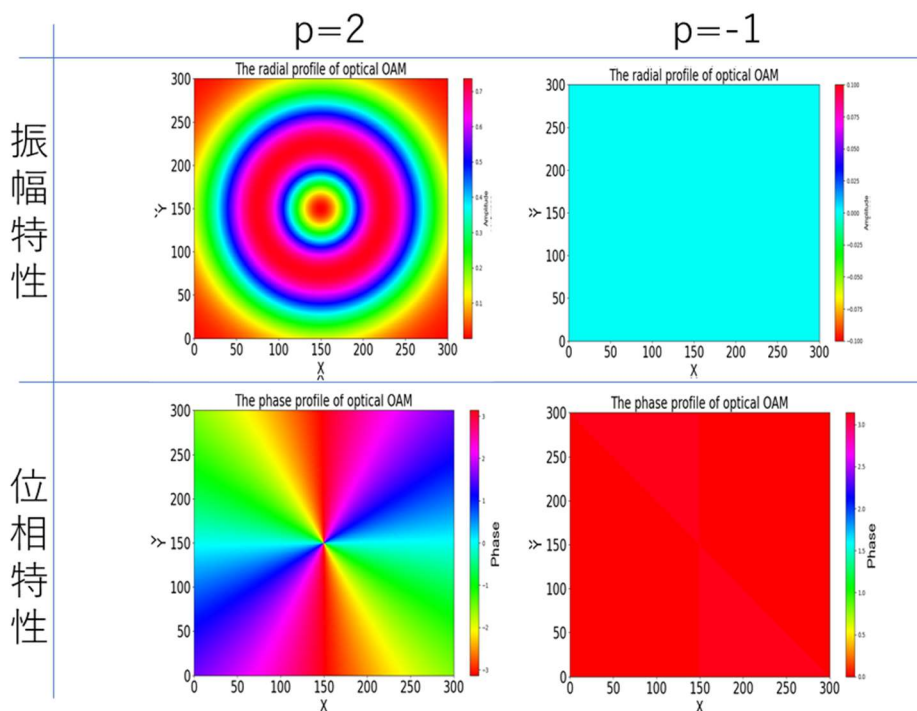
(b) OAM の固有状態  $p = 2, -1$  のとき

図 2.2.1.1 Laguerre-Gaussian Beams の OAM の固有状態  $p$  のパラメータの影響

$p$ の値が大きくなるほど振幅特性ではビーム幅半径が小さくなりピークが複数現れる。位相特性ではピークに合わせて位相偏移が変化する。また  $p$  が負の値を取ると振幅位相特性が見られなくなる。



(a) OAM モード  $l = 0, 1$  のとき



(a) OAM モード  $l = 2, -1$  のとき

図 2.2.1.2 Laguerre-Gaussian Beams の OAM モード  $l$  のパラメータの影響

$l$ の値が大きくなるほど振幅特性はドーナツホールが広がり、位相特性は位相が  $0, 2\pi, 4\pi, \dots$  と位相変化量が増える。OAM モードが負の時に振幅位相特性が見られなくなるが、これは LG 光の電界の式で求めた結果であり、自然数の OAM モードを位相の回転の向きを変えると位相が逆向きに螺旋状に回転した OAM モードが得られる。

### 2.3.2 光 OAM の生成方法

光 OAM の生成方法は様々あり、スパイラル位相板[38]、回折位相ホログラム[39-41]、メタマテリアル[42-45]、円筒形レンズ対[46]、 $q$  プレート[47, 48]、ファイバークレーティング[49]、カプラー[50]を用いる方法がある。これらの手法はガウスビームをレーザー共振器の出力から直接、あるいは基本的なガウスビームを共振器の外で OAM ビームに変換することで、単一あるいは複数の OAM モードのビームを得ることができる。

自由空間における光 OAM の生成に必要な器具を大まかに並べると半導体レーザードライバ・コントローラ、レーザー光を定出力する装置、コリメータレンズ、光線や放射線ビームを集束させる装置、偏光板、特定の方向の直線偏光だけを通す素子、露光量調節フィルム、半波長板、光を半波長ずらす装置、空間光変調器、振幅、位相、偏光を変調する装置、鏡、ピンホール、レンズなどが必要になり、実装するには大量の機材が必要になる。

### 2.3.3 光 OAM の多重化

異なる OAM モード  $l$  は相互に直交しており、同じビーム軸に沿って一緒に多重化でき、また互いの OAM モードへの干渉が低い状態で多重分離することができる。それにより、同じ搬送波周波数に各 OAM ビームが独立してデータを伝送することができ、OAM 状態の数だけ通信容量とスペクトル効率を向上させることができる。

異なる OAM モードのビームを多重化する簡単な方法として、3dB ビームスプリッタを使用する方法がある。各ビームスプリッタは、2本のビームを同軸で多重化でき、カスケード接続された  $N$  個のビームスプリッタを用いることで、 $N + 1$  本の異なる OAM モードの OAM ビームを多重化することができる。

同様に、受信側では、 $N + 1$  本の多重化されたビームを  $N$  個のビームスプリッタで分離した後、OAM 多重分離を行う。多重分離するためには OAM モード  $l$  (例えば、 $l = l_i$  の場合)、 $-l_i$  の螺旋状電荷を有する位相ホログラムが、多重化された全てのビームに適用される。その結果、のへリカル位相が除去され、最終的にガウスビームに変化する。

空間モードフィルタ

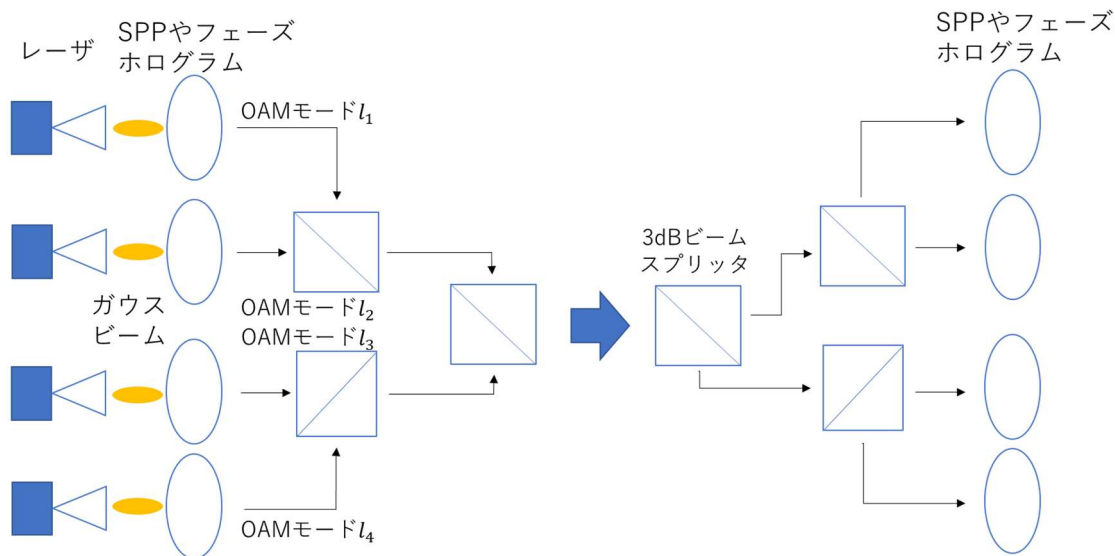


図 2.2.4.1 SPP やフェーズホログラムを用いた光 OAM 多重化通信

### 2.3.4 長所・短所

光 OAM 多重化は同一の通信路を複数の通信主体で混信することなく共用する多元接続方式である空間分割多重 (SDM) の一種のモード分割多重 (MDM) にあたる。波長や偏波に依存しない別次元のキャリアであるため、システムの容量を向上させるために波長分割多重(WDM)や偏波分割多重化(PDM)といった他の多重化方式と組み合わせることができ、光通信システムの性能向上に役立つ可能性がある。他の MDM 方式と比較して、OAM はモードの円形対称性に起因する実装上の利点がある。

しかし光 OAM 多重化通信には欠点があり、光ファイバを用いた光 OAM 多重化通信ではファイバリンクにおけるモード結合の技術的課題がある。また、自由空間上での光 OAM 多重化通信では自由空間リンクにおける大気乱流影響の技術的課題がある。大気乱れの強さが増すと、近隣するモードに電力が漏れ、干渉を起こす。

大気乱流の影響を、式を交えて説明する。大気乱流の影響がないときの受信側における光 OAM のビーム半径を

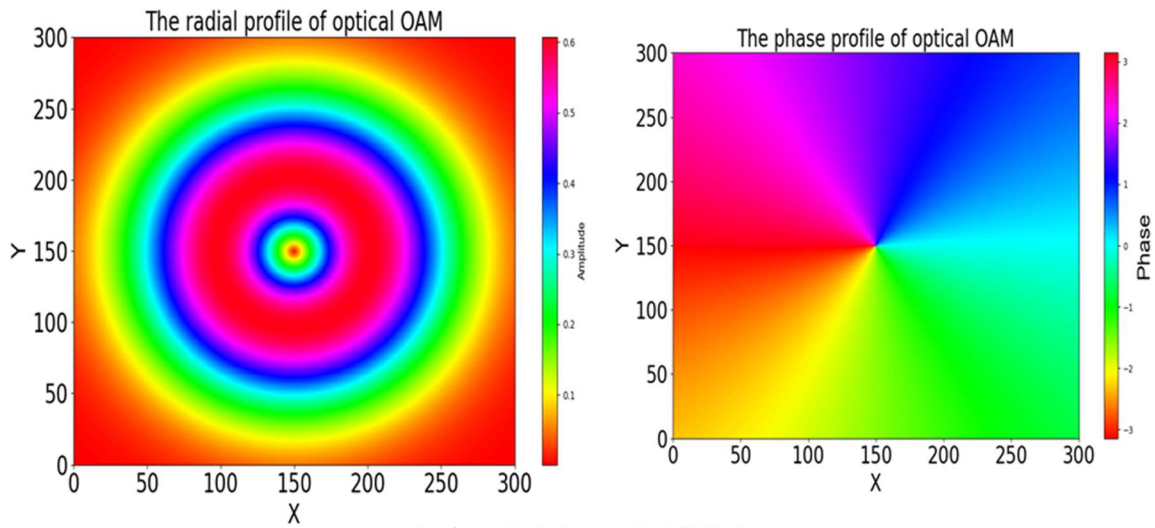
$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r \cos \theta \\ r \sin \theta \end{pmatrix}$$

で表す。大気乱流の影響がある際の受信側における光 OAM のビーム半径は

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \mathbf{S}^{-1} \begin{pmatrix} r \cos \theta - r_0 \cos \phi_0 \\ r \sin \theta - r_0 \sin \phi_0 \end{pmatrix} = r_{0,l_0}(z) \cdot \begin{bmatrix} W_1 \cos \phi & -W_2 \sin \phi \\ W_1 \sin \phi & W_2 \cos \phi \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r \cos \theta - r_0 \cos \phi_0 \\ r \sin \theta - r_0 \sin \phi_0 \end{pmatrix}$$

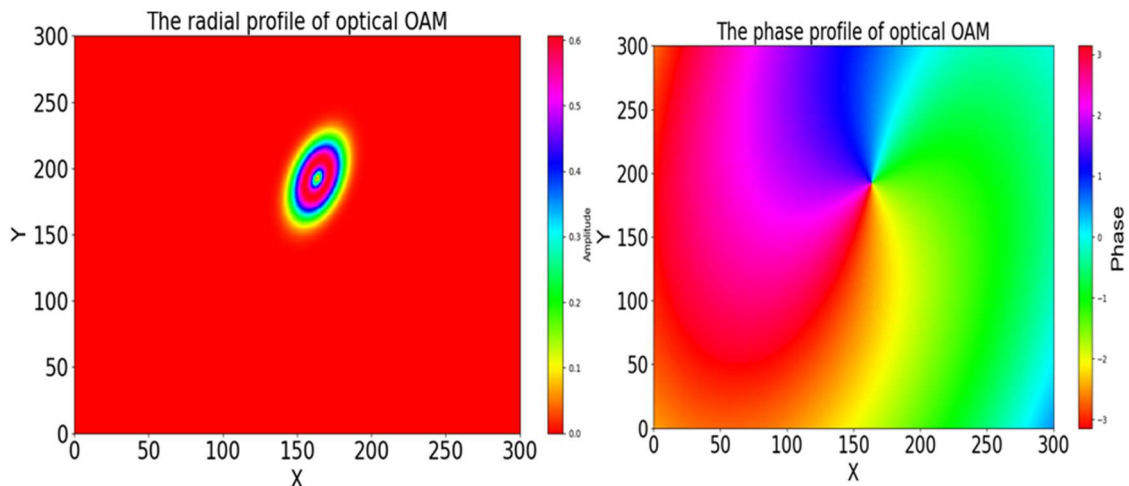
となる。ここで  $\mathbf{S}$  は大気乱流の影響を表し、大気乱流が光 OAM の円形や半径、ビーム中心位置、位相を変化させる、受信側での検出精度を低下させる。

$$\mathbf{s} = \frac{1}{r_{0,l_0}(z)} \begin{bmatrix} W_1 \cos\phi & -W_2 \sin\phi \\ W_1 \sin\phi & W_2 \cos\phi \end{bmatrix}$$



### 大気乱流の影響なし

(a)自由空間における光 OAM 通信の大気乱流が影響なしの時の振幅強度、位相分布



### 大気乱流の影響あり

(b)自由空間における光 OAM 通信の大気乱流が影響ありの時の振幅強度、位相分布

図 2.2.4.1 自由空間における光 OAM 通信の大気乱流の影響

## 2.3.5 関連研究

### 光 OAM 多重化通信

OAM モードを多重化した論文[51-52]では Tbps を超えるデータレートと高スペクトル効率が得られている。

### 衛星地上間の光 OAM 通信



光 OAM 通信を衛星(UAV)-地上間で実現するためにシミュレーションを行った研究[53-55]がある。

#### 水中内での光 OAM 通信

光 OAM 通信を水中で行った際の減衰を，実機実験を用いて研究した論文[56,57]もある。

## 2.4 Intelligent Reflecting Surface

### 2.4.1 説明と仕組み

Intelligent reflecting surface (IRS)は，多数の低コスト反射受動素子を利用することで，信号の振幅と位相を調整して反射することができる反射板である[11]。

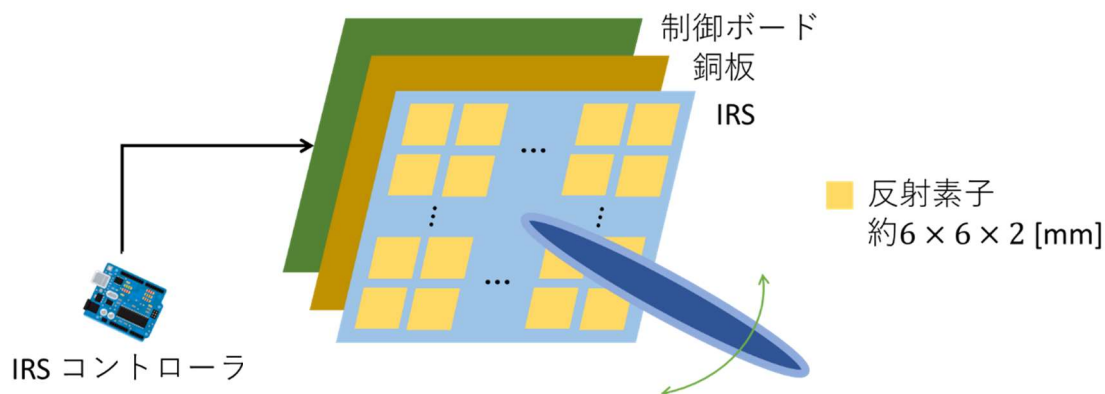


図 2.5.1.1 IRS の構成図

IRS コントローラから制御される直流電圧を制御ボードにかけることで，各素子の電圧を変化させる。バイアス電圧が一定電圧以上かかれば on，一定電圧以下であれば off になることで全体の反射方向の制御を行っている。

### 2.4.2 通信システム

無線ネットワーク内に IRS を高密度に配置し，その反射をスマートに調整することで，NLoS ユーザへの電波の配送や，エッジユーザの中継による電力強度の向上が可能となる。

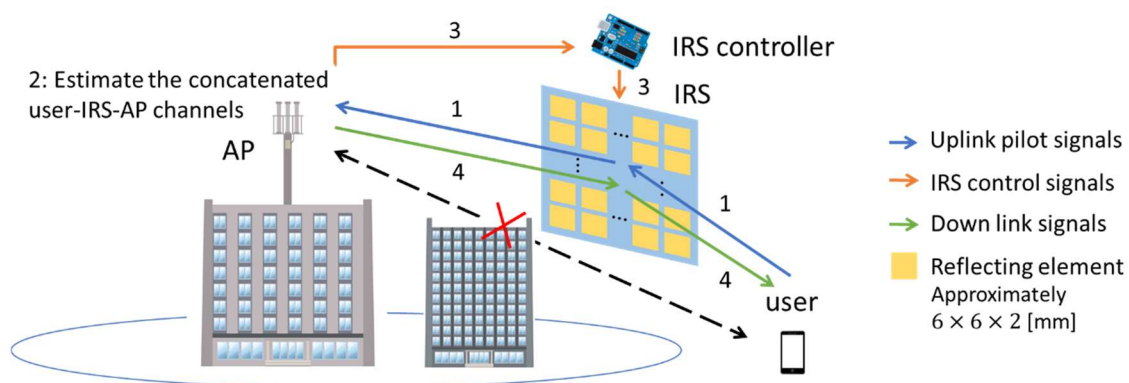


図 2.5.2.1 IRS を用いたアクセスポイント (AP)–ユーザ間の通信手順

IRS を用いたアクセスポイント (AP)–ユーザ間の通信手順は以下の通りである。

1. ユーザが IRS を介して AP にアップリンクのパイロット信号を送信する。
2. AP がユーザからのアップリンクパイロット信号に基づいて、ユーザ-IRS-AP の連結チャンネルを推定する。
3. IRS コントローラが IRS に新しい反射パターンを設定する。
4. AP が IRS を介してユーザに信号を送信する。

### 2.4.3 長所・短所

IRS の利点はスループットを大幅に向上させることができる点である。到来してきた電波を特定の方向に伝送し、伝送距離を延ばすことができるため、エネルギー効率とコスト効率が良い。IRS の欠点はチャンネル状態情報(CSI)に大きく依存しており、大量の IRS 反射素子に関連する多数のチャンネル係数がある。実際には取得が困難であり、マルチパス環境であればさらに CSI 情報を正確に取得することが難しくなる。

### 2.4.4 関連研究

#### IRS を用いたチャンネル推定

位相シフト最適を行うためにユーザ間とのチャンネル推定を効率的に行うための研究[58-62]

#### IRS の位置最適化

効率的に IRS を配置するために、IRS の位置や配置の最適化を行った研究[63]がある。

#### IRS を UAV や気球に搭載

IRS を UAV に搭載することで見通し外通信を効率的に行ったための研究[64-67]がある。

#### IRS の実機実験

KDDI は液晶を用いた反射板を開発し[68], NTT ドコモと AGC は窓ガラスに反射板をはめた状態で電波の指向性を変化させた[69, 70].

## 第3章 OAM 電波の振幅特性, 位相特性

### 3.1 シミュレーションモデル

まず OAM の性質をもった電波はどのような振幅特性, 位相特性であるかを求めるためにシミュレーションを行った. UCA において,  $N$  個の円形に並んだ放射素子から発射される信号に重み付けをした際の受信側の電界強度を計算する. 図 3.1.1 に OAM 電波の生成と受信のシミュレーション概略図を示す.

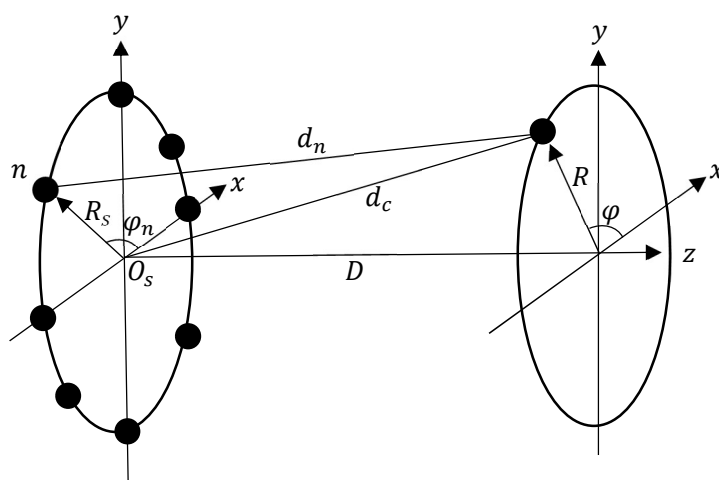


図 3.1.1 UCA による OAM 波の生成と受信の概略図

$xy$  平面に UCA の放射素子が並んでおり,  $z$  軸方向にビームを発射することを想定している.  $O_s$  は UCA の中心,  $d_c$  は UCA 中心と受信点との距離,  $R_s$  は UCA の半径,  $R$  はビーム軸と受信点間の距離,  $D$  は  $d_c$  のビーム軸上の投影距離を表す.  $d_n$  は  $n$  番目の素子と受信点の距離で  $d_n = \sqrt{R_s^2 + R^2 + D^2 - 2R_sR\cos(\varphi_n - \varphi)}$  である. OAM モードが  $l$  である信号を送信することを想定している.  $n$  番目の素子の位相は  $\varphi_n = l \cdot 2\pi n/N$  となる. これらの変数を用いて受信側の電界強度を求める.

送信アンテナ入力から受信アンテナ出力までの伝達関数は以下になる.

$$\mathbf{h}(\mathbf{d}) = \alpha \frac{\lambda}{4\pi d} e^{-jkd}$$

送信機アレイ素子から単一の受信点へのチャネル行列  $\mathbf{H}$  は

$$\mathbf{H} = \alpha \frac{\lambda}{4\pi} \begin{bmatrix} \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} & \dots & \frac{e^{-jkd_N}}{d_N} \end{bmatrix}$$

$\alpha$  はアンテナおよびその両側のパターンによって引き起こされる減衰や位相回転などで,  $d_c$  の値が  $R_s$  に比べ十分大きい場合  $\alpha$  は定数と見なす. モード  $l$  の OAM 波を得るためにプ

リコーディングベクトル $\mathbf{W}_l$ を使う。

$$\mathbf{W}_l = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 \quad \dots \quad e^{jl\frac{2\pi n}{N}} \quad \dots \quad e^{jl\frac{2\pi(N-1)}{N}}]^T$$

これらをかけ合せることで、OAM 多重信号の電界 $\mathbf{E}_l$ は次のように表すことができる。

$$\mathbf{E}_l = \mathbf{H}\mathbf{W}_l\mathbf{x}$$

$$\mathbf{E}_l = \alpha \frac{\lambda}{4\pi\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \frac{e^{-jk d_n}}{d_n} e^{jl\frac{2\pi(n-1)}{N}}$$

$D^2 + R^2 \gg R_x^2$  のとき  $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$  を用いると

$$d_n = \sqrt{R_x^2 + R^2 + D^2 - 2R_s R \cos(\varphi_n - \varphi)} \approx \sqrt{R^2 + D^2} - \frac{R_s R \cos(\varphi_n - \varphi)}{\sqrt{R^2 + D^2}}$$

となるので、

$$\mathbf{E}_l = \alpha \frac{\lambda\sqrt{N}}{4\pi\sqrt{R^2 + D^2}} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{e^{\frac{R_s R \cos(\varphi_n - \varphi)}{\sqrt{R^2 + D^2}}} e^{-jk\sqrt{R^2 + D^2}}}{d_n} e^{jl\frac{2\pi(n-1)}{N}}$$

$$\mathbf{E}_l = \alpha \frac{\lambda\sqrt{N} e^{-jk\sqrt{R^2 + D^2}}}{4\pi\sqrt{R^2 + D^2}} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{e^{\frac{R_s R \cos(\varphi_n - \varphi)}{\sqrt{R^2 + D^2}}}}{d_n} e^{jl\frac{2\pi(n-1)}{N}}$$

$\varphi_n = \frac{2\pi(n-1)}{N}$  より

$$\mathbf{E}_l = \alpha \frac{\lambda\sqrt{N}}{4\pi\sqrt{R^2 + D^2}} \frac{1}{N} e^{-jk\sqrt{R^2 + D^2}} \sum_{n=1}^N \frac{e^{\frac{R_s R \cos(\varphi_n - \varphi)}{\sqrt{R^2 + D^2}}}}{d_n} e^{jl\varphi_n}$$

ここで、 $N \rightarrow \infty$  とすると

$$\mathbf{E}_l = \alpha \cdot e^{jl\varphi} \cdot i^{-l} \frac{\lambda\sqrt{N} e^{-jk\sqrt{R^2 + D^2}}}{4\pi\sqrt{R^2 + D^2}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jk\frac{R_s R \sin\varphi'}{\sqrt{R^2 + D^2}}} e^{jl\varphi'} d\varphi' \quad (\varphi' = \varphi_n - \varphi)$$

これにより OAM 多重信号の電界 $\mathbf{E}_l$ を連続値として求められる。電界 $\mathbf{E}_l$ の絶対値から電界強度を、電界 $\mathbf{E}_l$ の実数値、虚数値から位相を求める。

ここで電界の計算方法について説明する。受信側における電界の位相情報については以下のように計算を行った

$$\mathbf{E}(r) = \vec{E}_0 + \vec{E}_1 + \dots + \vec{E}_n = |E_0| \exp(j\theta_0) + |E_1| \exp(j\theta_1) + \dots + |E_n| \exp(j\theta_n)$$

レイトレーシング法での電界強度の計算もこれによって求めることができるが、マルチパス環境での平均受信電力を求める際は、全方向からランダムに到来することを前提とするため、気を付けるポイントがある。ではL本の電波が到来した際の受信電力を計算する。

送受信間のレイ本数L本の際、受信電力は次のように求められる。

$$\langle P^{(i)} \rangle = \left\langle \left| \sum_{l=1}^L a_l^{(i)} \right|^2 \right\rangle = \left\langle \sum_{l=1}^L |a_l|^2 \right\rangle + \left\langle \sum_{m=1}^L \sum_{n=1, n \neq m}^L (a_m^i)(a_n^i)^* \right\rangle$$

ここで、平均区間内において各レイの位相が互いに独立に変化すると仮定すると第二項が0に近似できる。

$$\langle P^{(i)} \rangle \approx \left\langle \sum_{l=1}^L P_l \right\rangle = \sum_{l=1}^L P_l$$

これは「平均受信電力は平均区間内のある1点で得られたレイの電力を加算したものに近似できる」ことを意味しているためマルチパス環境で成立する。 $\theta_l$ を各レイの位相とし、 $P_l$ を分解すると

$$\langle P^{(i)} \rangle \approx \left\langle \left| \sum_{l=1}^L |a_l| \exp(j\theta_l^{(i)}) \right|^2 \right\rangle = \sum_{l=1}^L P_l + \left\langle \sum_{m=1}^L \sum_{n=1, n \neq m}^L |a_m||a_n| \exp(j(\theta_m^{(i)} - \theta_n^{(i)})) \right\rangle$$

となり、 $\theta_l^{(i)}$ を $[0, 2\pi)$ の一様乱数を与えたシミュレーションとすれば第二項は0に近似できる。

また送信UCAと受信側UCAの各アンテナ素子の距離を三次元空間で計算する方法も紹介する。こちらシミュレーションモデルの方が座標でアンテナ素子を把握することができるため、シミュレーションモデルを膨らませやすいという利点があるため、こちらのモデルを推奨する。

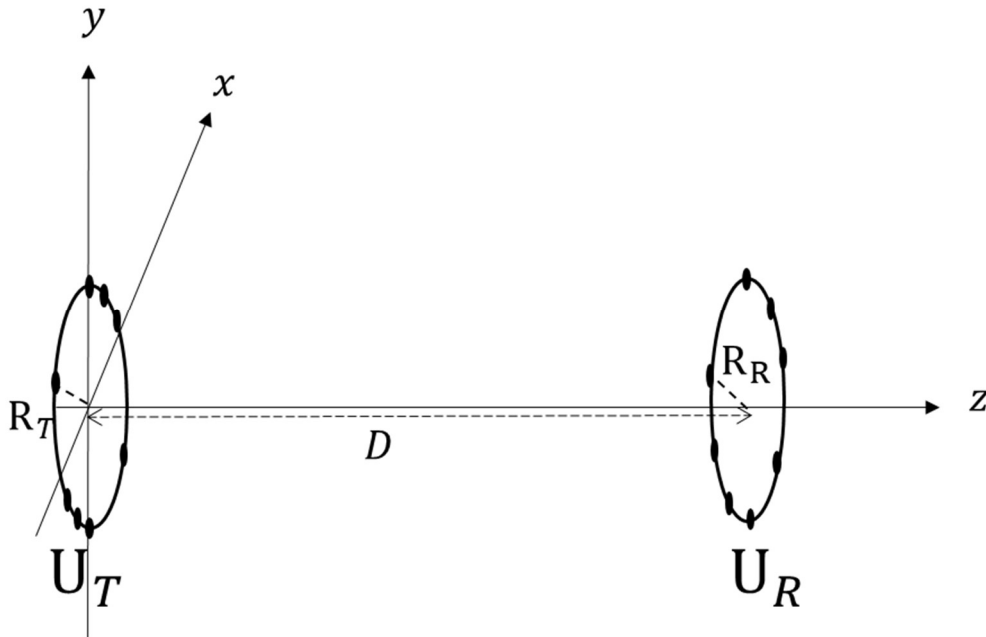


図 3.1.2 三次元空間上における送受信UCAを用いたOAM通信システム

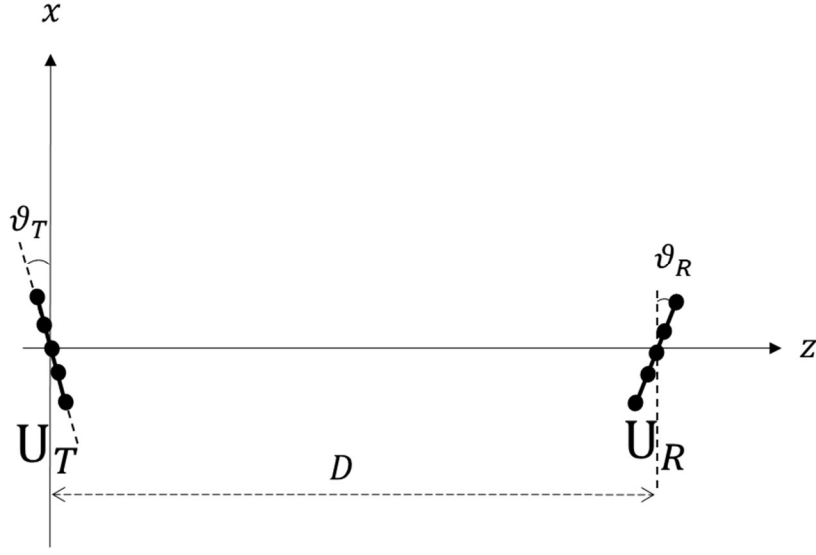


図 3.1.3 3.1.2 を xz 平面で見た際の OAM 通信システム

$U_T$ ,  $U_R$  の各アンテナ素子の座標を 3 次元空間上で考える.  $U_T$ ,  $U_R$  の中心点をそれぞれ

$\boldsymbol{\omega}_{T,0} = [0, 0, 0]^T$ ,  $\boldsymbol{\omega}_{R,0} = [0, 0, D]^T$  で表現できる.  $n_T$  番目の素子の位相を  $\varphi_{T,n_T} = \frac{2\pi n_T}{N_T} + \varphi_0$ ,  $U_T$  の  $y$  軸周りの回転角度を  $\vartheta_T = \arctan\left(\frac{x_{l,0}}{z_{l,0}}\right)$  とすると,  $U_T$  上の  $n_T$  番目 ( $n_T = 1, 2, \dots, N_T$ ) のアンテナ素子の座標は

$$\boldsymbol{\omega}_{T,n_T} = \mathbf{Q}_y(\vartheta_T) R_T [\cos(\varphi_{T,n_T}), \sin(\varphi_{T,n_T}), 0]^T$$

で表現できる.

同様に,  $n_R$  番目の素子の位相を  $\varphi_{R,n_R} = \frac{2\pi n_R}{N_R} + \varphi_0$ ,  $U_R$  の  $y$  軸周りの回転角度を  $\vartheta_R = \arctan\left(\frac{x_{l,0}}{D-z_{l,0}}\right)$  とすると,  $U_R$  上の  $n_R$  番目 ( $n_R = 1, 2, \dots, N_R$ ) のアンテナ素子の座標は

$$\boldsymbol{\omega}_{R,n_R} = \mathbf{Q}_y(\vartheta_R) R_R [\cos(\varphi_{R,n_R}), \sin(\varphi_{R,n_R}), 0]^T$$

$\vartheta$  を回転角度としたとき, (1), (2) における  $y$  軸周りの回転行列  $\mathbf{Q}_y(\vartheta)$  は, 次式で与えることができる.

$$\mathbf{Q}_y(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos\vartheta & 0 & \sin\vartheta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\vartheta & 0 & \cos\vartheta \end{bmatrix}$$

$U_T$ ,  $U_R$  の全てのアンテナ素子の座標はそれぞれ  $\boldsymbol{\Omega}_T = [\boldsymbol{\omega}_{T,1}, \dots, \boldsymbol{\omega}_{T,N_T}] \in \mathbb{R}^{3 \times N_T}$ ,  $\boldsymbol{\Omega}_R =$

$[\boldsymbol{\omega}_{R,1}, \dots, \boldsymbol{\omega}_{R,N_T}] \in \mathbb{R}^{3 \times N_R}$ で表せる. 最後に $U_T, U_R$ それぞれのあるアンテナ素子間の距離  $D$  は

$$D = \|\boldsymbol{\Omega}_R - \boldsymbol{\Omega}_T\|$$

で表され, 電界強度 $\mathbf{E}_l$ を行列計算することができる.

### 3.2 振幅特性, 位相特性

3.1 で求めた $\mathbf{E}_l$ に次に示すシミュレーション条件を加える.  $N = 8, R_s = 1.5\lambda[\text{m}], \lambda = 0.326[\text{m}]$ (@920MHz). 初めに  $D = 10[\text{m}]$ のときにおける OAM モード  $l$  が 0, 1, 2, 3, 4, -1 のときの振幅特性, 位相特性をそれぞれを図 3.2.1, 3.2.2 に示す. 次に  $D = 1[\text{m}]$  のときにおける OAM モード  $l$  が 0, 1, 2, 3, 4, -1 のときの振幅特性, 位相特性それぞれを図 3.2.3, 3.2.4 に示す.

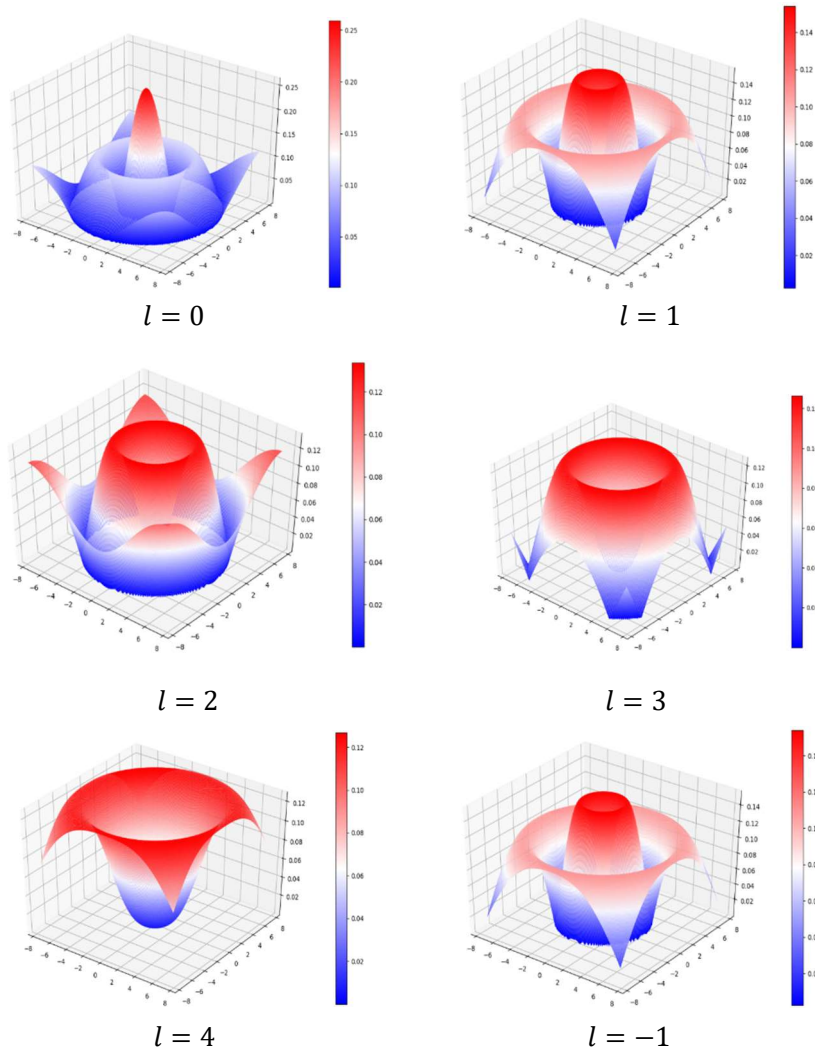


図 3.2.1  $D=10[\text{m}]$ のときの OAM モードが 0, 1, 2, 3, 4, -1 のときの振幅特性



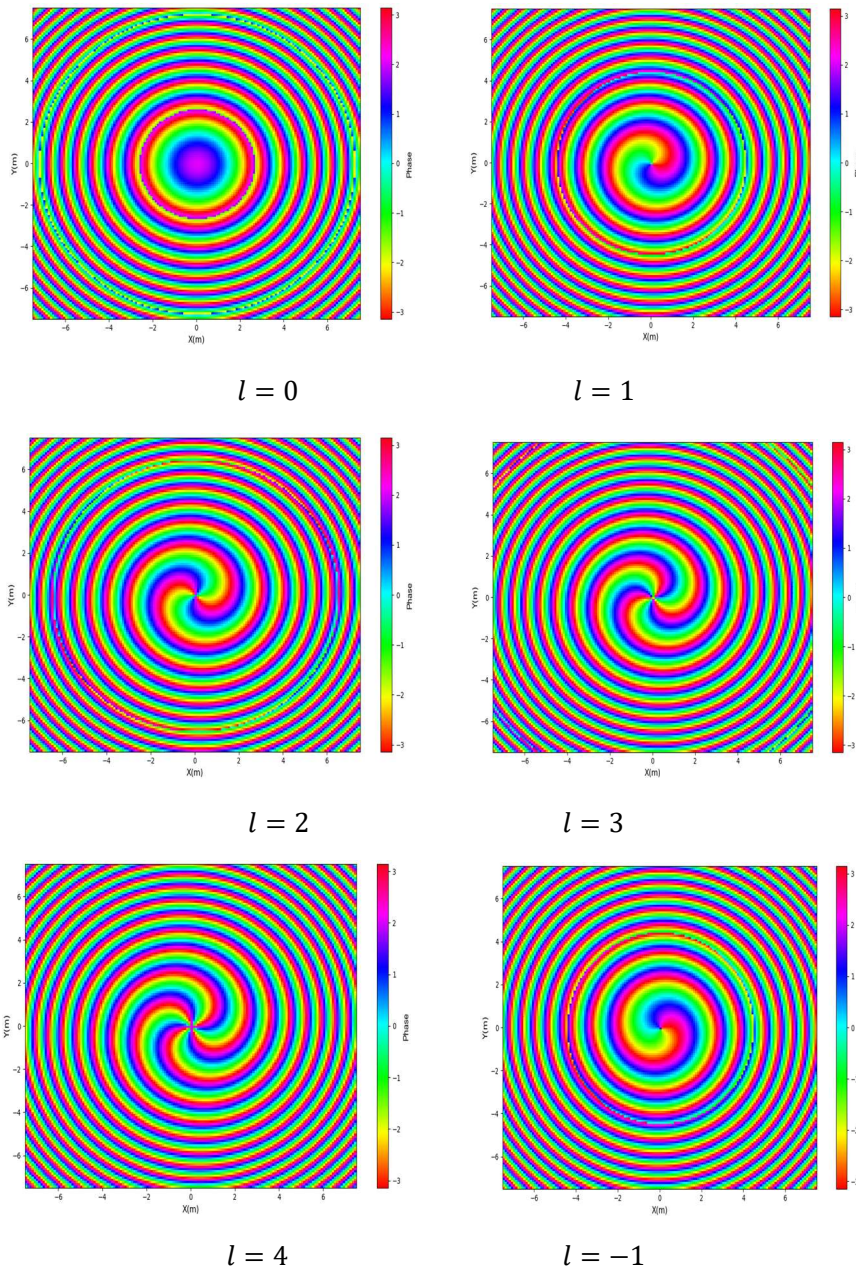


図 3.2.2  $D=1[m]$ のときの OAM モードが 0, 1, 2, 3, 4, -1 のときの位相特性

図 3.2.1, 3.2.2 を見ると OAM の性質を持つ電波, つまり OAM モードが 0 以外の電波はドーナツ型の強度が連なる振幅特性と, 螺旋状の位相特性を持つことがわかる. また OAM モードが増えるほど振幅特性においてドーナツ型の強度の半径は大きく, 位相特性において位相の回転数が OAM モード+1 であれば $2\pi$ , OAM モード+2 であれば $4\pi$ と増している. 逆に OAM モード-1 であれば $-2\pi$ と逆方向に回転している. OAM の性質を持つ電波は自由空間を伝搬する際, 距離が増すほどドーナツ型の強度の半径は大きくかつ強度が小さくなる. しかし距離が増すほどに位相が螺旋状に回転している部分の半径が増えて

いることがわかる。受信するためには全位相面の情報が必要とされているため伝送距離が延びるほど高感度かつ大きなアンテナが必要になる。これが OAM の電波が自由空間において長距離伝送できない理由である。

$$\mathbf{E} = \alpha \cdot e^{jl\varphi} \cdot i^{-1} \frac{\lambda\sqrt{N}e^{-jk\sqrt{R^2+D^2}}}{4\pi\sqrt{R^2+D^2}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jk\frac{R_s R \sin \varphi'}{\sqrt{R^2+D^2}}} e^{jl\varphi'} d\varphi' \quad (13)$$

$e^{-jk\sqrt{R^2+D^2}}$  はスピン角運動量(直線, 円偏波の基)の成分で, 位相は定数, 振幅は図 3.3.4 のように OAM モードが 0 の時における位相特性と一致する。

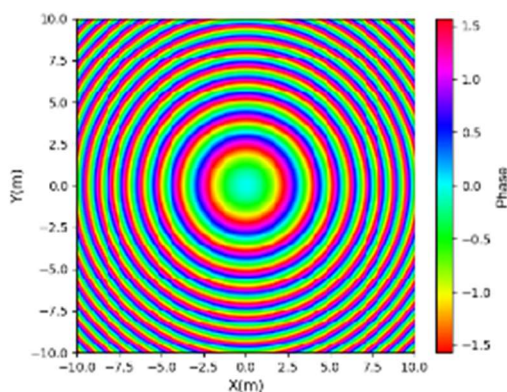


図 3.2.3  $e^{-jk\sqrt{R^2+D^2}}$  の振幅特性

$\frac{1}{4\pi\sqrt{R^2+D^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jk\frac{R_s R \sin \varphi'}{\sqrt{R^2+D^2}}} e^{jl\varphi'} d\varphi'$  は第一ベッセル関数と呼ばれ, 振幅, 位相は定数である。

$e^{jl\varphi'}$  は軌道角運動量の成分で, 振幅は定数, 位相は図 3.2.4 のように位相が回転している。

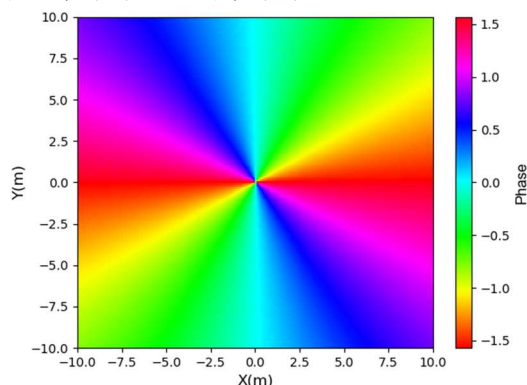


図 3.2.4  $e^{jl\varphi'}$  の位相特性

この成分が螺旋状の位相特性を形成している。つまり, 螺旋状の位相特性を変化させるパラメータとしてはアンテナ間の距離  $D$  や送受信アンテナの半径  $R, R_s$  を変化させる必要がある。

### 3.3 HFSS

ANSYS 社が提供する高周波電磁界シミュレーションソフト HFSS を用いることで OAM 電波の振幅特性、位相特性を観測する。理由としては実際にアンテナを作成する前にアンテナ素子の素材、大きさ、周辺の測定環境などを設定することで得られる結果から実機のアンテナを作成するときの参考にすることができるからである。

920MHz 帯(915.9~929.7MHz)は免許不要な周波数帯で誰もが自由に使うことができるため、本研究では 920MHz のアンテナを採用する。その他の免許が不要な周波数帯として上げられる 2.4GHz や 5GHz 帯があるが、920MHz 帯の方が 2.4GHz 帯に比べ周波数が低いいため伝送容量は低くなるが、減衰が少なく回折性があるため伝送しやすい、アンテナ素子が作りやすいという面から 920MHz を採用している。

まずはアレイ状にせず 1 つのパッチアンテナを電磁界シミュレーションソフト上で作成しました。マイクロストリップアンテナはパッチアンテナとマイクロストリップラインから構成される。パッチアンテナは給電された際に電波を発射する部分で、マイクロストリップラインはパッチアンテナに給電するための給電線の役割を果たし、パッチアンテナと接続している。給電方法はパッチアンテナの給電点に穴を開けて給電する裏面給電、インピーダンスが  $50\Omega$  になるようにパッチアンテナに切り込みを入れ給電するマイクロストリップライン給電、 $1/4$  波長変換器のマイクロストリップラインをパッチアンテナに接続して給電するマイクロストリップライン給電が例としては挙げられる.[12]

電磁界シミュレーションで作成しパラメータは次の通りである。

素材：FR4（ガラスエポキシ）

基板の厚み  $h$ ，大きさ：1.6mm( $35\mu\text{m}$ )，10cm×10cm

誘電正弦  $\tan\delta$ ：0.013（小さいほど高周波数特性がよい絶縁体）

目標周波数：920MHz@0.326m

短縮率(=比誘電率)：4.35

実効波長： $0.1534\text{m}(=0.32/\sqrt{4.35})$

実効波長からパッチアンテナのサイズを求めると、パッチアンテナの縦の長さは 7.50cm、横の長さは 9.69cm で、このとき入力インピーダンス  $50\Omega$ 、指向性 6dBi、効率 16.8%のアンテナが理論上求められた。また給電線であるマイクロストリップラインの特性インピーダンスが  $50\Omega$  になるためには幅 3.068mm が理想であることも求めた。この値を参考に実際に HFSS 上でマイクロストリップアンテナを作成したが、HFSS 上での比誘電率と理論上での比誘電率が異なったため、VSWR や S パラメータの結果をもとにパッチアンテナの大きさを調整し最終的に図 5.1.1 のパッチアンテナのサイズになった。図 5.1.2 ではパッチアンテナの F/B 比、VSWR、S パラメータを、図 5.1.3 ではスミスチャートを示す。

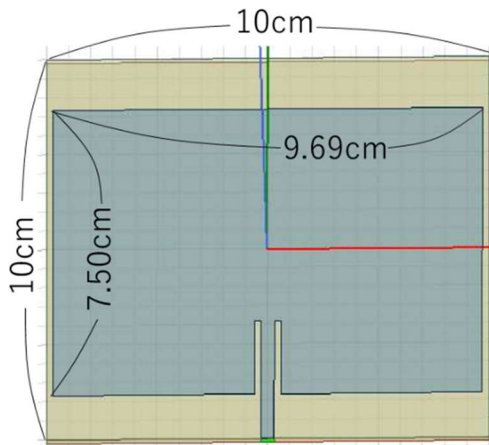


図 3.3.1 HFSS 上で作成した直線偏波パッチアンテナ

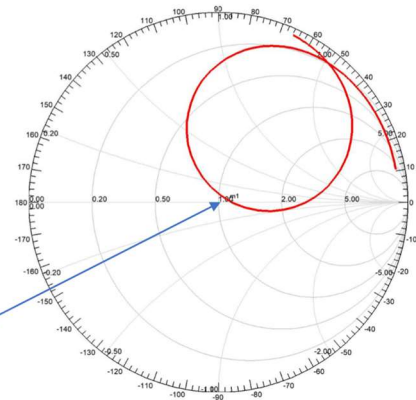


図 3.3.2 作成した直線偏波パッチアンテナのスミスチャート

表 5.1.2 HFSS 上で作成した直線偏波パッチアンテナの F/B 比, VSWR, S パラメータ

Frequency	920[MHz]
F/B	6[dB]
VSWR	1.16
S parameter	-22.4[dB]

直線偏波パッチアンテナを4つ円形に並べることでUCAを作成したが、ここではそれぞれ4つのアンテナを互い違いに並べ8つのポートに $\pi/4$ ずつずらして給電を行いOAMモードが1の電波を生成する。

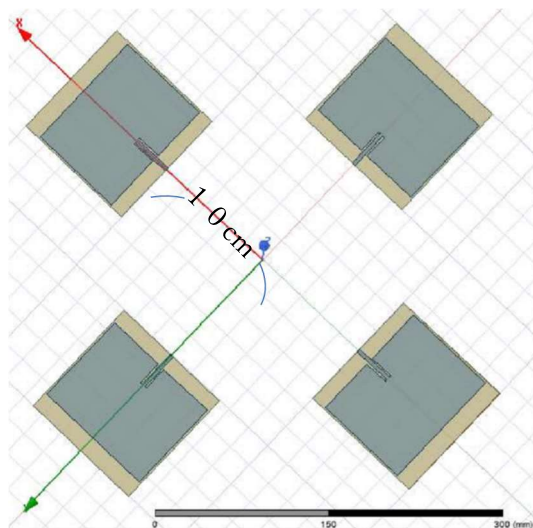


図 5.2.1 4つの直線偏波パッチアンテナによるUCA

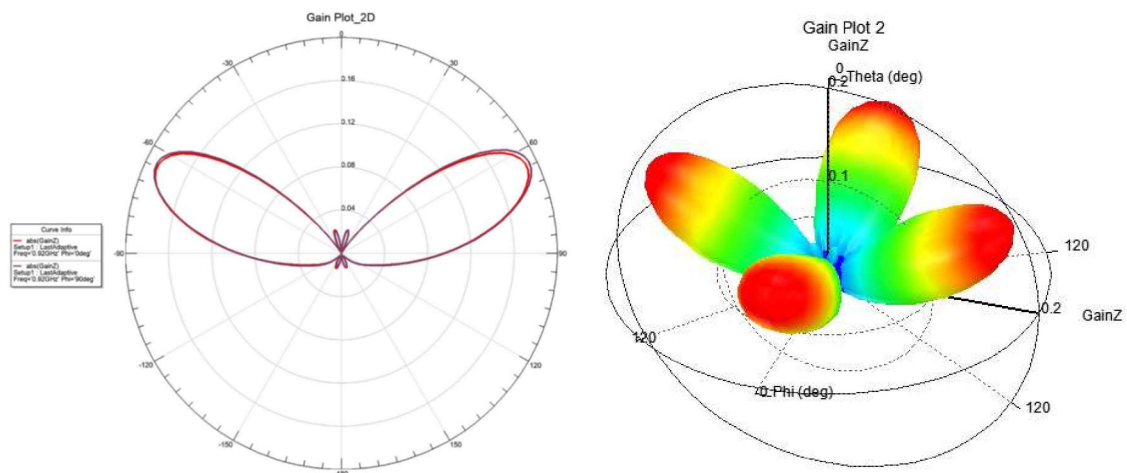


図 5.2.2 OAM モード 1 における 2D と 3D 振幅特性

図 5.2.2 をみると 4 方向に強い電界強度が見られるが、4 方向に分かれているため発散し受信ができない。

続いて、直線偏波パッチアンテナを 8 つ円形に並べることで UCA を作成した。8 つのポートに  $\pi/4$  ずつずらして給電を行い OAM モードが 1 の電波を生成する。

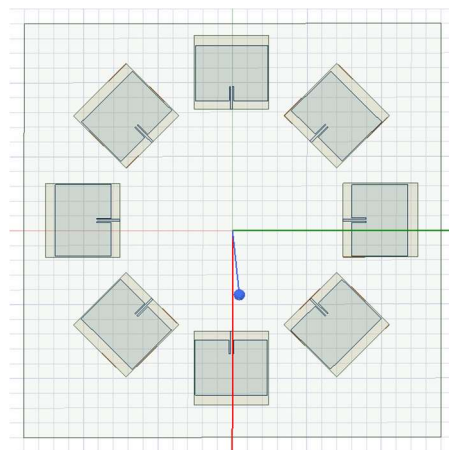


図 5.5.1 8 つの直線偏波パッチアンテナによる UCA

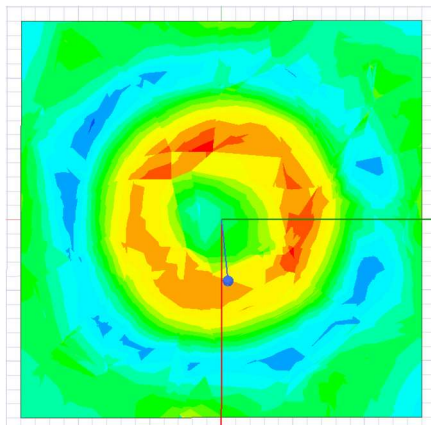


図 5.5.2 OAM モード 1 における振幅特性

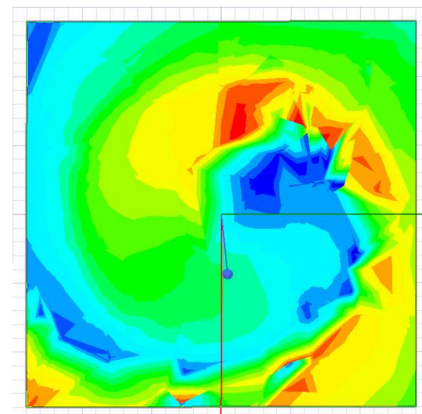


図 5.5.3 OAM モード 1 における位相特性

図 5.2.2 をみると直線パッチアンテナ 8 枚で構成した UCA はドーナツ型の振幅強度をしている。図 5.2.4 の位相特性を見ると電界の位相が  $2\pi$  回転している。このことから OAM モードが 1 の電波がであることがわかる。

第 3 章での振幅特性, 位相特性と HFSS 上で作成したパッチアンテナによる振幅特性, 位相特性を比較する。HFSS ではパッチアンテナを 4 つ円形に並べた UCA であるが, シミュレーションは連続値として算出しているので HFSS の結果に比べなめらかである。振幅特性を見ると HFSS は 4 つの電界強度があるのに対し, シミュレーションの方は電界強度が連続的に円形に並んでいる。また位相特性に関しても HFSS はアンテナの受信強度が高い部分では位相の変化が滑らかだが, 低い部分では滑らかではない。このように HFSS 上での振幅特性と位相特性, シミュレーションで作成した振幅特性と位相特性が似ていることがわかる。

### 3.4 実機実験

HFSS 上で直線偏波パッチアンテナ, 円偏波パッチアンテナを作成したが, HFSS 上での模型図通りの大きさで作成するとシミュレーション結果と実際の結果とずれる。なぜなら市販されている両面感光基板の誘電率は値が範囲で示されており, 例えば実際に使用した感光基板(FR-4 ガラスエポキシ)の誘電率は 4.5~4.7 と範囲が広い。そのためパッチアンテナを作成し, ネットワークアナライザで SWR を測定し, 920MHz で SWR の値が 1.5 以下でなければ結果の値からアンテナサイズを修正するという作業を行う。直線偏波パッチアンテナ, 右旋円偏波パッチアンテナを実際に作成した際の最終的な大きさを示す。左旋円偏波パッチアンテナは右旋円偏波を左右反転させたものである[13][14]。

アンテナの作成手順としてまず KiCAD と呼ばれるオープンソースの CAD ツールを使って図 6.1.1 のパッチアンテナパターンを作成した後インクジェットフィルムに印刷する。厚さ 1.6[mm]の 10[cm]×10[cm]の感光基板の上に先ほど印刷したパターンを乗せ 10~15 分ほど露光し, 現像液に浸すことで現像を行い, 腐食液につけることで露光された部分の腐食を行い実物のパッチアンテナを作成した。

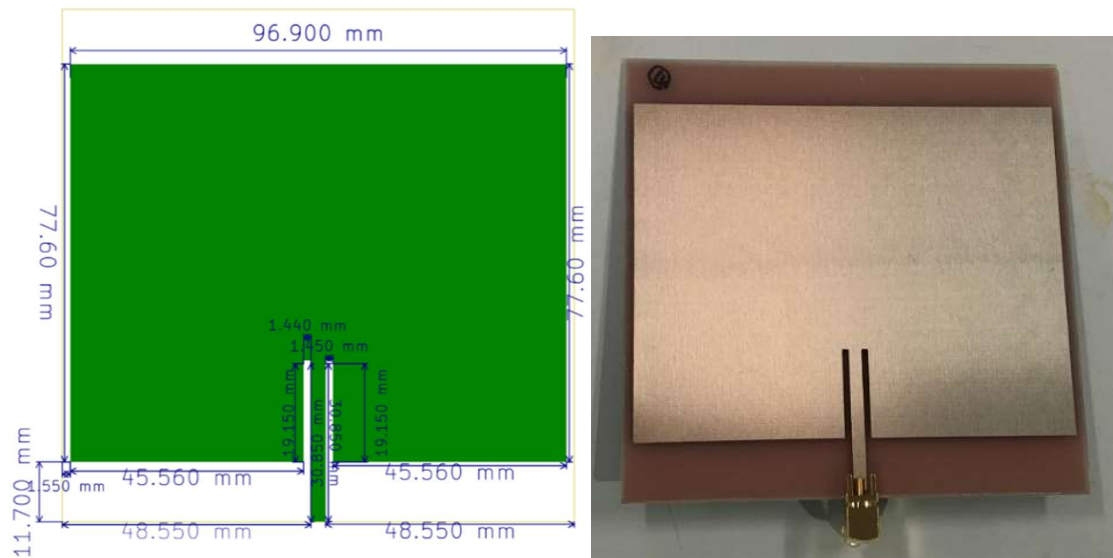


図 3.4.1 KiCAD 上のパッチアンテナの寸法 図 3.4.2 作成したパッチアンテナ

パッチアンテナに給電する際、OAM を生成するために  $2\pi$  倍位相をずらす必要がある。そこで給電線となる同軸ケーブルの長さをずらすことで移相器として扱った。同軸ケーブルの位相を確認するために同軸ケーブルの両端をネットワークアナライザに接続し、スミスチャートを表示させる。同軸ケーブルを少しずつ切っていく、スミスチャートを半周すれば  $1/4$  波長ずれるという特性を利用して  $1/4$  波長ずつ短くしていった。また  $920\text{MHz}$  の波長は  $32.6[\text{cm}]$  であるのに対し、同軸ケーブルの長さの差を見ると  $1/4$  波長で  $10.6\text{cm}$ 、つまり実効波長が  $42.4\text{cm}$  であった。一般的な同軸ケーブルの短縮率は  $80\%$  であるが、今回使用した同軸ケーブルの短縮率が  $76.9\%$  であることがわかった。

OAM 電波を生成するために直線偏波パッチアンテナを 4 枚ずつ円形に並べ、OAM 電波の指向性測定を試みた。ネットワークアナライザ (Port1) - 分配器 - 同軸ケーブルによる移相器 - 送信 UCA - 受信 UCA - 同軸ケーブル - 分配器 - スペクトルアナライザ (Port2) という順で接続した。

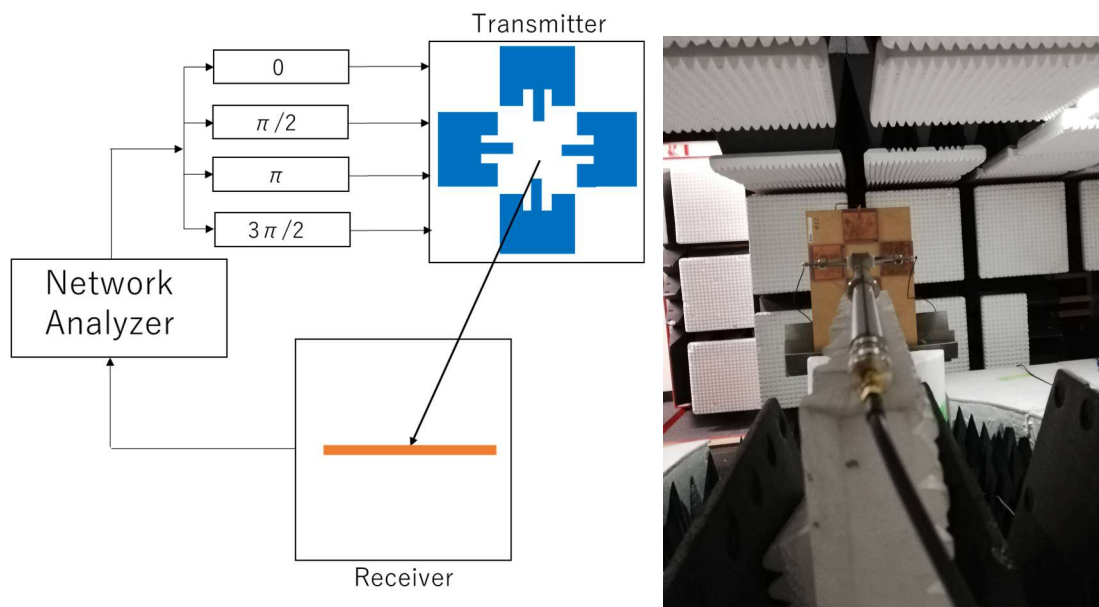


図 3.4.1 指向性測定環境概略図 図 3.4.2 ダイポールアンテナからめた送信 UCA 正面図



送信 UCA

ダイポールアンテナ

図 3.4.3 ダイポールアンテナ, 送信 UCA それぞれの全容



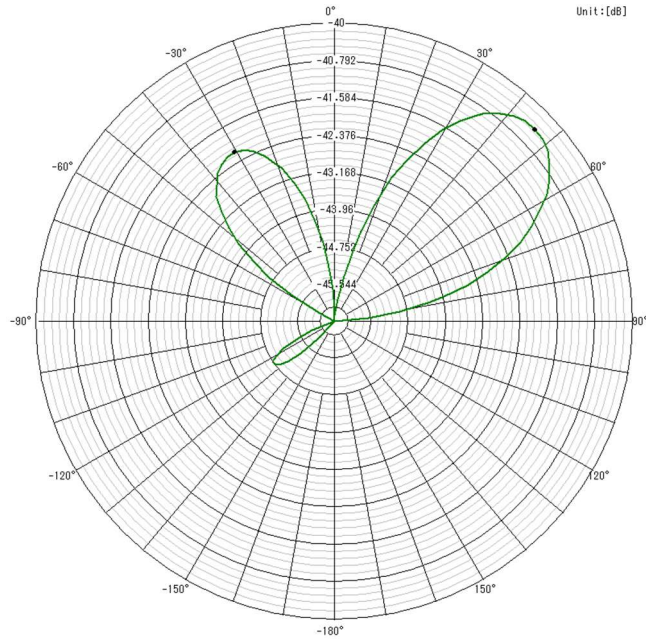


図 3.4.4 OAM モード 1 の OAM 電波の指向性測定結果

図 3.4.4 の指向性測定結果を見るとサイドローブがあるもののシミュレーションと似た結果が得られた。電界強度が左右で異なる原因は位相シフトとして用いている特定のパッチアンテナに接続している同軸ケーブルの接続不良が原因だと考えられる。

### 3.5 信号処理

生成した信号がUCAを通じて送受信される際にどのように変化するかをみていく。まず  $N$  個の放射素子が円形に並んだUCAが異なる半径で1個または  $M$  個並んだとき、かつOAMモード  $l$  を  $L$  用意したときに置く信号処理のシミュレーションを行った。

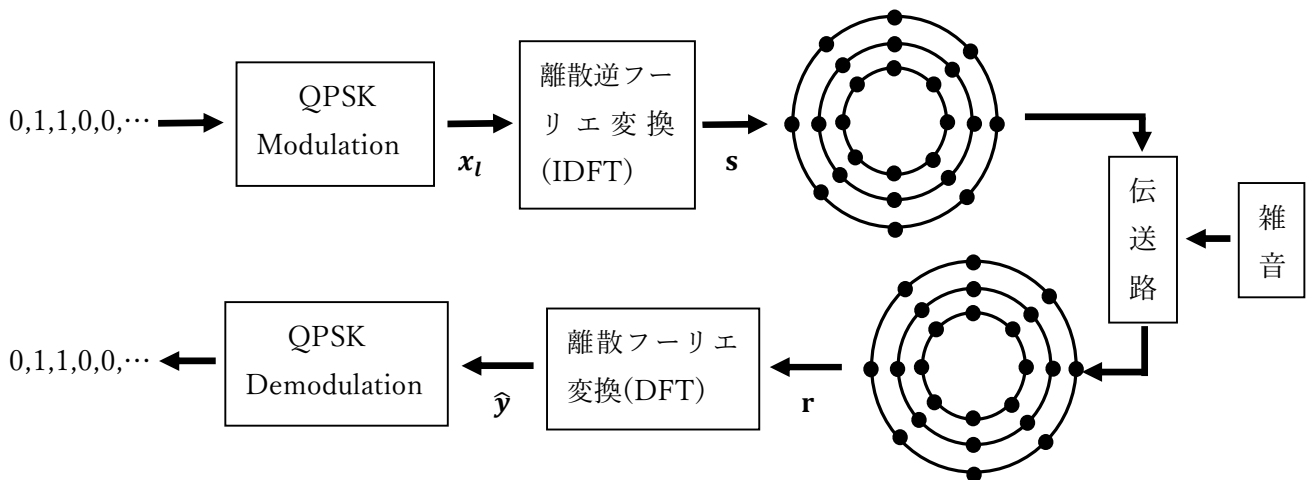


図 3.5.1 OAM 波の送信と受信の信号処理概略図

入力は 0, 1 の 2bit 信号を入力し、QPSK に変調を行う。次に QPSK 変調信号  $x_l$  に逆離散

フーリエ変換(IDFT)を行いUCAのそれぞれのアンテナ素子に送るために信号を分割する.

$$\mathbf{s} = \mathbf{F}^T \mathbf{x}_l$$

IDFTして出てきた信号 $\mathbf{s}$ をアンテナ素子に割り当て電波を放射する. 伝送路では距離によってチャンネル行列 $\mathbf{H}$ の重みがかかり, さらに雑音を加わる.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{F}^T \mathbf{x}_l + \mathbf{n}$$

受信側のUCAにて受信した信号 $\mathbf{r}$ に離散フーリエ変換(DFT)を行い, 出てきた信号 $\hat{\mathbf{y}}$ を復調すれば0, 1信号が得られる.

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{F}\mathbf{r} = \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^T \mathbf{x}_l + \mathbf{F}\mathbf{n}$$

## 3.6 モード間干渉

### 3.6.1 モード間干渉

複数のOAMモードをマルチパス環境で多重伝送することで生じる干渉で, シンボル間干渉やモード間干渉がある.

シンボル間干渉の対策方法として挙げられる手法は, FFT(DFT)のブロック長ごとにガードインターバルをいれることで解消される. またモード間干渉は3.6.2にて解説する.

### 3.6.2 対策方法

対策方法としてはミニマックス等化(Zero-forcing)や最小平均二乗誤差などの線形空間フィルタリングを行う手法がある. またSIC(Successive interference cancellation)を用いた干渉低減手法もあり, NOMA通信によく使われる手法である.

IMI低減手法には大きく分けて4種類あり, ①ZF ②MMSE ③ZF-SIC ④MMSE-SICがある. それぞれの手法の処理は以下の通りである[71-73].

#### ①Zero Forcing (ZF)

$$\hat{\mathbf{x}} = (\boldsymbol{\Sigma}^H \boldsymbol{\Sigma})^{-1} \boldsymbol{\Sigma}^H \hat{\mathbf{y}}$$

#### ②最小二乗法(MMSE)

$$\hat{\mathbf{x}} = (\boldsymbol{\Sigma}^H \boldsymbol{\Sigma} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \boldsymbol{\Sigma}^H \hat{\mathbf{y}} \quad \sigma = \frac{P_n}{P_x}$$

#### ③ZF + SIC

SICは $(\boldsymbol{\Sigma}^H \boldsymbol{\Sigma})^{-1}$ が最小となる信号, つまりSINRが一番よい信号を検出し処理するという動作を繰り返すことで, 次々と信号の強いユーザからデータを取り出すという処理を行う.

#### ④MMSE + SIC

OAMの分野でも①, ②に比べ, ③, ④の方が性能がよく, 遠方領域においてもシステム容量が下がりにくい. 本研究では②を採用している.

均等化処理は QPSK の位置ずれを直す処理で、最小二乗法を使った方法を使用する [11].

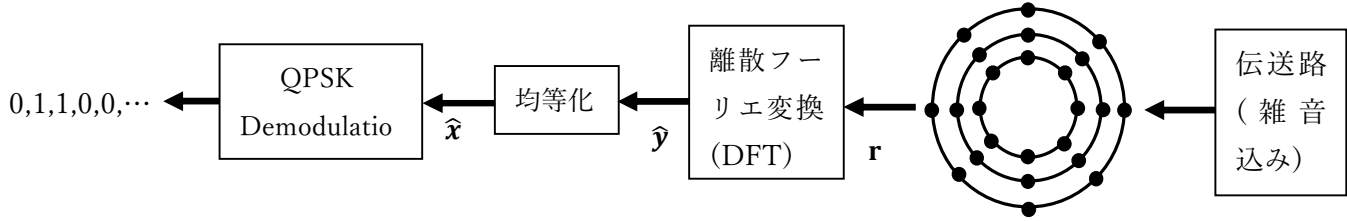


図 3.6.2.1 均等化処理を加えた OAM 波の受信の信号処理概略図

伝送路によって雑音を含んだ受信信号  $\mathbf{r}$  を離散フーリエ変換 (DFT) した信号  $\hat{\mathbf{y}}$  は

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{F}(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}) = \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^T\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{n}$$

最小二乗法を使用し変調後の信号  $\mathbf{x}$  との誤差が最小にしたい。そこで  $\hat{\mathbf{y}}$  によって求められた QPSK の極座標と QPSK 極座標の理想位置  $\mathbf{y}$  との誤差  $\mathbf{E}$

$$\mathbf{E} = \frac{1}{2}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})^T(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}) = \frac{1}{2}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})^T(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})$$

が最小になるような  $\mathbf{x}$  を求める。  $\boldsymbol{\Sigma} = \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^T$  としたとき、均等化後の信号  $\hat{\mathbf{x}}$  は

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial \mathbf{x}} = \boldsymbol{\Sigma}^T \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{x} - \boldsymbol{\Sigma}^T \mathbf{y} = \mathbf{0}$$

$$\hat{\mathbf{x}} = (\boldsymbol{\Sigma}^T \boldsymbol{\Sigma})^{-1} \boldsymbol{\Sigma}^T \hat{\mathbf{y}}$$

で求められる。

IMI 低減法では、すべての OAM モードから IMI を除去するために等化が行われる [6][7][19]. 等化技術として線形フィルタリングを用いると、等化後の受信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^L$  は、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{W}(\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{n})$$

$$\boldsymbol{\Sigma} = \mathbf{F}\mathbf{H}_I, \mathbf{R}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{H}_T, \mathbf{I}\mathbf{F}^H\mathbf{P}$$

$\boldsymbol{\Sigma}$  は等化フィルタの係数である。等化基準として最小平均二乗誤差 (MMSE) に基づく線形フィルタリングを用いると [20], MMSE の重み付け行列  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{L \times L}$  は、次のように与えられる。

### 3.7 システム容量

伝送容量は 1 秒間に送信できる bit 数を周波数で割った値で、周波数に依存せずにシステムの送信可能 bps を評価することができる。伝送容量は

$$\mathbf{C} = \sum_l \sum_m \log_2(1 + \text{SNR})$$

で求められる。そこで OAM 電波を用いた無線伝送の伝送容量を求める。

ここで  $\mathbf{W} = (\boldsymbol{\Sigma}^T \boldsymbol{\Sigma})^{-1} \boldsymbol{\Sigma}^T$  としたとき、SNR の式は

$$SNR = \frac{\mathbf{E}[|\hat{\mathbf{x}}|^2]}{\mathbf{E}[(\mathbf{W}\mathbf{F}\mathbf{n}) \cdot (\mathbf{W}\mathbf{F}\mathbf{n})^T]}$$

となるので SNR からシステム容量を求めてみる。

## 3.8 シミュレーション結果

### 3.8.1 BER-SNR

3.7 で求めた横軸を SNR、縦軸を QPSK 信号を送った際に誤り判定されたビット数/全伝送ビットから求めた BER としたときの結果を図 3.8.1.1 に示す。

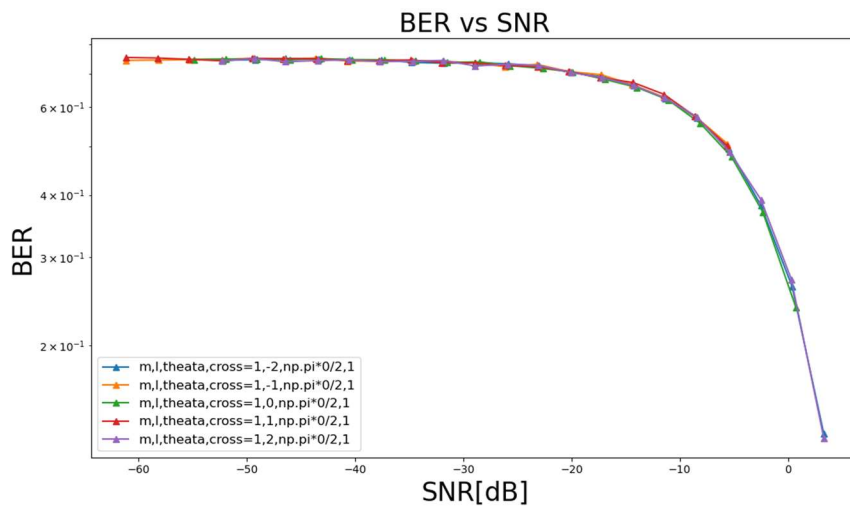


図 3.8.1.1 各 OAM モードの BER-SNR

OAM モードごとに SNR-BER の推移には変化が見られなかった。

### 3.8.2 距離-システム容量

シミュレーション条件として OAM モード数  $L=5$ 、波長  $\lambda=0.1\text{m}$ 、アンテナ数  $M=3$ 、雑音の標準偏差  $\sigma=0.1$  で、距離を変化させたときの伝送容量の変化のシミュレーションを行った。

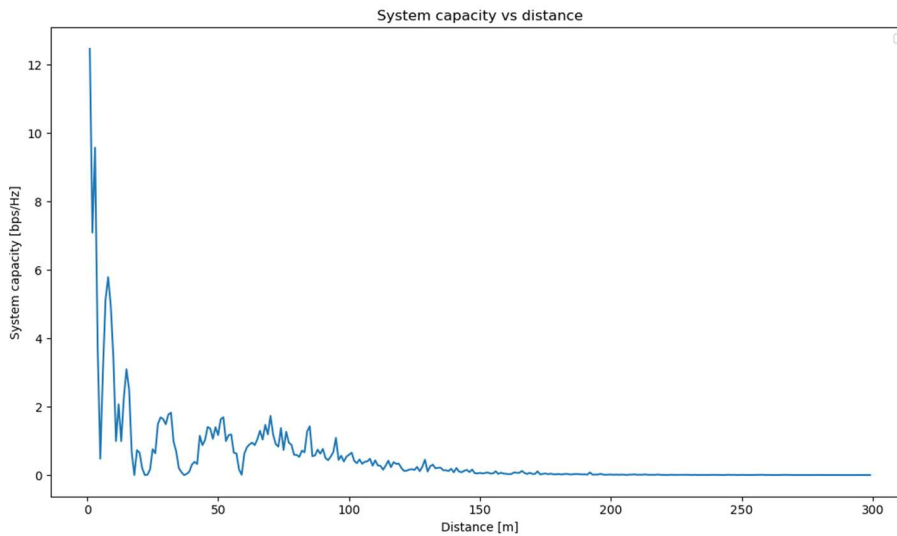


図 3.8.2.1 UCA が傾いていないときにおける OAM による伝送容量

結果を見てみると距離が0[m]では理論上 OAM モード  $5 \times$  アンテナ数  $3=15$ [bit/Hz]でデータを送信できる. 1[m]付近では 8[bps/Hz]の伝送容量が得られるが, 距離が増すほど伝送容量の値が小さくなっている.

### 3.8.3 UCA を傾かせたときのシミュレーションモデル

3.3 にて位相の変化の様子は伝達関数 $h(d)$ の $e^{-jkd}$ に起因することがわかったので, 次に送信間でそれぞれの UCA の各放射素子の伝達関数を変える必要がある. つまり送信アンテナを傾かせることで各アンテナ素子が受信アンテナまでの距離を変化させる必要がある. そこで送信 UCA アンテナを傾かせたときの  $N$  個の円形に並んだ放射素子から OAM モードが  $l$  である信号を放射した際の受信側の電界の振幅特性と位相特性を計算した.

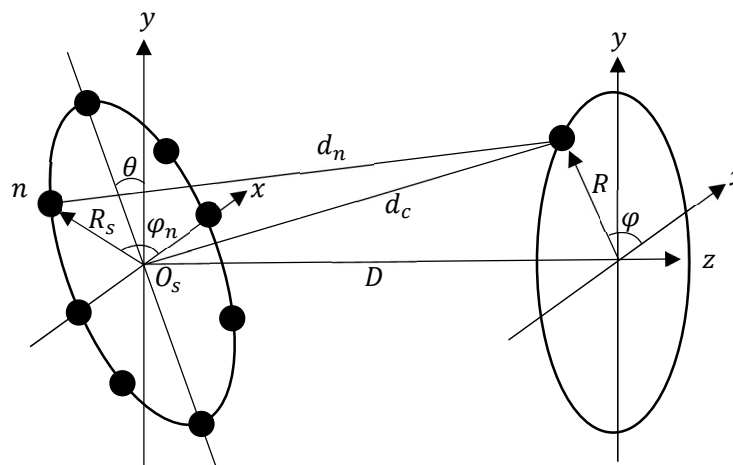


図 3.8.3.1 送信 UCA アンテナを傾かせたときの OAM 電波の生成と受信の概略図

OAM 多重信号の電界は次のように表す.

$$\mathbf{E} = \alpha \cdot e^{jl\varphi} \cdot i^{-l} \frac{\lambda\sqrt{N}e^{-j\sqrt{R^2+D^2}}}{4\pi\sqrt{R^2+D^2}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jk\frac{R_s R \sin\varphi'}{\sqrt{R^2+D^2}}} e^{jl\varphi'} d\varphi' \quad (\varphi' = \varphi_n - \varphi) \quad (14)$$

式(14)を傾いている円形アレイに適応させるためにUCAの半径 $R_s$ を以下のように変更する。ここで $\theta$ を傾いている角度を指す。

$$D = 10 + R_s \tan \theta \quad (15)$$

傾いている円形アレイに適応させた上で、次に示すシミュレーション条件を加えたときの振幅特性と位相特性図に示す。 $N = 8$ ,  $R_s = 1.5\lambda[\text{m}]$ ,  $\lambda = 0.326[\text{m}]$ (@920MHz)。初めに $\theta = \pi/6$ のときにおけるOAMモード $l$ が0, 1, 2, 3, 4, -1のときの振幅特性, 位相特性それぞれを図3.4.2, 3.4.3に示す。次に $\theta = \pi/3$ のときにおけるOAMモード $l$ が0, 1, 2, 3, 4, -1のときの振幅特性, 位相特性それぞれを図3.4.4, 3.4.5に示す。次に $\theta = -\pi/6$ のときにおけるOAMモード $l$ が0, 1, 2, 3, 4, -1のときの振幅特性, 位相特性それぞれを図3.4.6, 3.4.7に示す。最後に $\theta = \pi/2$ のときにおけるOAMモード $l$ が0, 1, 2, 3, 4, -1のときの振幅特性, 位相特性それぞれを図3.4.8, 3.4.9に示す。

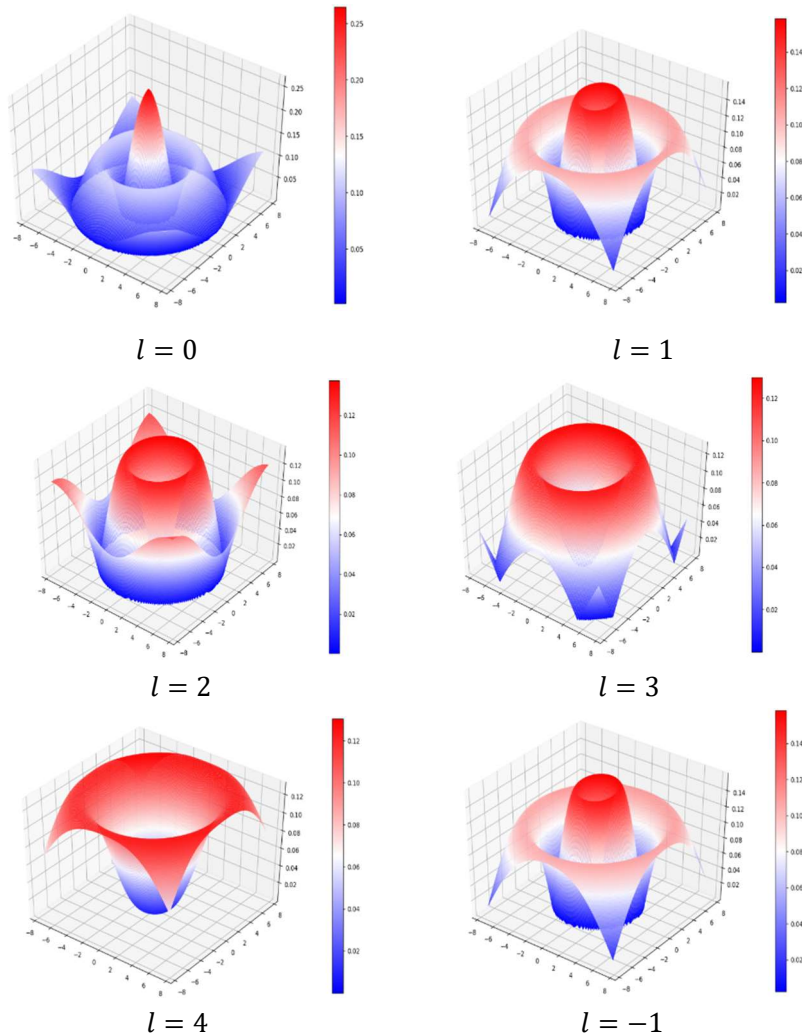


図 3.8.3.2  $\pi/6$  傾かせたときの OAM モードが 0, 1, 2, 3, 4, -1 のときの振幅特性

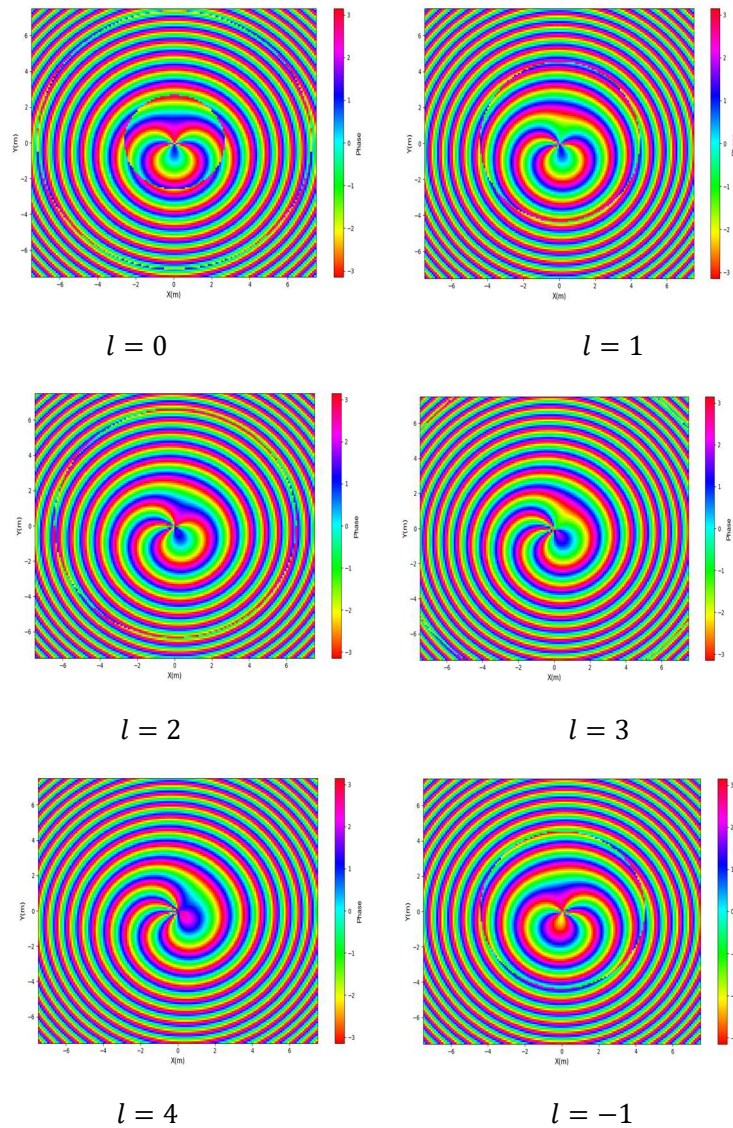


図 3.8.3.3  $\pi/6$  傾かせたときの OAM モードが 0, 1, 2, 3, 4, -1 のときの位相特性

シミュレーション条件は OAM モード数  $L=5$ , 波長  $\lambda=0.1\text{m}$ , 距離  $D=10\text{m}$ , アンテナ数  $M=3$ , 雑音の標準偏差  $\sigma=0.1$  で, 送信 UCA を傾かせていないとき, 傾かせたときそれぞれの信号処理を行った. また異なる半径の UCA を 3 つに増やした際の信号処理を行った.

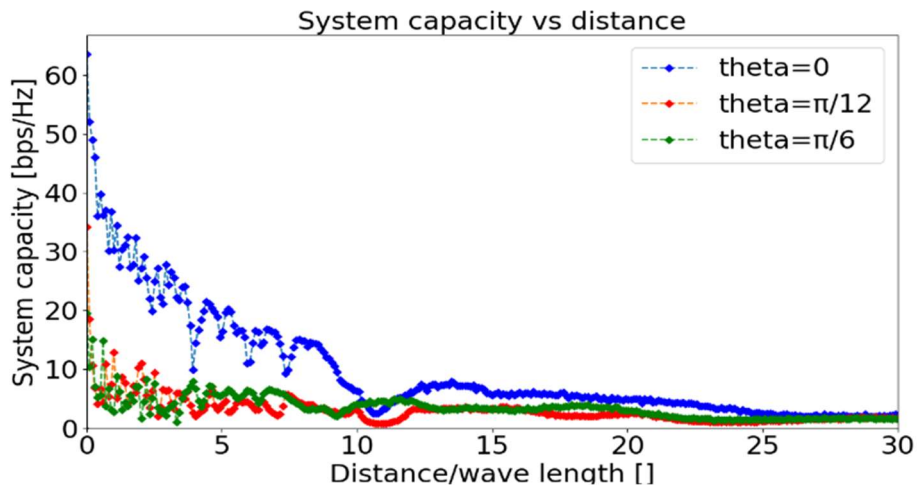


図 3.8.3.4 UCA を傾かせた際の伝送容量の推移

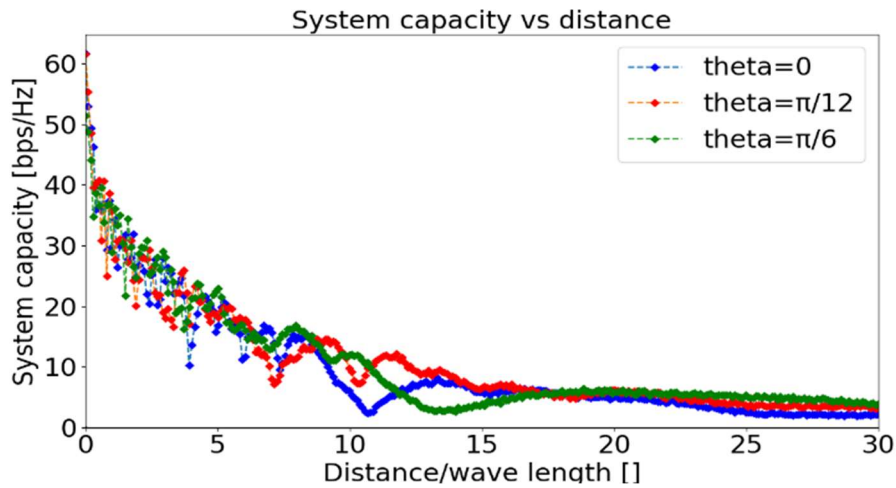


図 3.8.3.5 IMI 低減を適用させたときのUCA を傾かせた際の伝送容量の推移

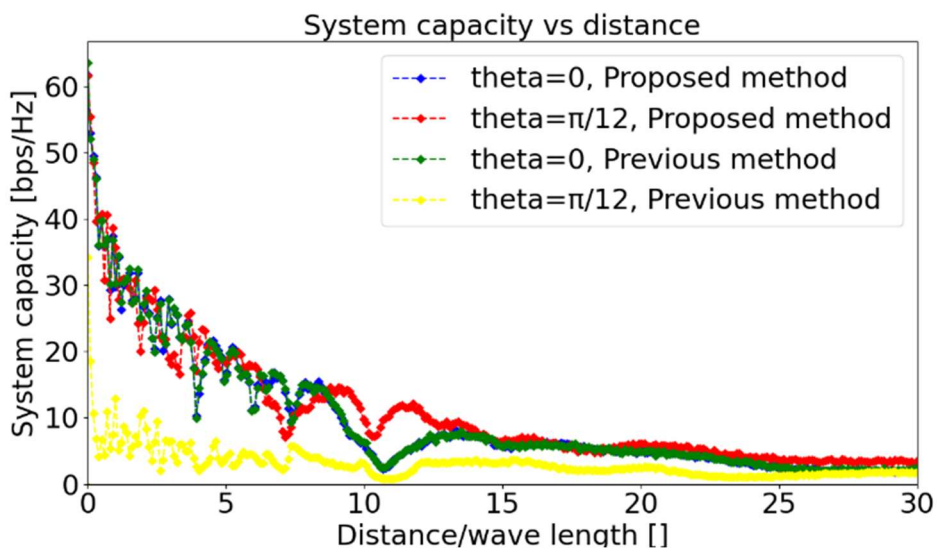


図 3.8.3.6 IMI 低減を適用させたときとさせていないときの比較図



OAM が傾きに弱いことを受けて、受信側でチャネル行列  $\mathbf{H}$  を更新することでシステム容量を改善できるのではないかという仮説を立てた。UCA が傾いている場合と傾いていない場合のチャネル行列の更新を行った場合と行わなかった場合の比較を行っている。図 3.8.3.4 より、OAM 通信方式では、UCA が傾くほど、通信品質が低下することがわかる。一方、図 3.8.3.5 は、傾きの値が変化してもチャネル行列を更新することで、通信品質の劣化を防ぐことができることを示している [8]。図 3.8.3.6 は、チャネル行列を更新した場合としない場合の比較である。チルトの値が 0 の場合、システム容量は同じであるが、UCA がチルトした場合のシステム容量は、提案手法の方が優れていることがわかる。

### 3.10 見通し外通信

円形均一アレイアンテナをモデルとしたマルチパスシミュレーションと事前受信方式(チャネル状態情報(CSI)を事前に測定することで干渉低減をする必要がある。

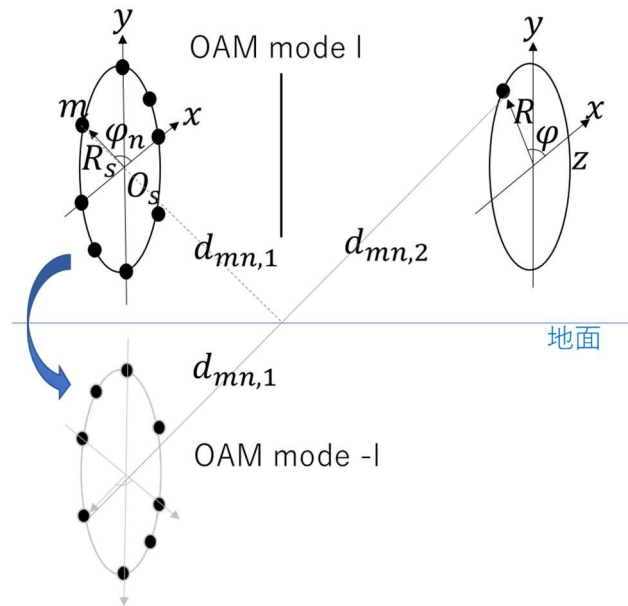


図 3.10.1 UCA を用いた無線 OAM 通信の鏡面反射モデル

見通し外通信におけるチャネル  $h_{mn,NLoS}$  は

$$h_{mn,NLoS} = h(d_{m,s1}) \cdot A_s \cdot h(d_{s2,n})$$

送信アンテナ入力から受信アンテナ出力までの伝達関数は

$$\mathbf{h}(d_n) = \alpha \frac{\lambda}{4\pi d} e^{-jk d_n}$$

ここで  $d_n$  は  $n$  番目の素子と受信点の距離で、反射経路の際は  $d$  が変化する。

$$d_n = \sqrt{R_x^2 + R^2 + D^2 - 2R_s R \cos(\varphi_n - \varphi)}$$

また反射波(鏡像からの直接波)を考慮すると位置座標は以下のように変化する。

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\alpha & \sin\alpha \\ 0 & -\sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\beta & 0 & -\sin\beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\beta & 0 & \cos\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma & 0 \\ -\sin\gamma & \cos\gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix}$$

ex)  $x$ 軸周りを $\theta$ 回転する一次変換を $f$ とする. 三次元ベクトル空間の基本ベクトル $e_x e_y e_z$ の基底変換は

$$e_x = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, e_y = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, e_z = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

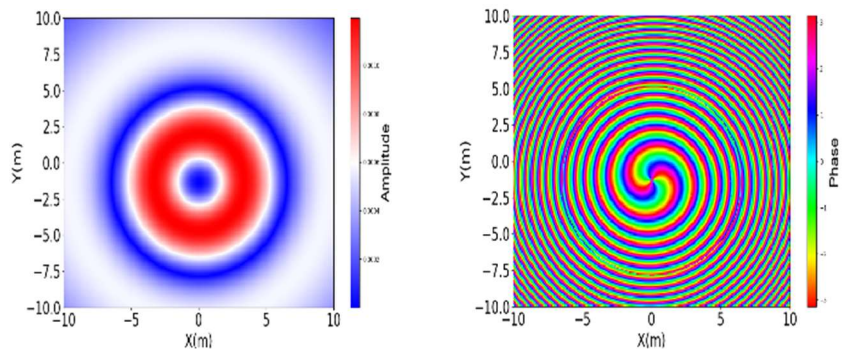
$$f(e_x) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, f(e_y) = \begin{bmatrix} 0 \\ \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix}, f(e_z) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix}$$

となる.  $z$ 軸,  $y$ 軸,  $x$ 軸の順で, 軸周りを  $\gamma, \beta, \alpha$  回転させた基底変換を行う.

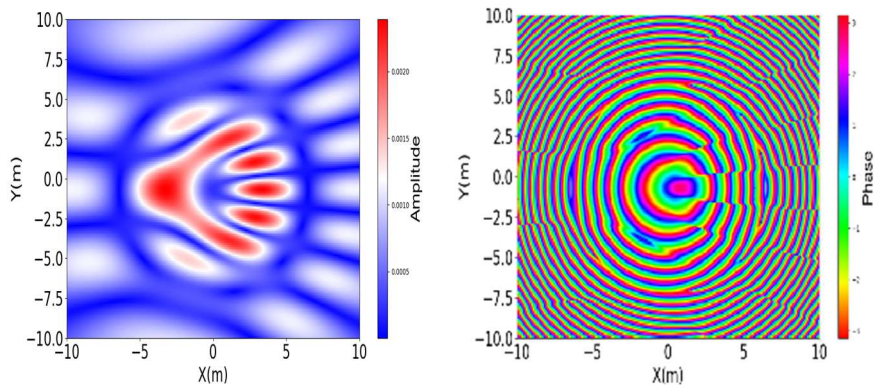
最後に反射波(鏡像からの直接波)  $d_n$ から受信点の位置座標を求める.

$$\begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{n,x} \\ d_{n,y} \\ d_{n,z} \end{bmatrix}$$

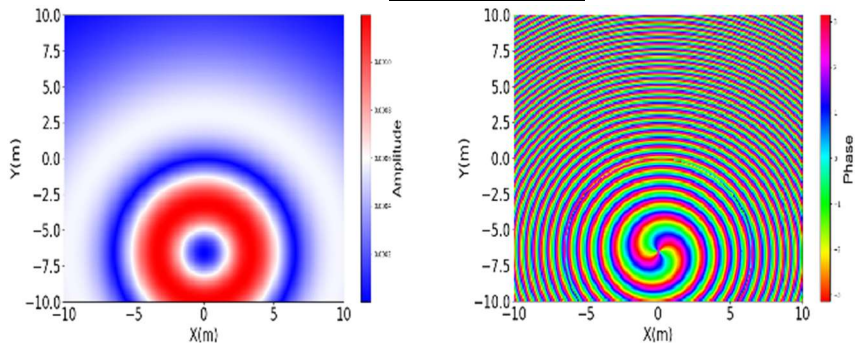
鏡面反射モデルにおける OAM 電波の振幅特性と位相特性は次の通りである. 送受信機軸と反射面間の距離 $h = 2\lambda, 10\lambda$ における反射波のみの結果と直接波との合成の結果を示す. 周波数を 920[MHz], OAM モード  $l=2$ , 送信 UCA の半径  $1.5\lambda$ , 送受信機間距離 10[m]としたときの UCA から反射鏡までの距離を $h = 2\lambda$ と $h = 10\lambda$ にしたときの結果を示す.



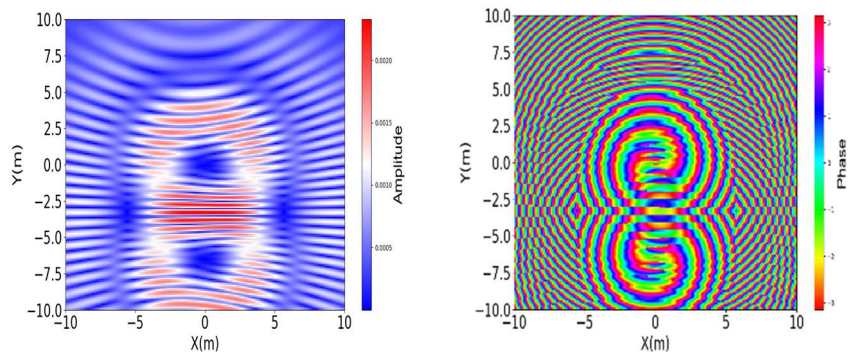
$h = 2\lambda$ , 反射波のみ



$h = 2\lambda$ , 直接波との合成



$h = 10\lambda$ , 反射波のみ



$h = 10\lambda$ , 直接波との合成

図 3.10.2 UCA から反射鏡までの距離を  $h = 2\lambda$  と  $h = 10\lambda$  にしたときの図

散乱 NLOS(/マルチパス)シミュレーションは他に送受信 UCA によるマルチパス環境を同心円状の楕円体とした円形散乱 NLOS モデルがある。散乱体が受信機を中心部に中心に散乱体が円形にランダムに配置したモデルで、楕円体上の焦点に送信機と受信機が位置している。

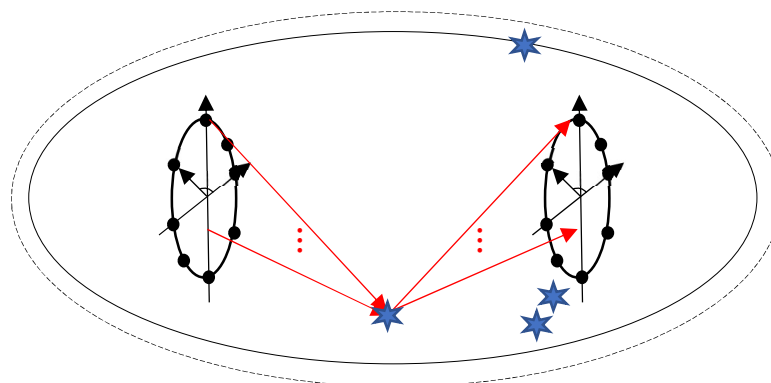


図 3.10.3 送受信UCA によるマルチパス環境を同心円状の楕円体とした円形散乱 NLOS モデル

このモデルの良い点としては

- ①2つの焦点から楕円体上の点までの距離の合計が一定であるため、散乱体が同一楕円体上にあれば、すべての散乱経路は伝搬距離と受信機における遅延が同じになる。
- ②散乱クラスター(多数の散乱体が集中的に分布)部分は散乱の影響が重なり合っていると見なすことができる。

「反射波のみの位相特性の結果が直接波の結果をずらした特性を示しており、想定している結果と異なった。恐らく原因は距離と位置を変化させたのみで、Rx 面の傾きを考慮していないからであると考えている。」

$R_s, R$  を x 軸方向と y 軸方向に分解して y 軸方向にて  $2h$  を追加する。

$$x: R_s \sin \varphi_n + R \sin \varphi_n \quad y: R_s \cos \varphi_n + R \cos \varphi_n + 2h \quad z: D$$

→

$$d_n \cong \sqrt{x^2 + (y + 2h)^2 + D^2} \quad \varphi_n = \frac{y + 2h}{x}$$

シミュレーション条件を表 3.10.3 に示す。

表 3.10.3 シミュレーション条件

Frequency	920 [MHz]	OAM mode	$\pm 0, 1, 2$
Tx Radius	0.489 [m]	h(Tx-Ground)	3.26, (0.652) [m]

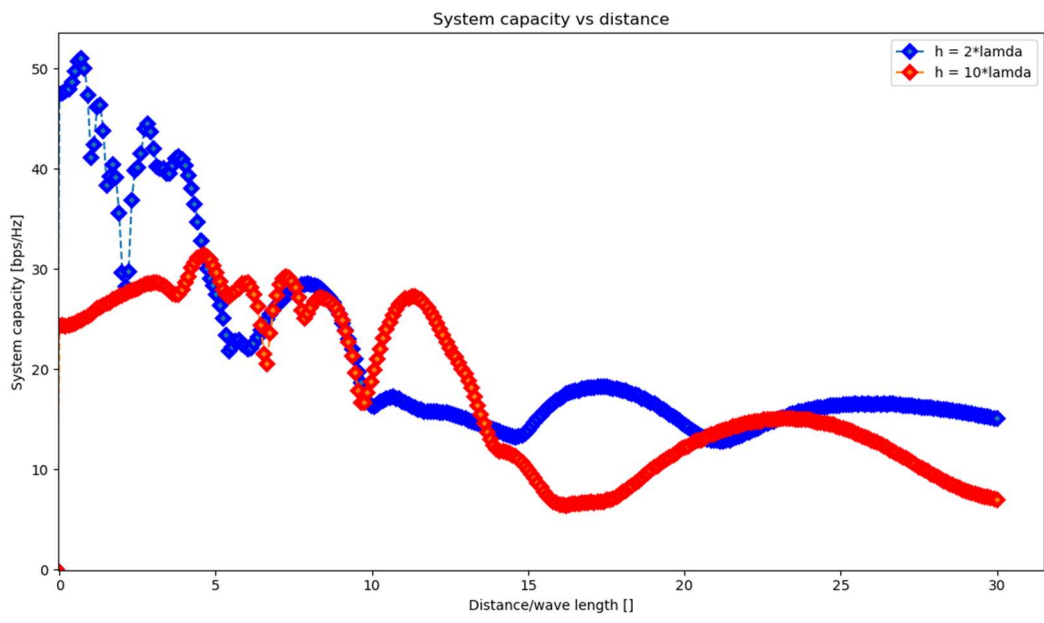


図 3.10.4 IMI 低減を適用させたときのUCA を傾かせた際の伝送容量の推移  
 反射鏡までの距離が近いほど通信容量は

## 第4章 無線 OAM×IRS

### 4.1 シミュレーションモデル

ここでは、IRS を用いた OAM 通信システムを紹介する。

送信側 UCA と受信側 UCA をそれぞれ  $U_T$ ,  $U_R$  と表記する。図 5.1.1 では、 $U_T$  の中心と  $U_R$  の中心が  $z$  軸上にあり、IRS は  $yz$  平面上にあると仮定する。 $N_T$  と  $N_R$  はそれぞれ  $U_T$  と  $U_R$  の素子数と表す。 $U_T$  と  $U_R$  の半径はそれぞれ、 $R_T$  と  $R_R$  である。 $U_T$  と  $U_R$  の要素数はそれぞれ  $N_T$  と  $N_R$  である。 $D$  は  $U_T$  と  $U_R$  との距離、 $x_{I,0}$  は  $x$  軸に沿った  $U_T$  と IRS との距離、 $z_{I,0}$  は  $z$  軸に沿った  $U_T$  と IRS の距離を表す。 $U_T$  と  $U_R$  の各アンテナ素子はリングの周りに等距離に配置されており、隣接する素子から発射される電波の位相差は  $2\pi l / N_i$  であり、 $i \in \{T, R\}$  である。 $l$  はモード数で、 $-\min\{N_T, N_R\}/2 < l < \min\{N_T, N_R\}/2$  である [13][14]。OAM モード群は、 $L = \{0, \dots, L-1\}$  と表すことができ、 $L$  は多重化された OAM モードの数を表す。本システムでは、 $U_T$  と  $U_R$  の間に障害物があり、直接リンクがないという見通し外通信を想定している。 $U_T$  と  $U_R$  の間に代替 LoS 経路を確立するために IRS を適用している。

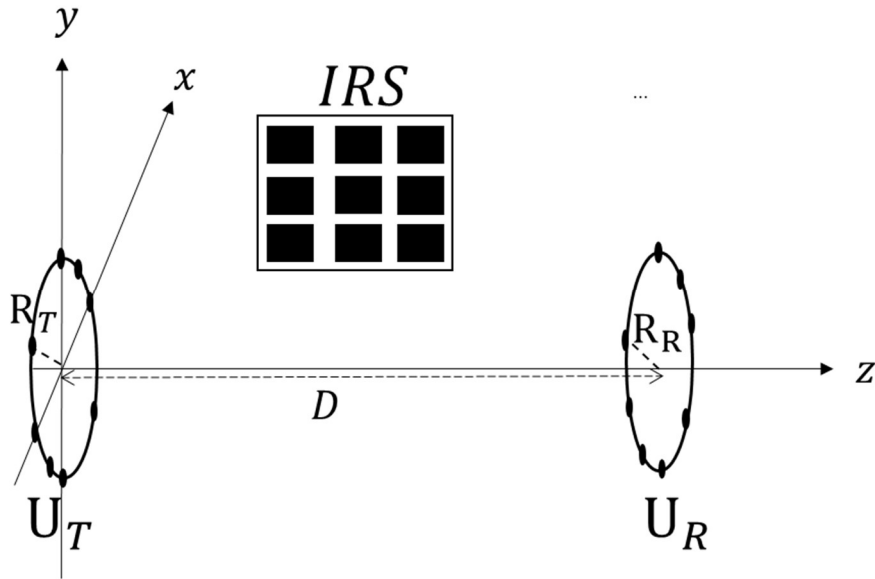


図 5.1.1 IRS を用いた OAM 通信システム

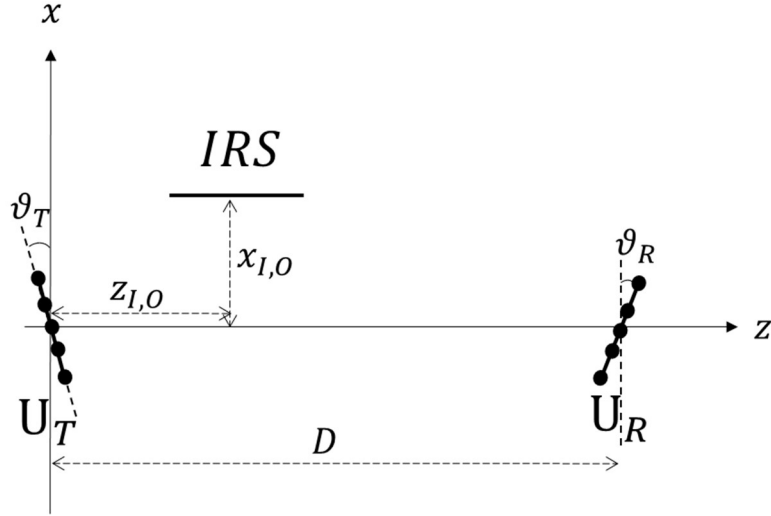


図 5.1.2 xz 平面で見た IRS を用いた OAM 通信システム

$U_T$ ,  $U_R$ , IRS の各要素の座標を 3 次元空間上で考える [10].  $U_T$ ,  $U_R$ , IRS の中心点をそれぞれ

それぞれ  $\boldsymbol{\omega}_{T,0} = [0, 0, 0]^T$ ,  $\boldsymbol{\omega}_{R,0} = [0, 0, D]^T$ ,  $\boldsymbol{\omega}_{I,0} = [x_{I,0}, 0, z_{I,0}]^T$  で表現できる.  $n_T$  番

目の素子の位相を  $\varphi_{T,n_T} = \frac{2\pi n_T}{N_T} + \varphi_0$ ,  $U_T$  の  $y$  軸周りの回転角度を  $\vartheta_T = \arctan\left(\frac{x_{I,0}}{z_{I,0}}\right)$  とする

と,  $U_T$  上の  $n_T$  番目 ( $n_T = 1, 2, \dots, N_T$ ) のアンテナ素子の座標は

$$\boldsymbol{\omega}_{T,n_T} = \mathbf{Q}_y(\vartheta_T) R_T [\cos(\varphi_{T,n_T}), \sin(\varphi_{T,n_T}), 0]^T \quad (1)$$

で表現できる. 同様に,  $n_R$  番目の素子の位相を  $\varphi_{R,n_R} = \frac{2\pi n_R}{N_R} + \varphi_0$ ,  $U_R$  の  $y$  軸周りの回転角度

を  $\vartheta_R = \arctan\left(\frac{x_{I,0}}{D-z_{I,0}}\right)$  とすると,  $U_R$  上の  $n_R$  番目 ( $n_R = 1, 2, \dots, N_R$ ) のアンテナ素子の座標

は

$$\boldsymbol{\omega}_{R,n_R} = \mathbf{Q}_y(\vartheta_R) R_R [\cos(\varphi_{R,n_R}), \sin(\varphi_{R,n_R}), 0]^T \quad (2)$$

$\vartheta$  を回転角度としたとき, (1), (2) における  $y$  軸周りの回転行列  $\mathbf{Q}_y(\vartheta)$  は, 次式で与えることができる.

$$\mathbf{Q}_y(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos\vartheta & 0 & \sin\vartheta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\vartheta & 0 & \cos\vartheta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$U_T$ ,  $U_R$  の全てのアンテナ素子の座標はそれぞれ  $\boldsymbol{\Omega}_T = [\boldsymbol{\omega}_{T,1}, \dots, \boldsymbol{\omega}_{T,N_T}] \in \mathbb{R}^{3 \times N_T}$ ,  $\boldsymbol{\Omega}_R =$

$[\boldsymbol{\omega}_{R,1}, \dots, \boldsymbol{\omega}_{R,N_R}] \in \mathbb{R}^{3 \times N_R}$  で表せる.

$d_y$ と $d_z$ をそれぞれ IRS の $y$ 軸と $z$ 軸に沿った要素分離距離とすると, IRS の全てのアンテナ素子の座標は

$$\begin{aligned}\Omega_I &= \omega_{I,0} \mathbf{1}_M^T + \left[ \mathbf{0}_M, \left( \mathbf{m}_y \mathbf{1}_{M_z} + \frac{1-M_y}{2} \right) d_y, \left( \mathbf{m}_y \mathbf{1}_{M_z} + \frac{1-M_y}{2} \right) d_z \right]^T \\ &= \begin{bmatrix} x_{I,0} & \cdots & x_{I,0} \\ 0 & \cdots & 0 \\ z_{I,0} & \cdots & z_{I,0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \cdots & 0 & 0 \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 \cdots & 0 & d_y \cdots & d_y & \cdots & (M_y-1)d_y \cdots & (M_y-1)d_y \\ 0 \cdots & (M_z-1)d_z & 0 \cdots & (M_z-1)d_z \cdots & 0 & \cdots & (M_z-1)d_z \end{bmatrix} \quad (4)\end{aligned}$$

と表す. ここで,  $y$ 軸に沿ってアンテナ素子の添え字を $\mathbf{m}_y = [0, \dots, M_y - 1]^T$ ,  $z$ 軸に沿って

アンテナ素子の添え字を $\mathbf{m}_z = [0, \dots, M_z - 1]^T$ ,  $\otimes$ はテンソル積を表す.

## 4.2 信号処理

$U_T$ の $n_T$ 番目のアンテナから $m$ 番目( $m = 1, 2, \dots, M$ )の受動反射素子に OAM モード $l$ の信号が送信され,  $m$ 番目の受動反射素子から $U_R$ の $n_R$ 番目のアンテナに送信されると仮定する.  $\beta$ ,  $\lambda$ ,  $d_{n_T, m}$ をアンテナ利得, キャリア信号の波長,  $U_T$ の $n$ 番目のアンテナと $m$ 番目の受動反射素子間の距離としたとき,  $U_T$ の $n_T$ 番目のアンテナから $m$ 番目の受動反射素子までの自由空間 LoS チャネルは以下の通りである[15][16][17]

$$h_{n_T, m} = \frac{\beta\lambda}{4\pi d_{n_T, m}} \exp\left(-j \frac{2\pi d_{n_T, m}}{\lambda}\right) \quad (5)$$

$\omega_{I,m}$ は $\Omega_I$ の $m$ 番目の列としたとき,  $U_T$ の $n_T$ 番目のアンテナと $m$ 番目の受動反射素子間の距離は

$$d_{n_T, m} = \|\omega_{I,m} - \omega_{T,n_T}\| \quad (6)$$

と表すことができる.  $\mathbf{H}_{T, I} \in \mathbb{C}^{M \times N_T}$ は $U_T$ と IRS の受動反射素子との間の LOS チャネル行列である. 同様に,  $U_T$ の $n_T$ 番目のアンテナから $m$ 番目の受動反射素子までの自由空間 LoS チャネルは以下の通りである.

$$h_{m, n_R} = \frac{\beta\lambda}{4\pi d_{m, n_R}} \exp\left(-j \frac{2\pi d_{m, n_R}}{\lambda}\right) \quad (7)$$

ここで,  $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{L \times N_R}$ は $U_R$ の離散フーリエ変換 (DFT) 行列,  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_R}$ は分散 $\sigma^2$ のガウス型ノ



イズベクトルである。簡単のために、隣接する IRS 素子による反射には信号結合がない、すなわち、すべての IRS 素子が独立して入射信号を反射すると仮定する。さらに、 $\boldsymbol{\theta} = \text{diag}(\boldsymbol{\theta}^H) \in \mathbb{C}^{M \times M}$  は、 $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_m, \dots, \theta_M]^T$  で IRS の対角位相シフトベクトルを表している。

IMI 低減法では、すべての OAM モードから IMI を除去するために等化が行われる [6][7][19]。等化技術として線形フィルタリングを用いると、等化後の受信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^L$  は、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{W}(\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{n}) \quad (12a)$$

$$\boldsymbol{\Sigma} = \mathbf{F}\mathbf{H}_{I, R} \boldsymbol{\theta}\mathbf{H}_{T, I} \mathbf{F}^H \mathbf{P} \quad (12b)$$

ここで、 $\boldsymbol{\Sigma}$  は等化フィルタの係数である。等化基準として最小平均二乗誤差 (MMSE) に基づく線形フィルタリングを用いると [20]、MMSE の重み付け行列  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{L \times L}$  は、次式で与えられる。

$$\mathbf{W} = \left( \boldsymbol{\Sigma}^H \boldsymbol{\Sigma} + \frac{P_n}{P_x} \mathbf{I}_L \right)^{-1} \boldsymbol{\Sigma}^H \quad (13)$$

ここで、 $P_x$ ,  $P_n$ ,  $\mathbf{I}_L$  はそれぞれ送信電力、雑音電力、単位行列である。

等化後の 1 番目の OAM モードの受信信号  $\hat{\mathbf{x}}_l$  は、それぞれ希望信号成分、IMI 成分、雑音成分として計算される [21][22]。これらの成分のパワーは以下のように計算される。

$$\gamma_l = \frac{|u_{l,l}|^2 p_l}{\sum_{k \neq l} |u_{l,k}|^2 p_k + \sum_{i \in \mathcal{L}} |\mathbf{w}_{l,i} \mathbf{F}_{l,n_R}|^2 \sigma^2} \quad (14a)$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{W}\mathbf{F}\mathbf{H}_{I, R} \boldsymbol{\theta}\mathbf{H}_{T, I} \mathbf{F}^H \quad (14b)$$

ここで、 $u_{l,k}$  は  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{L \times L}$  の  $l$  行  $k$  列目の要素、 $\gamma_l \in \mathbb{C}^L$  は他の OAM モードからの雑音・干渉を考慮した場合の 1 番目の OAM モードの SINR、 $\mathbf{w}_{l,i}$  は  $\mathbf{W}$  の  $i$  行目のベクトルで、UCA ベース OAM 通信のシステム容量  $\mathcal{C}$  は次式で表現する。

$$\mathcal{C} = \sum_{l \in \mathcal{L}} \log_2(1 + \gamma_l) \quad (15)$$

### 4.3 電力割り当て最適化アルゴリズム

すべての OAM モードのシステムを最大化するために、 $\mathbf{p}$  を最適化する問題は次のように表す。

$$\max_{\mathbf{p} \geq \mathbf{0}} \sum_{l \in \mathcal{L}} \log(1 + \gamma_l) \quad (16)$$

$\theta$  を固定すると、最適化問題(16)は次のように再定式化できる.

$$\max_{\mathbf{p} \geq 0} \sum_{l \in \mathcal{L}} \log(1 + \mathbf{u}_l^T \mathbf{p}) - \log(1 + \mathbf{u}_{-l}^T \mathbf{p}) \quad (17a)$$

$$\begin{aligned} & s. t. \mathbf{p}^T \mathbf{1}_L \leq P_{max} \\ & \mathbf{u}_l = \left[ |u_{l,0}|^2, \dots, |u_{l,L-1}|^2 \right] \\ & \mathbf{u}_{-l} = \left[ |u_{l,0}|^2, \dots, |u_{l,L-1}|^2, 0, |u_{l,L}|^2, \dots, |u_{l,L-1}|^2 \right] \end{aligned} \quad (17b)$$

[74]では、非凸関数(17a)の代理関数を解くために、メジャー化-最小化(MM)に基づくアプローチが提案されている。(17a)の代理関数は以下のレンマで表すことができる.

定理 1:  $(t+1)$  回目の反復において、 $(t+1)$  回目の反復のための  $f_l(\mathbf{p}) = \log(1 + \mathbf{u}_l^T \mathbf{p}) - \log(1 + \mathbf{u}_{-l}^T \mathbf{p})$  の有効な代用関数は

$$\bar{f}_l(\mathbf{p}; \mathbf{p}^{(t)}) \triangleq -\xi_l \mathbf{p}^T \mathbf{p} + b_l^T \mathbf{p} + c_l \quad (18)$$

ここで,

$$\xi_l = \frac{1}{2} \lambda_{\max}(\mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^T), \quad b_l = \bar{b}_l - \tilde{b}_l, \quad c_l = \bar{c}_l - \tilde{c}_l \quad (19a)$$

$$\bar{b}_l = \frac{\mathbf{u}_l}{1 + \mathbf{u}_l^T \mathbf{p}^{(t)}} + 2\xi_l \mathbf{p}^{(t)}, \quad \tilde{b}_l = \frac{\mathbf{u}_{-l}}{1 + \mathbf{u}_{-l}^T \mathbf{p}^{(t)}} \quad (19b)$$

$$\bar{c}_l = \log(1 + \mathbf{u}_l^T \mathbf{p}^{(t)}) + \xi_l \|\mathbf{p}^{(t)}\|^2 - \tilde{b}_l^T \mathbf{p}^{(t)} \quad (19c)$$

$$\tilde{c}_l = \log(1 + \mathbf{u}_{-l}^T \mathbf{p}^{(t)}) - \tilde{b}_l^T \mathbf{p}^{(t)} \quad (19d)$$

$\lambda_{\max}(\mathbf{A})$  は  $\mathbf{A}$  の最大固有値を表す.

ここでは、閉形式解を導くために、 $\ell_1$ -ball projection 法の代わりに  $\ell_2$ -ball projection 法 [74][75] を提案する.  $\ell_2$ -ball projection 法は、送信電力を全ての OAM モードに割り当てることができるため、 $\ell_1$ -ball projection 法よりも予測精度が高くなる傾向にある.

[74]では、 $(t+1)$  回目の反復において、最適化問題を以下の凸射影問題に再表現する内点法が提案されている.

$$\min_{\mathbf{p} \geq 0} \|\mathbf{p} - \mathbf{q}\| \quad (20a)$$

$$\mathbf{p}^T \mathbf{1}_L \leq P_{max} \quad (20b)$$

ここで,

$$\mathbf{q} = \frac{\sum_{l \in \mathcal{L}} b_l}{2 \sum_{l \in \mathcal{L}} \xi_l} = [q_0, \dots, q_{L-1}]^T \quad (21)$$

$\ell_1$ -ball projection 法に基づく閉形式解は次のように得られる.

$$p_l^* = \begin{cases} q_l & \text{if } \sum_{l \in \mathcal{L}} q_l \leq P_{max} \\ q_l - \beta & \text{if } \sum_{l \in \mathcal{L}} q_l > P_{max} \end{cases} \quad (22)$$

$$\beta = \frac{1}{\gamma + 1} \left( \sum_{i=0}^{\gamma} [\varphi]^+ - P_{max} \right) \quad (23)$$

$$\gamma = \max_{l \in \mathcal{L}} \left\{ l \left[ [\varphi]^+ - \frac{1}{l+1} (\sum_{k=0}^l [\varphi_k]^+ - P_{max}) \right] > 0 \right\} \quad (24)$$

ここで,  $[a]^+$ は $\max\{a, 0\}$ を表し,  $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_0, \dots, \varphi_{L-1}]^T$ は  $\mathbf{q}$  を降順にソートして得られるベクトルを表す.  $\gamma$ の処理が分かりにくいいためここで簡略化した値を使って解説する. まず初期設定として OAM モード  $\mathbf{L} = [-2, -1, 0, 1, 2]$ それぞれに対して初期の電力割り当て  $\mathbf{p} = [3, 1, 2, 4, 5]$ を行ったとする. 電力総和  $P_{max} \leq 10$ にしたい場合,

1:  $\mathbf{q} = [3, 1, 2, 4, 5]$ を降順に並び替えると  $\boldsymbol{\varphi} = [5, 4, 3, 2, 1]$

$$l = 0 \rightarrow 5 - \frac{1}{1}(5 - 10) = 10 (> 0)$$

$$l = 1 \rightarrow 4 - \frac{1}{2}(9 - 10) = 9/2 (> 0)$$

$$l = 2 \rightarrow 3 - \frac{1}{3}(12 - 10) = 8/3 (> 0)$$

$$l = 3 \rightarrow 2 - \frac{1}{4}(14 - 10) = 1 (> 0)$$

$$l = 4 \rightarrow 1 - \frac{1}{5}(15 - 10) = 0 (\neq 0)$$

$\tau = 3$ となり  $\beta = \frac{1}{\tau+1} (\sum_{i=0}^{\tau} [\varphi_i]^+ - P_{max})$ の計算を行うと

$$\beta = \frac{1}{4}(14 - 10) = 1$$

電力総和  $P_{max} = 15 > 10$ であるためそれぞれの電力割当から  $\beta$ を引く

$$\mathbf{p} = [3 - 1, 1 - 1, 2 - 1, 4 - 1, 5 - 1] = [2, 0, 1, 3, 4]$$

1を繰り返し, 収束する. このような動作を行う.

電力割り当て最適アルゴリズムの流れを以下に示す.

---

Algorithm 1: Optimizing the transmission power allocation algorithm.

---

1: Initialize:  $t := 0, \mathbf{p}^{(0)}$ ;

2: Repeat: Calculate  $\{b_l\}$  and  $\{\xi_l\}$  in  $\mathbf{q}$  with  $\mathbf{p}^{(t)}$  according to (19a) and (19b);

Sort  $\mathbf{q}$  in a descending order; Update  $\mathbf{p}^{(t+1)}$  according to (22);

$t := t + 1$ ;

3: Until:  $|\mathbf{p}^{(t+1)} - \mathbf{p}^{(t)}| < \epsilon_p$

---

#### 4.4 位相シフト最適化アルゴリズム

すべての OAM モードのシステム容量を最大化するために、 $\theta$  を最適化する問題は、次のように定式化できる。

$$\max_{\theta} \sum_{l \in \mathcal{L}} \log_2 \left( 1 + \frac{p_l |\boldsymbol{\theta}^H \bar{\mathbf{w}}_{l,l}|^2}{\sum_{k \neq l} p_k |\boldsymbol{\theta}^H \bar{\mathbf{w}}_{l,k}|^2} \right) \quad (25)$$

$$\bar{\mathbf{w}}_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N_R N_T}} \text{diag} \left( \mathbf{F}_l \mathbf{H}_{l,R} \right) \mathbf{H}_{T,l} \mathbf{F}_l^H, \quad k, l \in \mathcal{L} \quad (26a)$$

$$\mathbf{F}_l^H = \frac{1}{\sqrt{N_T}} [\exp(jl\varphi_{T,0}), \dots, \exp(jl\varphi_{R,N_T})]^T \in \mathbb{C}^{N_T} \quad (26b)$$

$$\mathbf{F}_l = \frac{1}{\sqrt{N_R}} [\exp(jl\varphi_{R,0}), \dots, \exp(jl\varphi_{R,N_R})] \in \mathbb{C}^{N_R} \quad (26c)$$

[10]では、(23)の最適な  $\theta$  を求めるために、反復重み付け MMSE 法が提案されている。(25)を解くアルゴリズムの全体像はアルゴリズム 2 で表される。

$\theta$  と  $\mu$  を固定した場合は

$$\lambda_l = \frac{\sqrt{p_l} \boldsymbol{\theta}^H \bar{\mathbf{w}}_{l,l}}{\sum_{k \in \mathcal{L}} p_k |\boldsymbol{\theta}^H \bar{\mathbf{w}}_{l,k}|^2 + \sigma^2} \quad (27)$$

$\theta$  と  $\lambda$  を固定した場合は

$$\mu_l = 1 + \frac{p_l |\boldsymbol{\theta}^H \bar{\mathbf{w}}_{l,l}|^2}{\sum_{k \in \mathcal{L}} p_k |\boldsymbol{\theta}^H \bar{\mathbf{w}}_{l,k}|^2 + \sigma^2} \quad (28)$$

$\mu$  と  $\lambda$  を固定した場合は

$$\mathbf{R} = \sum_{l \in \mathcal{L}} \left[ \mu_l |\lambda_l|^2 \sum_{k \in \mathcal{L}} p_k \bar{\mathbf{w}}_{l,k} \bar{\mathbf{w}}_{l,k}^H \right] \quad (29)$$

$$\mathbf{r} = -2 \sum_{l \in \mathcal{L}} \mu_l \sqrt{p_l} \lambda_l^H \bar{\mathbf{w}}_{l,k}^H \in \mathbb{C}^M \quad (30)$$

$$\hat{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & \frac{1}{2} \mathbf{r} \\ \frac{1}{2} \mathbf{r}^H & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(M+1) \times (M+1)} \quad (31)$$

位相シフト最適化アルゴリズムを以下に示す.

---

Algorithm 2: Optimizing the IRS's reflecting phase shift Algorithm.

---

1: Initialize:  $t := 0, \boldsymbol{\theta}^{(0)}$ ;

2: Repeat: Update  $\lambda^{(t+1)}$  according to (27) with  $\boldsymbol{\theta}^{(t)}$  ;

Update  $\mu^{(t+1)}$  according to (28) with  $\boldsymbol{\theta}^{(t)}$  ;

Update  $\boldsymbol{\theta}^{(t+1)}$  according to (31) and (32) with  $\lambda^{(t+1)}$  and  $\mu^{(t+1)}$ ;

$t := t + 1$

3: Until:  $|\boldsymbol{\theta}^{(t+1)} - \boldsymbol{\theta}^{(t)}| < \epsilon$

---

電力割り当て最適化アルゴリズムと位相シフト最適化アルゴリズムを組み合わせることで、IRS を用いた OAM 通信システムにおける最適化アルゴリズム

## 4.5 正則化

正則化とは機械学習において、モデルの過学習を抑えるために損失関数（誤差関数）に正則化項を導入する手法で、線形回帰においては平均二乗誤差(最小二乗法)を使うのが一般的である.

$$L(\mathbf{w}) = \sum_{i=1}^n \{y_i - (w_0 + w_1 x_{1i} + \dots + w_n x_{ni})\}^2$$

$$\text{subject to } \sum_{j=1}^p |w_j| \leq t$$

xi:説明変数、yi:目的変数

正則化項(罰則項):モデルの複雑さ（回帰係数の大きさ）にペナルティを科すことで過学習を抑制している

L1 正則化

$$R(\mathbf{w}) = \lambda \sum_{i=1}^n |w_i|$$

L2 正則化

$$R(\mathbf{w}) = \frac{\lambda}{2} \sum_{i=1}^n |w_i|^2$$

$\lambda$ は正則化パラメータで、正則化の強さを調整する

正則化項 $R(\mathbf{w})$ を用いることでパラメータ $\mathbf{w}$ が大きくなりすぎることを抑制しつつモデルに合う $\mathbf{w}$ を決定

$$\mathbf{w} = \underset{\mathbf{w}}{\text{arg min}} \{L(\mathbf{w}) + \lambda R(\mathbf{w})\}$$

正則化の説明をする際に良く使用される図を解説する.

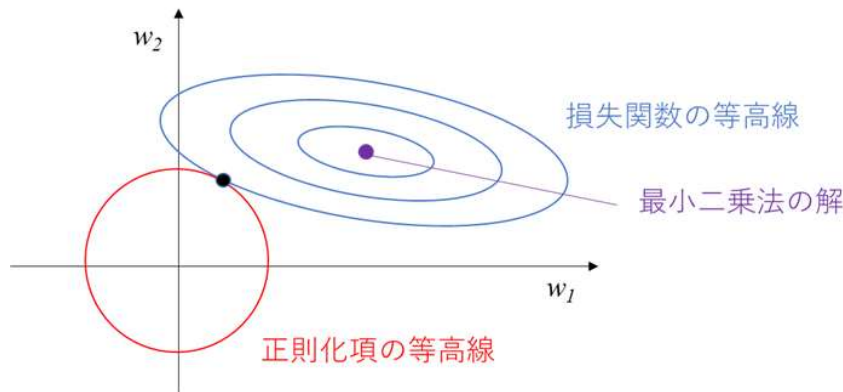


図 5.5.1 損失関数の等高線

上図の例の場合、

前提条件 1 : 2次元説明変数での例であり、横軸縦軸は各説明変数の係数  $w_1, w_2$ 。正則化項は原点から離れるほど大きくなる。

前提条件 2 :  $w_1$  より  $w_2$  の方が目的変数への寄与度大。

前提条件 3 : 図は以下の 3 要素 (最小二乗法の解、損失関数の等高線、正則化項の等高線) に分かれる。

損失関数が同一値 (青い等高線上) であれば、正則化項との和である  $L$  を最小化するためには、「正則化項を最小化する ( $w_1, w_2$ )」が解となる。

損失関数の等高線は寄与度の小さい  $w_1$  方向に横長なため、 $w_2$  方向に変化したとき損失関数が急増

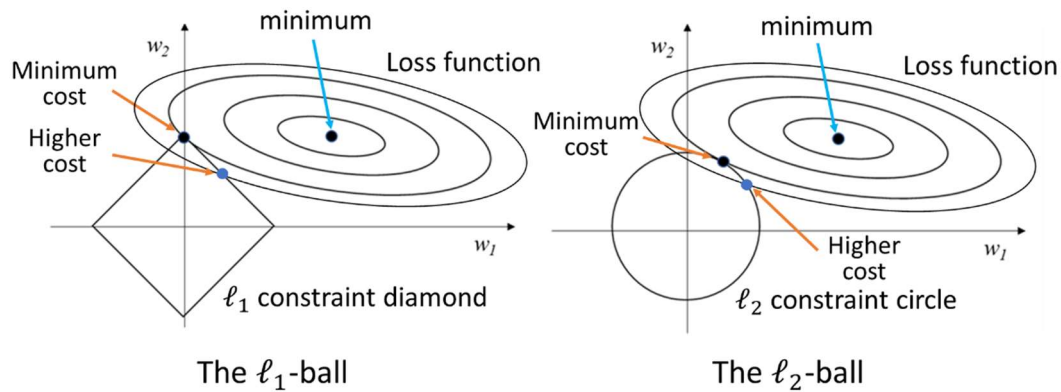


図 5.5.2  $\ell_1$ -ball と  $\ell_2$ -ball 正則化手法

L1 正則化の特徴として長所は多くの重み  $w_i$  が 0 になるため、学習結果が分かりやすく、推定が高速(L2 に比べて 1/20)になる。また強い過学習防止効果が得られ、説明変数  $x_i$  が減って解釈性が向上する。しかし短所として説明変数が減りすぎるため、一部の特徴量  $w_i$  のみが重要なとき

L2 正則化の特徴は全ての特徴量  $w$  が重要だが過学習を防ぎたいときに利用すると良い。

ここで OAM モードごとの電力割り当ての話に戻る。

損失関数

$$L(\mathbf{w}) = \sum_{l=1}^L \left\{ \frac{\mathbf{u}_l}{1 + \mathbf{u}_l^T \mathbf{p}} - \frac{\mathbf{u}_{-l}}{1 + \mathbf{u}_{-l}^T \mathbf{p}} \right\}$$

$$\text{subject to } \sum_{j=1}^L |p_j| \leq P_{max}$$

$\mathbf{p}$ が電力割り当ての重みパラメータ,  $\mathbf{u}_l$ は送信信号への重み付け ( $IDFT * channel_{U_T \rightarrow IRS} * IRS * channel_{IRS \rightarrow U_R} * DFT$ )

$\mathbf{u}_{-l}$ は送信信号への重み付けから OAM モード  $l$ の重みを引いたもの

損失関数は受信信号を取り出す際に雑音となる成分である他の OAM モードからの干渉を最小にした関数である。

## 5.6 提案手法のアルゴリズム

閉形式解を導くために,  $\ell_1$ -ball projection 法の代わりに  $\ell_2$ -ball projection 法[24]を提案する。 $\ell_2$ -ball projection 法は, 送信電力を全ての OAM モードに割り当てることができるため,  $\ell_1$ -ball projection 法よりも予測精度が高くなる傾向にある[25].

[10]では, (t+1)回目の反復において, 最適化問題を以下の凸射影問題に再表現する内点法が提案されている。

$$\min_{\mathbf{p} \geq 0} \|\mathbf{p} - \mathbf{q}\| \quad (20a)$$

$$\mathbf{p}^T \mathbf{1}_L \leq P_{max} \quad (20b)$$

ここで,

$$\mathbf{q} = \frac{\sum_{l \in \mathcal{L}} b_l}{2 \sum_{l \in \mathcal{L}} \xi_l} = [q_0, \dots, q_{L-1}]^T \quad (21)$$

$\ell_1$ -ball projection 法に基づく閉形式解は次のように得られる。

$$p_l^* = \begin{cases} q_l & \text{if } \sum_{l \in \mathcal{L}} q_l \leq P_{max} \\ \frac{q_l}{1 + \beta} & \text{if } \sum_{l \in \mathcal{L}} q_l > P_{max} \end{cases}$$

$$\beta = \frac{1}{\gamma+1} (\sum_{i=0}^{\gamma} \max\{\varphi, 0\} - P_{max})$$

$$\gamma = \max_{l \in \mathcal{L}} \left\{ l \mid \max\{\varphi, 0\} - \frac{1}{l+1} (\sum_{k=0}^l [\varphi_k]^+ - P_{max}) > 0 \right\}$$

#### 4.6 シミュレーション結果

ここでは、SINR とシステム容量の観点から、すべての OAM モードからの IMI 低減方法と比較し、IMI 低減方法の有効性を示す。また、 $\ell_2$ -ball projection 法についても、 $\ell_1$ -ball projection 法と比較することにより、その効果を示す。表 5.6.1 にシステムモデルのパラメータを示す。

表 5.6.1 シミュレーション条件

搬送波周波数 $f_c$	10 GHz	$P_{max}/\sigma^2$	50 dB
アンテナ素子素子数 $N$	8	最大送信電力 $P_{max}$	5 W
OAM多重化数 $L$	5 (0, $\pm 1$ , $\pm 2$ )	絶対公差 $\epsilon$	$10^{-3}$
$U_T, U_R$ の半径	0.6 m	IRSの反射素子数 $M$	256
アンテナゲイン $\beta^2$	15 dB	$U_T - U_R$ 間の距離	40 m
$x_{I,O}$	1 m	$d_y, d_z$	0.06 m

図 5.6.1 において、凡例は以下の通りである。"IMI cancellation + L2-ball" は、電力配分の最適化に  $\ell_2$ -ball プロジェクション法を適用し、IMI 低減を適用することを示す。「IMI 低減 + L1-ball」は、 $\ell_1$ -ball プロジェクション法を適用し、IMI 低減を適用することを示す。「L2-ball」は、IMI 低減を行わず、 $\ell_2$ -ball プロジェクション法を適用することを示す。「L1-ball」は、IMI 低減を行わず、 $\ell_1$ -ball projection 法を適用することを表す。

図 5.6.1 より、 $\ell_1$ -ball projection 法、 $\ell_2$ -ball projection 法ともに IMI 低減を有効に適用することで、システム容量が増加することが確認された。また、IRS を中央に配置した場合、 $\ell_1$ -ball projection 法よりも  $\ell_2$ -ball projection 法を適用した方が効果的に最大容量を達成できることが確認された。

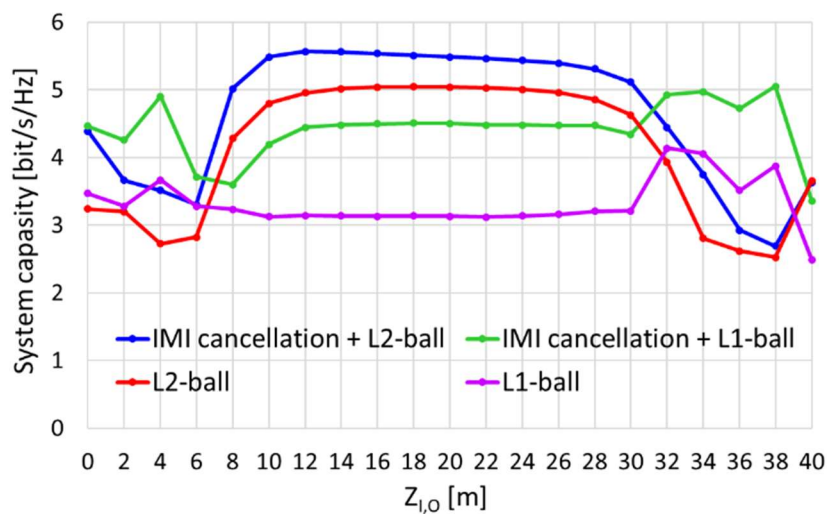


図 5.6.1 z 軸に沿った  $U_T$  と IRS の距離

$U_T$  と IRS, IRS と  $U_R$  の距離が長くなると、発散効果が悪化し、システム容量が制限されるた



めである。これらの結果は、IMI 低減法を適用することで、システム容量が増加することを示している。また、 $\ell_2$ -ball projection 法では、IRS が中央に近いほど、システム容量が増加することが示された。これは OAM の電波が距離に応じて悪化するため、長い距離の通信品質に依存するが、IRS よって OAM 通信の伝送性能劣化を補うことができるからである。

## 第5章 結び

### 5.1 結論及びまとめ

第2章では本研究で使用する技術に関する内容をまとめている。本研究では無線 OAM に焦点を当てているが、関連する分野である光 OAM や光無線 OAM の説明も行なっている。第3章ではシミュレーションモデルを用いたシミュレーション、電磁界シミュレーションソフト HFSS を用いたシミュレーション、実機実験を通して OAM 電波の振幅特性と位相特性の説明を記述している。また OAM 通信システムの性能評価を行うために、信号処理を行い、その際に生じる干渉である OAM モード間干渉を低減する議論を行なっている。第4章では、IRS を用いた OAM 多重化通信システムにおける OAM モード間干渉低減手法を提案している。また、IRS を用いた OAM 通信システムの容量を増加させるために、OAM モードごとの送信電力割り当てを最適化する際に  $\ell_2$ -ball projection 法を提案する。

本論文では、IRS アシスト OAM 通信システムにおいて、IMI 低減法と  $\ell_2$ -ball projection 法により、OAM モードの送信電力配分を最適化することを提案した。IMI 低減法は、最大システム容量を増加させることができることを示す。 $\ell_2$ -ball プロジェクション法は、 $\ell_1$ -ball プロジェクション法に比べて最大システム容量を増加させることができるが、IRS が中央付近に配置されている場合に限られることが示されている。シミュレーションの結果、IMI 低減法と  $\ell_2$ -ball projection 法は IRS が支援する OAM ベースの通信システムに適用でき、NLoS OAM-MIMO 通信システムのシステム容量を増加させることができることが示された。

### 5.2 本研究の改善点、今後の展望

今後の展望としては、送信側 UCA、受信側 UCA、IRS それぞれの素子数や位置、OAM モードなどの伝送システムに応じて、 $\ell_1$ -ball projection 法と  $\ell_2$ -ball projection 法の切り替えについて議論する予定である。また、レイトレーシング法を用いて、周囲のマルチパス環境に応じて IRS の最適配置を検討する予定である。

### 5.3 謝辞

本研究を進めるにあたって研究テーマや方針などのアドバイスを下さった嶋本薫教授や研究室の先輩、後輩、同期への感謝の気持ちをこの場を借りて述べます。ありがとうございました。

## 研究業績

Kosei Ono, Kazutoshi Yoshii, Megumi Saito, Zhenni Pan, Jiang Liu, Shigeru Shimamoto, "Performance Analysis of Intelligent Reflecting Surface-Assisted Orbital Angular Momentum-Based Communication Systems," 2022 24th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 2022.

## 参考文献

- [1] ITU, "M.2083: IMT Vision - "Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond", Recommendation M.2083, Sep. 2015.
- [2] L. Allen, M. W. Beijersbergen, R. J. C. Spreeuw and J. P. Woerdman, "Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes", *Phys. Rev. A*, vol. 45, no. 11, pp. 8185-8189, June. 1992.
- [3] 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 Trans. Wireless Commun.* vol. 16, no. 5, pp. 3151–3161, May 2017.
- [4] W. Jie, Y. Wang, T. Hu, J. Liu, D. Yang and Q. Chen, "Two-ray multipath propagation of MIMO-based OAM radio communications," 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2019, pp. 1-3.
- [5] M. Jian, "NLOS OAM-MIMO Transmission: Misaligned Channel Analysis and Pre-processing Scheme Design," 2020 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC), 2020, pp. 1866-1871, doi: 10.1109/IWCMC48107.2020.9148466.
- [6] B. Thidé, H. Then, J. Sjöholm, et al. "Utilization of photon orbital angular momentum in the low-frequency radio domain," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 99, no. 8, p. 087701, Aug. 2007.
- [7] F. Tamburini, E. Mari, A. Sponselli, F. Romanato, B. Thidé, A. Bianchini, L. Palmieri, C. G. Someda, "Encoding many channels on the same frequency through radio vorticity: first experimental test," *New Journal of Physics*, vol. 14, no. 3, 2012.
- [8] Allen B., Pelham T., Wu Y., Drysdale T., Isakov D., Gamlath C., Stevens C. J., Hilton G., Beach M. A. and Grant P. S. 2019 Experimental evaluation of 3D printed spiral phase plates for enabling an orbital angular momentum multiplexed radio system *R. Soc. open sci.* 6191419191419.
- [9] K. Zhang, W. Cheng, R. Lyu, W. Zhang, H. Zhang and F. Qin, "Sequence Scrambling for Non-Hollow-OAM Based Wireless Communications," *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICC.2019.8761512.
- [10] Y. Yan, G. Xie, et al., "High-capacity millimetre-wave communications with orbital angular momentum multiplexing," *Nature Commun.*, vol. 5, sp. 4876, 2014.
- [11] 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.

- [12] H. Sasaki, Y. Yagi, T. Yamada and D. Lee, "Field Experimental Demonstration on OAM-MIMO Wireless Transmission on 28 GHz Band," 2019 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/GCWkshps45667.2019.9024684.
- [13] H. Sasaki et al., "Experiment on Over-100-Gbps Wireless Transmission with OAM-MIMO Multiplexing System in 28-GHz Band", Proc. 2018 IEEE Global Communication Conf., Dec. 2018.
- [14] E. Sasaki, M. Hirabe, T. Maru and N. Zein, "Pragmatic OAM with polarization multiplexing transmission for future 5G ultra-high capacity radio," 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), 2016, pp. 154-157, doi: 10.1109/EuMC.2016.7824301.
- [15] T. Nguyen, M. Hirabe, H. Miyamoto, R. Zenkyu, M. Uchida and E. Sasaki, "An Experimental Study of High-Capacity Link using Orbital Angular Momentum Mode Multiplexing in E-Band," 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2018, pp. 1-2.
- [16] X. Ge, R. Zi, X. Xiong, Q. Li and L. Wang, "Millimeter wave communications with OAM-SM scheme for future mobile networks", IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol. 35, no. 9, pp. 2163-2177, Sep. 2017.
- [17] T. Hu, Y. Wang, X. Liao, J. Zhang and Q. Song, "OFDM-OAM modulation for future wireless communications", IEEE Access, vol. 7, pp. 59114-59125, 2019.
- [18] W. Cheng, H. Zhang, L. Liang, H. Jing, and Z. Li, "Orbital Angular-Momentum Embedded Massive MIMO: Achieving Multiplicative Spectrum-Efficiency for mmWave Communications," IEEE Access, vol. 6, pp. 2732-2745, 2018.
- [19] S. Gao, W. Cheng, H. Zhang, and Z. Li, "High-Efficient Beam Converging for UCA Based Radio Vortex Wireless Communications," in 2017 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Qingdao, China, Oct. 2017, pp. 1-6.
- [20] W. Zhang, S. Zheng, Y. Chen, X. Jin, H. Chi and X. Zhang, "Orbital angular momentum-based communications with partial arc sampling receiving," IEEE Communications Letters, vol. 20, no. 7, pp. 1381-1384, July 2016.
- [21] C. He, X. Liao, Y. Wang, J. Zhou, J. Zhang, "Capacity Analysis of OAM-MIMO Wireless Channel in an Corridor Multipath Environment," in ICC 2021 - 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), pp. 1-5, Montreal, QC, Canada, June 2021.
- [22] L. Liang, W. Cheng, W. Zhang, H. Zhang, "Joint OAM Multiplexing and OFDM in Sparse Multipath Environments," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 69, no. 4, pp. 3864 - 3878, January 2020.
- [23] R. Chen, H. Du, J. Li, "Indoor Communications with OAM Array," 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), pp. 1 - 5,

Dublin, Ireland, June 2020.

- [24] C. Zhou, X. Liao, Y. Wang, J. Zhou, J. Zhang, "Performance Analysis of UCA-Based Two-path OAM System under Misaligned Conditions," 2020 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops), pp. 59 – 63, Aug. 2020.
- [25] T. Hu, Y. Wang, X. Liao, J. Zhang, "OAM-Based Beam Selection for Indoor Millimeter Wave MU-MIMO Systems," IEEE Comm. Letters, Vo. 25, no. 5, pp. 1702 - 1706,
- [26] W. Jie, Y. Wang, T. Hu, J. Liu, D. Yang and Q. Chen, "Two-ray multipath propagation of MIMO-based OAM radio communications," 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2019, pp. 1-3.
- [27] S. Zheng et al., "Non-Line-of-Sight Channel Performance of Plane Spiral Orbital Angular Momentum MIMO Systems," in IEEE Access, vol. 5, pp. 25377-25384, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2766078.
- [28] J. Zhou, W. Cheng and L. Liang, "OAM Transmission in Sparse Multipath Environments with Fading," ICC 2020 - 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICC40277.2020.9149057.
- [29] M. Jian, "NLOS OAM-MIMO Transmission: Misaligned Channel Analysis and Pre-processing Scheme Design," 2020 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC), 2020, pp. 1866-1871, doi: 10.1109/IWCMC48107.2020.9148466.
- [30] S. Zheng, X. Hui, X. Jin, H. Chi and X. Zhang, "Transmission Characteristics of a Twisted Radio Wave Based on Circular Traveling-Wave Antenna," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 4, pp. 1530-1536, April 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2393885.
- [31] W. Cheng, H. Jing, W. Zhang, Z. Li and H. Zhang, "Achieving Practical OAM Based Wireless Communications with Misaligned Transceiver," ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICC.2019.8761299.
- [32] L. Liang, W. Cheng, W. Zhang, and H. Zhang, "Mode Hopping for Anti-Jamming in Radio Vortex Wireless Communications," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 67, no. 8, pp. 7018–7032, Aug. 2018.
- [33] T. Yuan, H. Wang, Y. Qin, and Y. Cheng "Secure Transmission Aided by Orbital Angular Momentum Jamming with Imperfect CSI", School of Aerospace Engineering Tsinghua University, Beijing, IEEE 978-1-5386-8088-9, 2019.
- [34] T. Yuan, H. Wang, Y. Qin, and Y. Cheng "Electromagnetic Vortex Imaging Using Uniform Concentric Circular Arrays", IEEE antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp1024-1027, March 28, 2016.
- [35] A. M. Yao and M. J. Padgett, "Orbital angular momentum: origins, behavior and applications," Adv. Opt. Photon. 3, 161–204 (2011).
- [36] J. M. Vaughan and D. V. Willetts, "Temporal and interference fringe analysis of TEM01

laser modes,” *J. Opt. Soc. Am.* 73, 1018–1021 (1983)..

[37] A. E. Willner, H. Huang, Y. Yan, “Optical communications using orbital angular momentum beams”, *Advances in Optics and Photonics* 7, 66–106, (2015)

[38] A. M. Yao and M. J. Padgett, “Orbital angular momentum: origins, behavior and applications,” *Adv. Opt. Photon.* 3, 161–204 (2011).

[39] V. Bazhenov, M. V. Vasnetsov, and M. S. Soskin, “Laser-beams with screw dislocations in their wave-fronts,” *JETP Lett.* 52, 429–431 (1990).

[40] N. R. Heckenberg, R. McDuff, C. P. Smith, and A. White, “Generation of optical phase singularities by computer-generated holograms,” *Opt. Lett.* 17, 221–223 (1992).

[41] M. Mirhosseini, O. S. Magaña-Loaiza, C. Chen, B. Rodenburg, M. Malik, and R. W. Boyd, “Rapid generation of light beams carrying orbital angular momentum,” *Opt. Express* 21, 30196–30203 (2013).

[42] N. Yu, P. Genevet, M. A. Kats, F. Aieta, J. P. Tetienne, F. Capasso, and Z. Gaburro, “Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction,” *Science* 334, 333–337 (2011).

[43] E. Karimi, S. A. Schulz, I. D. Leon, V. Qassim, J. Upham, and R. W. Boyd, “Generating optical orbital angular momentum at visible wavelengths using a plasmonic metasurface,” *Light Sci. Appl.* 3, e167 (2014).

[44] Z. Zhao, J. Wang, S. Li, and A. E. Willner, “Metamaterials-based broadband generation of orbital angular momentum carrying vector beams,” *Opt. Lett.* 38, 932–934 (2013).

[45] J. Zeng, X. Wang, J. Sun, A. Pandey, A. N. Cartwright, and N. M. Litchinitser, “Manipulating complex light with metamaterials,” *Sci. Rep.* 3, 2826 (2013).

[46] M. W. Beijersbergen, L. Allen, H. van der Veen, and J. P. Woerdman, “Astigmatic laser mode converters and transfer of orbital angular momentum,” *Opt. Commun.* 96, 123–132 (1993).

[47] S. Oemrawsingh, J. van Houwelingen, E. Eliel, J. P. Woerdman, E. Versteegen, J. Kloosterboer, and G. Hooft, “Production and characterization of spiral phase plates for optical wavelengths,” *Appl. Opt.* 43, 688–694 (2004).

[48] L. Marrucci, E. Karimi, S. Slussarenko, B. Piccirillo, E. Santamato, E. Nagali, and F. Sciarrino, “Spin-to-orbital conversion of the angular momentum of light and its classical and quantum applications,” *J. Opt.* 13, 064001 (2011).

[49] N. Bozinovic, S. Golowich, P. Kristensen, and S. Ramachandran, “Control of orbital angular momentum of light with optical fibers,” *Opt. Lett.* 37, 2451–2453 (2012).

[50] Y. Yan, J. Wang, L. Zhang, J.-Y. Yang, I. M. Fazal, N. Ahmed, B. Shamee, A. E. Willner, K. Birnbaum, and S. J. Dolinar, “Fiber coupler for generating orbital angular momentum modes,” *Opt. Lett.* 36, 4269–4271 (2011).

[51] R. M. Nejad, K. Allahverdyan, C. Brunet, S. LaRochelle and L. A. Rusch, "Experimental study of receiver complexity in OAM-MDM transmission systems", 2016 IEEE Photonics Conference (IPC), pp. 303-304, 2016.

OAMを使用した光通信では、Tbit s<sup>-1</sup>を超える超高スペクトル効率とデータレートが得られています[7]

[52] T. Yuan, H. Wang, Y. Qin, and Y. Cheng "Secure Transmission Aided by Orbital Angular Momentum Jamming with Imperfect CSI", School of Aerospace Engineering Tsinghua University, Beijing, IEEE 978-1-5386-8088-9, 2019.

[53] Yifan Zhao; Jun Liu; Jing Du; Shuhui Li; Yan Luo; Andong Wang; Long Zhu; Jian Wang, "Experimental demonstration of 260-meter security free-space optical data transmission using 16-QAM carrying orbital angular momentum (OAM) beams multiplexing", 2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 11 August 2016.

[54] Z. Wang, R. Malaney, J. Green, "Detecting Orbital Angular Momentum of Light in Satellite-to-Ground Quantum Communications", IEEE Global Communications Conference, 27 February 2020.

[55] Z. Wang, R. Malaney, J. Green, "Satellite-Based Entanglement Distribution using Orbital Angular Momentum of Light", IEEE Global Communications Conference, 21 July 2020.

[56] Runyu Lyu; Wenchi Cheng; Wei Zhang; Fan Qin, "OAM-NFC: A Short-Range High Capacity Transmission Scheme", ICC 2020 - 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC), 27 July 2020.

[57] Yifan Zhao; Jing Xu; Andong Wang; Long Zhu; Weichao Lv; Jian Wang, "Experimental evaluation of underwater wireless optical transmission link employing 4-fold orbital angular momentum (OAM) multicasting", 2017 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC) and Photonics Global Conference (PGC), Aug. 2017

[58] Q. Wu, S. Zhang, B. Zheng, C. You and R. Zhang, "Intelligent Reflecting Surface-Aided Wireless Communications: A Tutorial," in IEEE Transactions on Communications, vol. 69, no. 5, pp. 3313-3351, May 2021.

[59] Q. Wu, X. Zhou and R. Schober, "IRS-Assisted Wireless Powered NOMA: Do We Really Need Different Phase Shifts in DL and UL?," in IEEE Wireless Communications Letters, vol. 10, no. 7, pp. 1493-1497, July 2021, doi: 10.1109/LWC.2021.3072502.

[60] W. Yang, H. Li, M. Li, Y. Liu and Q. Liu, "Channel Estimation for Practical IRS-Assisted OFDM Systems," 2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNCW49093.2021.9419982.

[61] B. Zheng, C. You and R. Zhang, "Fast Channel Estimation for IRS-Assisted OFDM," in IEEE Wireless Communications Letters, vol. 10, no. 3, pp. 580-584, March 2021, doi:



10.1109/LWC.2020.3038434.

[62] Y. Tian, J. Li and S. Yin, "Joint Placement Design and Beamforming in Intelligent Reflecting Surface Assisted Wireless Network," 2021 IEEE 4th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT), 2021, pp. 14-19, doi: 10.1109/ICEICT53123.2021.9531180.

[63] E. Ibrahim, R. Nilsson and J. van de Beek, "On the Position of Intelligent Reflecting Surfaces," 2021 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), 2021, pp. 66-71, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit51104.2021.9482610.

[64] K. Guo, C. Wang, Z. Li, D. W. K. Ng and K. -K. Wong, "Multiple UAV-Borne IRS-Aided Millimeter Wave Multicast Communications: A Joint Optimization Framework," in IEEE Communications Letters, vol. 25, no. 11, pp. 3674-3678, Nov. 2021, doi: 10.1109/LCOMM.2021.3111602.

[65] H. Hashida, Y. Kawamoto and N. Kato, "Intelligent Reflecting Surface Placement Optimization in Air-Ground Communication Networks Toward 6G," in IEEE Wireless Communications, vol. 27, no. 6, pp. 146-151, December 2020, doi: 10.1109/MWC.001.2000142.

[66] H. Lu, Y. Zeng, S. Jin and R. Zhang, "Aerial Intelligent Reflecting Surface: Joint Placement and Passive Beamforming Design With 3D Beam Flattening," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 20, no. 7, pp. 4128-4143, July 2021, doi: 10.1109/TWC.2021.3056154.

[67] H. Hashida, Y. Kawamoto and N. Kato, "Intelligent Reflecting Surface Placement Optimization in Air-Ground Communication Networks Toward 6G," in IEEE Wireless Communications, vol. 27, no. 6, pp. 146-151, December 2020, doi: 10.1109/MWC.001.2000142.

[68] KDDI, 「世界初 電波の反射方向が変えられる液晶メタサーフェス反射板の開発に成功」

<https://www.kddi-research.jp/newsrelease/2021/100702.html>

[69] AGC, 「メタサーフェス技術により窓ガラスの電波レンズ化に世界で初めて成功」

[https://www.agc.com/news/detail/1201960\\_2148.html](https://www.agc.com/news/detail/1201960_2148.html)

[70] NTT ドコモ, 「世界初、6G 時代の超カバレッジの実現に向けたユーザー追従型メタサーフェス制御の実証に成功」

[https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/info/news\\_release/topics\\_211112\\_00.pdf](https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/info/news_release/topics_211112_00.pdf)

[71] Shuhei Saito, "Performance Enhancement of OAM-MIMO Using Successive Interference Cancellation", Waseda University, IEEE 978-1-7281-1217-6/19/\$31.00, 2019.

[72] Hui Tian, "Beam axis detection and alignment for uniform circular array-based orbital

angular momentum wireless communication” , Beijing University of Posts and Telecommunications, IET Journals, ISSN 1751-8628, 2015.

[73] L. Liang, W. Cheng, W. Zhang, H. Zhang, “Joint OAM Multiplexing and OFDM in Sparse Multipath Environments,” IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 69, no. 4, pp. 3864 - 3878, January 2020. (Date of Publication: 15 January 2020)

[74] Y. Li, M. Jiang, G. Zhang, M. Cui, “Achievable Rate Maximization for Intelligent Reflecting Surface-Assisted Orbital Angular Momentum-Based Communication Systems,” in ICC 2021 - 2021 IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 7277 - 7282, Volume: 70, Issue: 7, July 2021.

[75] J. Duchi, S. Shalev-Shwartz, Y. Singer and T. Chandra, " Efficient projections onto the  $l_1$ -ball for learning in high dimensions ", Proc. Int. Conf. Mach. Learn., pp. 272-279, 2008.