

論文 / 著書情報  
Article / Book Information

題目(和文)	球面波関数展開を用いたMIMOシステムのためのアンテナ放射パターン最適設計法
Title(English)	
著者(和文)	新井麻希
Author(English)	Maki Arai
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第10960号, 授与年月日:2018年9月20日, 学位の種類:課程博士, 審査員:阪口 啓,廣川 二郎,高田 潤一,西方 敦博,青柳 貴洋,藤井 輝也
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第10960号, Conferred date:2018/9/20, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

博士学位論文

球面波関数展開を用いた  
MIMOシステムのための  
アンテナ放射パターン最適設計法

東京工業大学大学院  
理工学研究科 電気電子工学専攻  
新井 麻希

2018年8月

# 目次

<b>第1章</b>	<b>序論</b>	<b>10</b>
1.1	研究背景および目的	10
1.2	論文構成	12
1.3	本論文における前提条件	15
1.4	数式記号の定義	16
<b>第2章</b>	<b>MIMO システムのためのアンテナ放射パターン最適設計論</b>	<b>17</b>
2.1	最適設計法と従来設計法	17
2.1.1	最適設計法と従来設計法の内容	17
2.1.2	先行研究紹介とその課題	18
2.1.3	送受両側最適設計	19
2.2	球面波関数展開表現を用いた MIMO システムモデル	20
2.2.1	伝搬路行列	21
2.2.2	角度プロファイル	23
2.2.3	平均通信路容量と伝搬路相関行列	24
2.3	送受両側アンテナ放射パターンの逐次最適化	25
2.3.1	アンテナ実装体積	26
2.3.2	目的関数	27
2.3.3	逐次最適化手順	28
2.3.4	目的関数の収束性	31
2.4	準最適アンテナ放射パターンの導出	31
2.4.1	準最適アンテナ放射パターン	33
2.4.2	アンテナ実装面と最適放射パターンの再現性	34
2.5	まとめ	35
<b>第3章</b>	<b>アンテナ高次モードを用いた MIMO アンテナ放射パターン設計</b>	<b>37</b>
3.1	角度プロファイルが一様な場合のアンテナ放射パターン最適設計	37
3.1.1	先行研究紹介とその課題	37
3.1.2	最適球モード係数行列	42
3.2	アンテナ高次モードの利用	43
3.2.1	高次モード放射パターン	44
3.2.2	放射パターン間の相関係数	44

3.3	アンテナ高次モードによる MIMO 伝送	47
3.3.1	MIMO システムモデル	47
3.3.2	通信路容量	49
3.4	アンテナ設計	51
3.4.1	アンテナ設計条件	51
3.4.2	アンテナ特性測定結果	53
3.5	2 ストリーム伝送実験による動作原理検証	53
3.5.1	実験構成	53
3.5.2	伝搬路測定結果	57
3.6	まとめ	58
<b>第 4 章</b>	<b>低周波 2×2 MIMO システムのアンテナ放射パターン設計</b>	<b>62</b>
4.1	非一様な角度プロファイルに対する放射パターン最適設計	62
4.1.1	先行研究紹介とその課題	62
4.1.2	アンテナ実装面	65
4.1.3	非一様な角度プロファイルの例	65
4.1.4	行列 $\mathbf{Z}$ の導出	69
4.2	最適設計法を用いた数値解析結果	70
4.2.1	数値解析条件	70
4.2.2	目的関数の収束	73
4.2.3	最適アンテナ放射パターン	74
4.2.4	平面構造アンテナの電流分布と準最適アンテナ放射パターン	76
4.2.5	微小ダイポールアンテナアレー構成の場合の励振係数	77
4.2.6	平均通信路容量	82
4.3	周波数のずれに関する検討	85
4.3.1	周波数のずれによる影響	85
4.3.2	球モード係数行列の誤差	85
4.4	まとめ	86
<b>第 5 章</b>	<b>高周波 Massive MIMO システムのためのアンテナ放射パターン設計</b>	<b>88</b>
5.1	非一様な角度プロファイルとなる Massive MIMO システムのアンテナ放射パターン最適設計	88
5.1.1	先行研究紹介とその課題	88
5.1.2	ストリーム数最適化	90
5.1.3	球面構造アンテナ	91
5.1.4	アンテナ構成の比較	92
5.2	従来ハイブリッド BF	93
5.2.1	SU-massive MIMO システムモデル	94
5.2.2	アンテナ構成	95

5.2.3	アナログビームフォーミングウェイト . . . . .	95
5.2.4	各ストリームの受信電力最大化によるビーム選択 . . . . .	97
5.2.5	伝搬路相関行列の行列式最大化によるビーム選択 . . . . .	97
5.3	アンテナ放射パターン最適設計法の適用 . . . . .	98
5.4	数値解析結果: 単一偏波成分のみの場合 . . . . .	99
5.4.1	数値解析条件 . . . . .	99
5.4.2	放射パターン . . . . .	101
5.4.3	伝搬路相関行列 . . . . .	102
5.4.4	最適ストリーム数と平均通信路容量 . . . . .	103
5.5	数値解析結果: 両偏波成分を含む場合 . . . . .	121
5.5.1	数値解析条件 . . . . .	121
5.5.2	放射パターン . . . . .	122
5.5.3	伝搬路相関行列 . . . . .	122
5.5.4	最適ストリーム数と平均通信路容量 . . . . .	123
5.6	まとめ . . . . .	139
<b>第 6 章</b>	<b>結論</b>	<b>140</b>
<b>付録 A</b>	<b>アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現</b>	<b>142</b>
A.1	球面波関数の定義 . . . . .	142
A.1.1	球面波関数 . . . . .	142
A.1.2	遠方界パターン関数 . . . . .	143
A.2	アンテナ放射パターン . . . . .	144
<b>付録 B</b>	<b>フーリエ変換法</b>	<b>146</b>
B.1	アンテナ放射パターンのスペースファクタ . . . . .	146
B.2	線形電流分布とスペースファクタ . . . . .	146
	参考文献	148
	本研究に関する業績	154
	謝辞	155

# 目次

1.1	本論文の構成 . . . . .	12
2.1	最適設計法と従来設計法 . . . . .	18
2.2	角度プロファイルの例 (文献 [13] Fig. 1 より引用) . . . . .	19
2.3	電流分布の計算結果 (文献 [13] Fig. 2 より引用) . . . . .	19
2.4	放射パターンの計算結果 (文献 [13] Fig. 3 より引用) . . . . .	20
2.5	MIMO システムモデル ( $N_t = N_r = 2$ ). . . . .	21
2.6	アンテナ放射パターンの逐次最適化手順 . . . . .	25
2.7	送信側および受信側の放射パターン逐次最適化手順 . . . . .	30
2.8	準最適放射パターンの導出手順 . . . . .	32
2.9	第 $l$ 番目の微小領域 . . . . .	34
2.10	最適設計法計算手順 . . . . .	36
3.1	マルチモードバイコニカルアンテナ (文献 [28] Fig. 1 より引用) . . . . .	38
3.2	マルチモード円形マイクロストリップアンテナ (文献 [28] Fig. 2 より引用) . . . . .	39
3.3	周波数利用効率 (文献 [29] Fig. 6 より引用) . . . . .	40
3.4	リングアンテナにおける第 1 から第 5 までの固有モードの電流分布 (文献 [11] Fig. 2 より引用) . . . . .	41
3.5	直交放射パターンを持つアンテナ素子の例 . . . . .	43
3.6	高次モードアンテナの例 . . . . .	43
3.7	$xy$ 平面の高次モード放射パターンの理論値 ( $\epsilon_r = 1$ ) . . . . .	45
3.8	$xy$ 平面の高次モード放射パターンの理論値 ( $\epsilon_r = 2.17$ ) . . . . .	45
3.9	モード間相関係数 ( $\epsilon_r = 1$ ) . . . . .	46
3.10	モード間相関係数 ( $\epsilon_r = 2.17$ ) . . . . .	47
3.11	散乱体に囲まれた送受信機による MIMO システム . . . . .	48
3.12	アンテナ配置 ( $N = 4$ ) . . . . .	49
3.13	ストリーム数に対する通信路容量 . . . . .	50
3.14	方形マイクロストリップアンテナ構造 . . . . .	51
3.15	各モードのアンテナの電流分布 . . . . .	52
3.16	試作アンテナ . . . . .	52
3.17	1 次モードの反射係数 . . . . .	54

3.18	2次モードの反射係数 . . . . .	54
3.19	1次モードの放射パターン利得 . . . . .	55
3.20	1次モードの放射パターン位相 . . . . .	55
3.21	2次モードの放射パターン利得 . . . . .	56
3.22	2次モードの放射パターン位相 . . . . .	56
3.23	実験構成 (上面図) . . . . .	58
3.24	送信側および受信側の発射波および到来波電力の離散値 . . . . .	59
3.25	アンテナ配置 . . . . .	59
3.26	1次および2次モードアンテナの配置 . . . . .	60
4.1	半波長ダイポールアレーと無限小ダイポールアレー (文献 [10] Fig. 1 より引用) . . . . .	63
4.2	ダイポールアレーの電流分布の振幅と位相の最適解 (文献 [10] Fig. 4 より引用) . . . . .	63
4.3	角度プロファイルの例 (文献 [13] Fig. 7 より引用) . . . . .	64
4.4	電流分布の計算結果 (文献 [13] Fig. 8 より引用) . . . . .	64
4.5	放射パターンの計算結果 (文献 [13] Fig. 9 より引用) . . . . .	65
4.6	平面構造アンテナ実装面 . . . . .	66
4.7	平面構造アンテナ励振源 . . . . .	66
4.8	半波長ダイポールアレー . . . . .	67
4.9	電力角度プロファイルの例 (左側: 水平面, 右側: 垂直面) . . . . .	71
4.10	目的関数の値 (式 (2.39)) . . . . .	74
4.11	最適アンテナ放射パターン ((a)-(c): $\theta$ 偏波成分, (d)-(f): $\phi$ 偏波成分) . . . . .	75
4.12	最適アンテナ放射パターンの球モード係数 . . . . .	76
4.13	第1番目の電流分布係数 (振幅): ( $L=441$ ) . . . . .	78
4.14	第1番目の電流分布係数 (位相): ( $L=441$ ) . . . . .	78
4.15	第2番目の電流分布係数 (振幅): ( $L=441$ ) . . . . .	79
4.16	第2番目の電流分布係数 (位相): ( $L=441$ ) . . . . .	79
4.17	準最適アンテナ放射パターン ((a)-(c): $\theta$ 偏波成分, (d)-(f): $\phi$ 偏波成分): ( $L=441$ ) . . . . .	80
4.18	準最適アンテナ放射パターンの球モード係数: ( $L=441$ ) . . . . .	81
4.19	9素子半波長ダイポールアンテナアレーによる放射パターン (フーリエ変換法) . . . . .	81
4.20	平均通信路容量の比較 . . . . .	84
4.21	設計周波数における球モード係数行列のノルムに対する球モード係数行列の各列ベクトルの最小二乗誤差の和の割合 . . . . .	86
5.1	2次元アクティブアンテナシステムを用いた Massive MIMO (文献 [16] Fig. 1 より引用) . . . . .	89
5.2	Massive MIMO アンテナ構成の例 (文献 [18] Fig. 2 より引用) . . . . .	90

5.3	アンテナ実装面	91
5.4	アンテナ実装面が球面の場合	92
5.5	アンテナ実装面が平面の場合	92
5.6	ハイブリッドBF手順	93
5.7	シングルユーザ Massive MIMO システムモデル	94
5.8	ハイブリッドBFアンテナ構成	96
5.9	フルアレー構成の2次元長方形アレーアンテナ	105
5.10	サブアレー構成の2次元長方形アレーアンテナ	105
5.11	平面パッチアンテナアレーと球面構造アンテナの電流分布の例	106
5.12	アンテナ構成	106
5.13	角度プロファイル ( $\phi$ -平面)	107
5.14	角度プロファイル ( $\theta$ -平面)	107
5.15	受信電力最大化により得たフルアレー構成の放射パターン ( $\phi$ 平面, $N_{\text{UE}} = 4$ )	108
5.16	受信電力最大化により得たフルアレー構成の放射パターン ( $\theta$ 平面, $N_{\text{UE}} = 4$ )	108
5.17	行列式最大化により得たフルアレー構成の放射パターン ( $\phi$ 平面, $N_{\text{UE}} = 4$ )	109
5.18	行列式最大化により得たフルアレー構成の放射パターン ( $\theta$ 平面, $N_{\text{UE}} = 4$ )	109
5.19	サブアレー構成の放射パターン ( $\phi$ 平面, $N_{\text{UE}} = 4$ )	110
5.20	サブアレー構成の放射パターン ( $\theta$ 平面, $N_{\text{UE}} = 4$ )	110
5.21	最適放射パターン ( $\phi$ 平面)	111
5.22	最適放射パターン ( $\theta$ 平面)	111
5.23	平面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\phi$ 平面)	112
5.24	平面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\theta$ 平面)	112
5.25	1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\phi$ 平面)	113
5.26	1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\theta$ 平面)	113
5.27	半球面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\phi$ 平面)	114
5.28	半球面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\theta$ 平面)	114
5.29	最適球モード係数	115
5.30	半球面実装面の場合の球モード係数	115
5.31	1/32-球面実装面の場合の球モード係数	116
5.32	平面実装面の場合の球モード係数	116
5.33	最適ストリーム数	118
5.34	平均通信路容量	119
5.35	各ストリームの平均通信路容量	120
5.36	最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\phi$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	124

5.37	最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\theta$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	125
5.38	最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\phi$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	125
5.39	最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\theta$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	126
5.40	半球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\phi$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	126
5.41	半球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\theta$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	127
5.42	半球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\phi$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	127
5.43	半球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\theta$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	128
5.44	1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\phi$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	128
5.45	1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\theta$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	129
5.46	1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\phi$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	129
5.47	1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\theta$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	130
5.48	平面実装面の場合の準最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\phi$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	130
5.49	平面実装面の場合の準最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\theta$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	131
5.50	平面実装面の場合の準最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\phi$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	131
5.51	平面実装面の場合の準最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\theta$ 平面, 両偏波角度プロファイルの場合)	132
5.52	最適球モード係数 (両偏波角度プロファイルの場合)	132
5.53	半球面実装面の場合の球モード係数 (両偏波角度プロファイルの場合)	133
5.54	1/32-球面実装面の場合の球モード係数 (両偏波角度プロファイルの場合)	133
5.55	平面実装面の場合の球モード係数 (両偏波角度プロファイルの場合)	134
5.56	最適ストリーム数 (両偏波角度プロファイルの場合)	136
5.57	平均通信路容量 (両偏波角度プロファイルの場合)	137
5.58	各ストリームの平均通信路容量 (両偏波角度プロファイルの場合)	138

A.1 球座標系の定義 . . . . .	143
-----------------------	-----

# 表目次

1.1	数式記号の定義 . . . . .	16
3.1	各モードの方形マイクロストリップアンテナの大きさ . . . . .	51
3.2	伝搬路応答の測定値 (周波数 4.85 GHz) . . . . .	60
3.3	計算値および測定値より求めた通信路容量 (周波数 4.85 GHz) . . . . .	60
4.1	数値解析条件 . . . . .	72
4.2	第 1 番目のストリームの励振係数の振幅 [dB] と位相 [deg.] . . . . .	82
4.3	第 2 番目のストリームの励振係数の振幅 [dB] と位相 [deg.] . . . . .	82
4.4	第 1 番目のストリームと第 2 番目のストリームの間の相関係数の絶対値 . . . . .	83
5.1	アナログ BF 構成 . . . . .	93
5.2	アンテナ実装面の例 . . . . .	99
5.3	数値解析条件 . . . . .	100
5.4	角度プロファイルのパラメタ . . . . .	101
5.5	1 番目から 4 番目までのストリームの正規化伝搬路行列 ( $N_{UE} = 4$ ) . . . . .	117
5.6	1 番目から 4 番目までのストリームの正規化伝搬路行列 ( $N_{UE} = 4$ , 両偏波角度プロファイルの場合) . . . . .	135
A.1	動径関数 $z_n^{(c)}(x)$ . . . . .	144

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景および目的

近年、スマートフォンやタブレット端末、ウェアラブルデバイス等の多様な無線通信端末の普及により、時間や場所を問わず様々な情報をやり取りすることが可能となっている。さらに、動画像の高精細化やストレージの大容量化、端末の高機能化に伴い、無線通信端末で扱われるデータ量は増加している。そのため、無線通信の大容量化への需要は高まり続けている [1]。無線通信の大容量化を実現する技術の一つとして、MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 伝送がある [2]-[4]。複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いて、同一時間・周波数において独立な複数のストリームを形成し、周波数利用効率を向上する技術であり、伝搬環境やアンテナ数に応じてダイバーシチ利得と多重化利得を得られることから、アンテナ数に比例して通信路容量を増やすことが出来る。これまでに MIMO 伝送技術が適用された例として無線 LAN IEEE 802.11n [5] や第 4 世代セルラシステム (4G LTE) [6] などが挙げられ、MIMO 伝送技術を取り入れた大容量無線通信システムの規格化や実装が進んでいる。

MIMO 伝送システムにおいて通信路容量を増加させるには、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを適切に設計することが必要である。アンテナを設計するにあたっては、限られたアンテナ実装体積におさまるようアンテナ素子を小さくし、狭い間隔で配置しながらもアンテナ素子間の素子間結合や空間相関を低減するような給電設計や配置設計によりアンテナ性能を劣化させないようにしなければならない。また、伝搬環境やシステムに応じて垂直偏波、水平偏波や円偏波など偏波成分についても設計を行い、ダイバーシチ利得や多重化利得を得ることも必要な場合がある。特に、アンテナ素子間隔を狭くすることで素子間結合や空間相関が高くなってしまいうことから [7]、これらの課題を同時に解決することは難しいと同時に非常に重要である。例えば素子間結合や空間相関を低減するために減結合回路を素子間に挿入するという手法 [8] や、直交偏波を用いて伝搬路を無相関化する手法 [9] が考案されている。また、遺伝的アルゴリズム (GA) を用いてアンテナ素子を微小領域に分割し、各微小領域の電流分布を求めることで最適なアンテナを求める手法 [10] や、Characteristic Mode 解析を用いてあるアンテナ導体上に実現可能な直交した電流分布を導出する手法 [11] も提案されている。これらの解決法は、アンテナ設計課題のうちの素子間結合や空間相関を低減する方法であり、最終的に得られたアンテナがシステムにとって最適なものであるかどうか

は明らかとされていない。アンテナの小型化，素子間結合や空間相関の低減といった複数の設計課題を考慮するため，あるアンテナ実装面を与えた場合に到来波の電力分布(角度プロファイル)に応じてアンテナ実装面上の電流分布を設計する手法が提案されている [12][13]。決まったアンテナ実装面の条件下で互いに直交した放射パターンを得ることで素子間結合，空間相関を低減し，アンテナ性能を最大限に活用するための設計を行うという考え方である。しかし，このような設計法では送信側または受信側のアンテナのみしか考慮されておらず，送信側と受信側が相互に影響を及ぼしあう MIMO システムの特性を最大限に活用するためのアンテナ設計法は未確立である。送信側と受信側が相互に影響を及ぼしあう MIMO システムの性能を最大限に活用するには送信側と受信側を同時に考慮した最適なアンテナ放射パターンとそれを実現するアンテナ電流分布の設計法を明らかにする必要がある。

無線通信システムの多様化が進む現状，そして将来の無線通信システムのさらなる高機能化が進む中で，送信側と受信側が相互に影響を及ぼしあう MIMO システムを考えることに加え，それらの間にある伝搬環境を考慮した設計を行うことも重要である。例えば，第 5 世代セルラシステム (5G) 以降の将来無線通信においては Massive MIMO 伝送と呼ばれる数十，数百以上の多数のアンテナ素子を用いて MIMO 伝送を行う技術 [14][15] の導入が期待される。Massive MIMO 伝送システムで用いられるアンテナの例として，マイクロストリップアンテナ素子を 2 次元に配置した平面アレーアンテナがある。文献 [16] では，マルチユーザ Massive MIMO を実現するために高利得ビームの指向方向を制御し，ユーザごとにビームを向けるような使い方を提案している。文献 [17] では，同一のアンテナアレー構成および給電回路構成を設計しておき，その構成を規則的に複数配置することで多素子アンテナ設計を簡易化することを述べている。また，線形型や円筒型のアレーアンテナも提案されており [18]，伝搬環境に応じてアンテナ素子配置と使用するアンテナ素子を選択するような設計方法が示されている。しかし，これらはいずれも同一素子を規則的に配置するような構成など，アンテナ構成が先にある程度決められた前提の下で素子配置や励振条件の設計を行うという手順により得られた構成であり，同一素子による平面アレー構成や円筒アレー構成がシステムにとって最適であるとは限らない。また，最適でない場合にどの程度理論限界値との差分があるかという点も明らかにされていない。よって，複数の課題を独立に解決するだけでなく，アンテナ素子構成や配置による制約をなくした上で多数の素子に対してシステム特性を最大化する最適な放射パターンおよび電流分布の設計を行い，理論限界値と実用上のアンテナによるシステム特性の差分をどの程度許容するかによって使用するアンテナ構成を設計し，選択することで従来のアンテナ構成よりもシステム特性を改善出来る可能性がある。

以上より，本論文では伝搬環境に応じて通信路容量などのシステム特性を最大化する最適な MIMO アンテナの放射パターンおよび電流分布を設計する手法の提案を目的とする。そして，提案したアンテナ放射パターン最適設計法を用いてシ

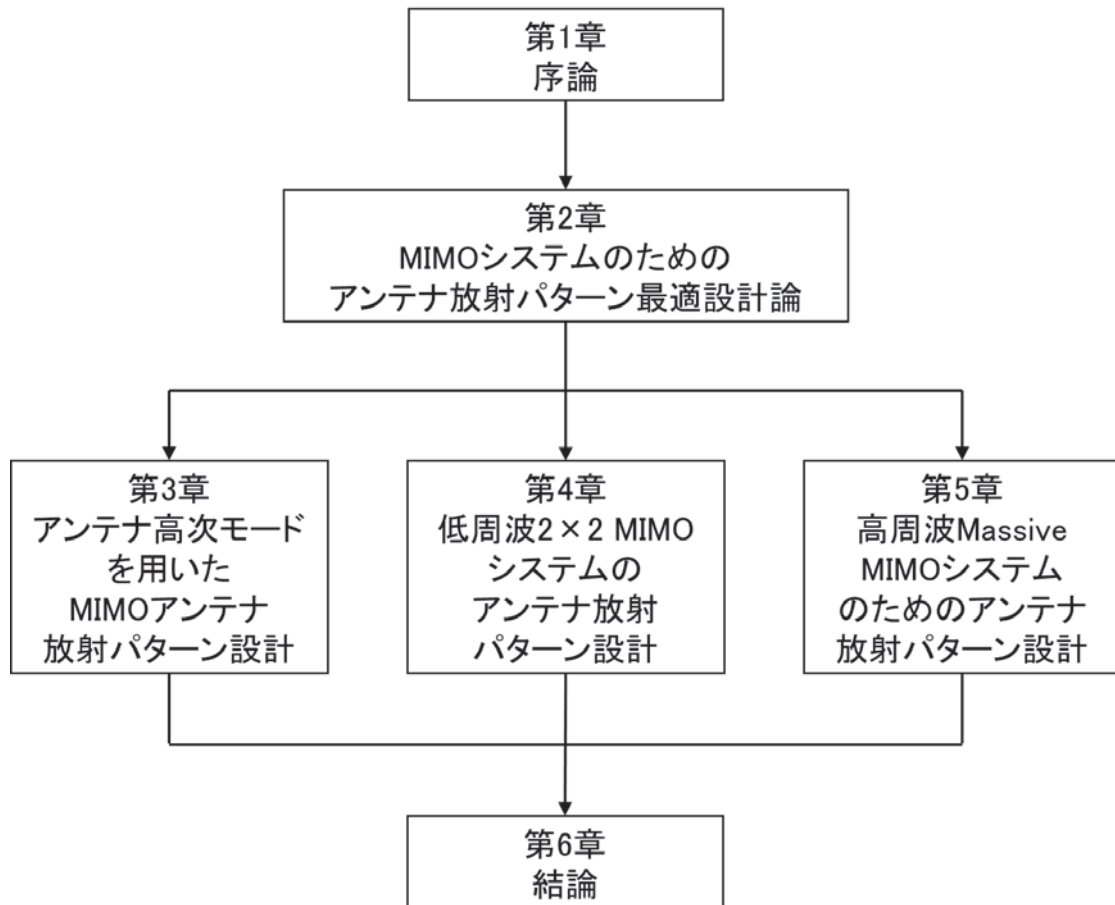


図 1.1: 本論文の構成

システムを想定し，伝搬環境が与えられた場合の最適アンテナ放射パターンの導出結果について示す．得られた最適アンテナ放射パターンを実現するための電流分布を導出し，従来のアンテナ構成を用いた場合と最適設計結果を用いた場合との通信路容量特性の比較を行い，提案手法の通信路容量改善効果について明らかにする．

## 1.2 論文構成

本論文の構成を図 1.1 に示す．

第2章では，MIMO アンテナ放射パターンの最適設計方法論について述べる．アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現を用いて MIMO システムモデルを定義し，送信側および受信側の伝搬環境により定まる結合角度プロファイルに合わせて受信電力最大化および伝搬路相関最小化を同時に考慮し，送信側および受信側の最適アンテナ放射パターンを導出する．得られた最適放射パターンを再現する準最適放射パターンと対応する電流分布をアンテナ実装面の条件をもとに計算す

ることで、従来の規則的なアンテナアレー構成の素子放射パターンや素子配置による放射パターンの自由度の制約をなくしたアンテナ放射パターン設計と電流分布の導出が可能である。

第3章では、角度プロファイルが一様な場合に伝搬路相関を低減する互いに直交した放射パターンを設計することで通信路容量の最大化が可能となることを示す。直交な放射パターンの実現例としてアンテナの高次モードに着目し、数値解析および2ストリーム伝送実験により通信路容量特性の検証を行う。数値解析より、高次モードアンテナの基板の比誘電率が1のときに20ストリームの伝送によりSISO (Single-Input Single-Output) 伝送の4倍の通信路容量を得られることがわかった。また、比誘電率が2.17のときに20ストリームの伝送によりSISO伝送の3.2倍の通信路容量を得られることがわかった。このように、基板の比誘電率が小さいほど放射パターンの直交性が高くなり、通信路容量を改善出来る。また、2ストリーム伝送実験から通信路容量が高次モードを用いた場合は7.48 bps/Hz、従来固有モード伝送の場合は6.30 bps/Hzとなり、高次モード放射パターンの直交性により従来固有モード伝送よりも通信路容量を改善出来ることを確認した。高次モードアンテナを用いることで、角度プロファイルが一様な場合の通信路容量を最大化する互いに直交したアンテナを実現出来、さらには伝搬路が静的な場合に、従来固有モード伝送よりも通信路容量の改善を実現出来る見込みを示した。

第4章では、 $2 \times 2$ MIMO システムのためのアンテナ放射パターンの最適設計を行う。1辺が半波長の大きさの正方形領域をアンテナ実装面とした場合に送信側および受信側の結合角度プロファイルが与えられたときにその角度プロファイルに合わせて平均通信路容量を最大化する最適アンテナ放射パターンと、最適アンテナ放射パターンに最も近い準最適アンテナ放射パターンを導出する。また、準最適放射パターンに対応する電流分布を求める。得られたアンテナ放射パターンを用いた場合に従来の同一実装体積を持つ半波長ダイポールアレーとの通信路容量特性の比較を行い、通信路容量改善効果について確認する。アンテナ放射パターンの最適設計例として、半径  $\sqrt{2}/4$  波長の球をアンテナ実装体積とした場合の最適アンテナ放射パターンと、実装体積内に含まれる一辺の長さが半波長の平面正方形電流分布 (微小アンテナアレーなどにより構成) を用いて実現可能な準最適放射パターンと対応する電流分布を導出した。得られた最適アンテナ放射パターンを用いることで受信 SNR が 15 dB の場合に平均通信路容量を 7.3 bps/Hz 改善、平面正方形電流分布による準最適アンテナ放射パターンを用いることで平均通信路容量を 5.0 bps/Hz 改善出来ることを明らかにした。以上より、角度プロファイルに合わせた放射パターンによる受信電力改善と放射パターンの直交性による伝搬路相関低減の両立により、 $2 \times 2$ MIMO システムの最大2ストリームの伝送であっても平均通信路容量を改善出来ることを明らかにした。

第5章では、シングルユーザ Massive MIMO システムのためのアンテナ放射パターン最適設計について述べる。アンテナ実装体積が大きくなることで実現可能な放射パターンの種類が増えるため、放射パターンの最適化に加えてストリーム

数の最適化も通信路容量特性に大きく影響を及ぼす。従来のハイブリッドビームフォーミング (BF) 構成との通信路容量特性, ストリーム数の違いについて比較を行う。例えば単一偏波成分を持つ角度プロファイルに対しての最適設計を行った場合について述べる。球で定義されるアンテナ実装体積内に含まれ, 曲率の異なる3種類のアンテナ実装面 (平面, 1/32-球面, 半球面) について準最適アンテナ放射パターンを求め, 同一のアンテナ実装体積内に含まれる平面パッチアレーを用いてハイブリッドBFを行った場合との平均通信路容量の比較を行ったところ, 準最適アンテナ放射パターンを用いることで平均通信路容量が従来ハイブリッドBFの3.5倍以上となることを明らかにした。ストリーム数については, フルアレー構成の従来ハイブリッドBFでは伝搬路相関行列の行列式の最大化によりビーム選択を行った場合の最適ストリーム数が20であるのに対し, 準最適放射パターンを求めて用いた場合の最適ストリーム数は23であった。つまり, 同じ伝搬路相関行列の行列式の最大化を目的関数としても, 球面構造アンテナにおいて最適設計法を用いることでストリーム数を増やすことが出来ることがわかった。よって, 最適設計法を用いることで角度プロファイルに合わせ, 互いに直交したアンテナ放射パターンの種類をより多く導出出来, 受信電力の増加, 伝搬路相関の低減, ストリーム数の増加という3つの点から平均通信路容量を改善出来ることを明らかにした。

第6章にて, 本論文の結論を述べる。

発表論文と関連する章の対応関係は下記の通りである。

## 第2章の関連発表論文

- M. Arai, M. Iwabuchi, K. Sakaguchi, and K. Araki, "Optimal Design Method of MIMO Antenna Directivities and Corresponding Current Distributions by Using Spherical Mode Expansion," IEICE Transaction on Communications, Vol.E100-B, No.10, pp.1891-1903, Oct. 2017.

- M. Arai, K. Sakaguchi, and K. Araki, "A Study on Optimal Beam Patterns for Single User Massive MIMO Transmissions," IEICE Transaction on Communications. (Conditional accepted)

## 第3章の関連発表論文

- M. Arai, T. Seki, K. Hiraga, K. Sakamoto, H. Toshinaga, and T. Nakagawa, "Orthogonalized Directional MIMO Transmission Using Higher Order Mode Microstrip Antennas," IEICE Transactions on Communications, Vol.E99-B, pp.48-57, Jan. 2016.

## 第4章の関連発表論文

- M. Arai, M. Iwabuchi, K. Sakaguchi, and K. Araki, "Optimal Design Method of MIMO Antenna Directivities and Corresponding Current Distributions by Using Spherical Mode Expansion," IEICE Transaction on Communications, Vol.E100-B, No.10, pp.1891-1903, Oct. 2017.

## 第5章の関連発表論文

- M. Arai, K. Sakaguchi, and K. Araki, "A Study on Optimal Beam Patterns for Single User Massive MIMO Transmissions," IEICE Transaction on Communications, Vol.E102-B, No.2, pp.-, Feb. 2019. (Accepted).

## 1.3 本論文における前提条件

本論文の検討を行うにあたっての前提条件および想定環境は下記の通りである。

### 送受の結合角度プロファイルについて

最適アンテナ放射パターンの導出を行うにあたり、初期条件として送受両側の結合角度プロファイル(送信側の仰角と方位角, 受信側の仰角と方位角の4つの変数による関数)が必要となる。本論文では、送受信機自身や専用の測定部によりこの結合角度プロファイルのデータが取得されているものとし、ある任意の結合角度プロファイルに対する最適アンテナ放射パターンや、あるアンテナ実装面において放射可能な準最適放射パターンと対応する電流分布の導出手順を示した。

### 最適設計計算処理について

本論文で述べる最適設計法は、初期条件とする角度プロファイルに対応して、対応する最適アンテナ放射パターンや準最適アンテナ放射パターン、電流分布が導出される。この最適設計計算は実際の通信フローとは独立に行われるものとした。例えば、システム内に最適計算処理部を設けておき、あらかじめ取得しておいた角度プロファイルのデータをもとに最適設計計算を行うといった場合が考えられる。よって、実際の通信時の瞬時の角度プロファイル取得やフィードバックは不要とする。

### 隣接セル間干渉について

隣接セル間は時分割または周波数分割が行われており、隣接セル間干渉が抑圧されているものとする。このとき、各セルにおけるアンテナ放射パターン最適設計は独立に行うことが出来る。本論文では隣接セル間干渉がない場合を想定し、単一セルに関しての検討を行った。

### 電流分布の実現例について

第4章にて導出する準最適アンテナ放射パターンに対応した電流分布の実現例として、多数の微小アンテナによるアレー構成を挙げている。このとき、微小アンテナのインピーダンス整合が理想的にとれるものとした。

### 周波数特性について

次章以降にて述べる最適アンテナ放射パターンの設計は狭帯域システムを想定し、ある中心周波数に対しての設計とした。このときの波長を $\lambda_0$ としている。

## 送信電力について

本論文における数値解析では、各ストリームに電力を等分配することを仮定する。よって、1ストリームあたりの送信電力は総送信電力  $P$  をストリーム数  $M$  で割った値とする。

## 1.4 数式記号の定義

本論文では、表 1.1 の定義に従って数式を表記する。

表 1.1: 数式記号の定義

$i$	虚数単位
$x$	スカラ変数
$\mathbf{x}$	ベクトル変数
$\mathbf{X}$	行列変数
$\hat{e}$	$e$ 軸方向の単位ベクトル
$\vec{x}$	ベクトル関数 (Dyadic 表現)
$\vec{\vec{x}}$	二階のテンソル関数 (Dyadic 表現)
$\vec{\mathbf{x}}$	ベクトル関数を各要素とするベクトル
$\vec{\mathbf{X}}$	ベクトル関数を各要素とする行列
$\vec{A} \cdot \vec{B}$	ベクトル関数の内積
$\vec{A} \vec{B}$	各基底方向成分ごとの積
$\vec{A} \otimes \vec{B}$	クロネッカー積
$\mathbb{R}^{n \times m}, \mathbb{C}^{n \times m}$	$n \times m$ 次の実数空間, 複素空間
$x^*$	共役
$\mathbf{X}^T$	転置
$\mathbf{X}^H$	共役転置
$\mathbf{X}^{-1}$	逆行列
$\mathbf{X}^+$	擬似逆行列
$ x $	絶対値
$\sqrt{x}$	平方根
$\lfloor x \rfloor$	実数 $x$ 以下の最大の整数
$\text{diag}[x_1, \dots, x_n]$	$x_1, \dots, x_n$ を対角要素とする行列
$\det(\cdot)$	行列式
$E[\cdot]$	時間平均
$\max\{\cdot\}, \min\{\cdot\}$	最大値, 最小値

## 第2章 MIMOシステムのためのアンテナ放射パターン最適設計論

MIMOシステムでは、送信側のアンテナ放射パターンと伝搬環境が受信側に影響を与え、また受信側のアンテナ放射パターンと伝搬環境が送信側に影響を与え、その結果システム特性が決まる。そのため、送信側および受信側のアンテナ放射パターンの両方を設計することがシステム特性改善のために必要である。このとき、システム特性を最大限に活用するためには、伝搬環境に応じた最適なアンテナ放射パターンを設計することが重要である。しかし、従来のアンテナおよびアンテナ放射パターン設計法においてはアンテナ形状や配置に対しての設計に留まり、得られたアンテナ放射パターンは最適であるとは限らない。そこで、アンテナ形状や配置の制約をなくし、伝搬環境に応じた最適なアンテナ放射パターンを設計するための方法について提案する。また、得られた最適アンテナ放射パターンを実現するための電流分布の導出法についても述べる。

### 2.1 最適設計法と従来設計法

#### 2.1.1 最適設計法と従来設計法の内容

まず、本論文において提案するアンテナ放射パターン最適設計法と従来設計法との違いについて述べる。最適設計法では、通信路容量の最大化など、MIMOシステム特性が最大となるようなアンテナ放射パターンを設計することを目的とする。図 2.1 に最適設計法と従来設計法の内容を示す。

従来設計法では、アンテナの大きさや配置のしやすさ、実装コストなどから定まるアンテナ実装面に対してアンテナ素子形状を決定する。そして素子間結合の低減などの設計により各素子の放射パターンが決まる。その後、伝搬環境に応じたMIMOウェイトを決定し、アレーでの放射パターンが決まる。この手順を、受信電力や通信路容量の最大化など、目的関数に従って許容出来る解が得られるまで繰り返し行う。しかし、このような設計手順ではアンテナ素子形状、各素子の電流分布および放射パターン、配置、MIMOウェイトの範囲により得られるアンテナ放射パターンの自由度に制約が生じる上に、その制約の下での解であるために得られた解が伝搬環境にとって最適であるとは限らない。例えば、文献[19]の第8章に記載されるような共相励振アンテナでは、各素子への給電位相が線形的

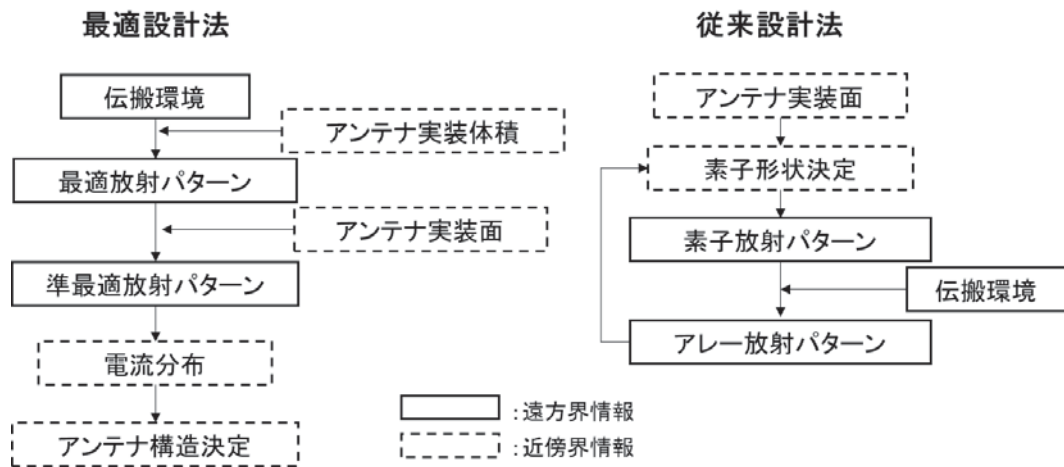


図 2.1: 最適設計法と従来設計法

に定義され、特定の方向への電波が強め合うため主要ビームの中央にヌルを持つパターンを表すことは出来ないなどの制約がある。

## 2.1.2 先行研究紹介とその課題

アンテナを設計する際、伝搬環境との整合を取ることで通信特性を最大化するという検討がなされてきた。Glazunov らは文献 [47] において、到来波角度プロファイルの球面波関数展開 [20] を行い、各モードの係数（本論文における球モード係数）に対し、共役となるようにアンテナ放射パターンの球面波関数展開した際の各モードの係数を設定することで平均実効利得 (Mean effective gain: MEG) が最大となることを明らかにしている。しかし、アンテナの構造については角度プロファイルを球面波関数展開した球モード係数の共役となるような放射パターンを持つ理想的なアンテナという言及に留まり、アンテナの構造や電流分布については明らかにされていない。また、複数ストリームを送信または受信する場合に相関を低減するために球モード係数ベクトルが直交するとよいと言及しているが、送信側および受信側を含む MIMO システムとしての通信特性最大化に関しては未検討である。

Quist らは文献 [12][13] において、角度プロファイルを球面波関数展開した球モード係数と整合を取ることで平均通信路容量が最大化出来ることを示しつつ、球モード係数とアンテナ電流分布の関係性より、角度プロファイルの球モード係数から、それと整合するアンテナ電流分布を直接導出する方法について明らかにしている。解析例として、一辺の長さが 1 波長である平板導体上の電流分布を求めた結果が示されている。図 4.3 に対して、得られた最適な平板導体上アンテナ電流分布および放射パターンは図 4.4, 4.5 であり、第 1 の放射パターンは角度プロファイルと同一の方向にピークを持ち、第 2 から第 4 の放射パターンはそれに直交するように

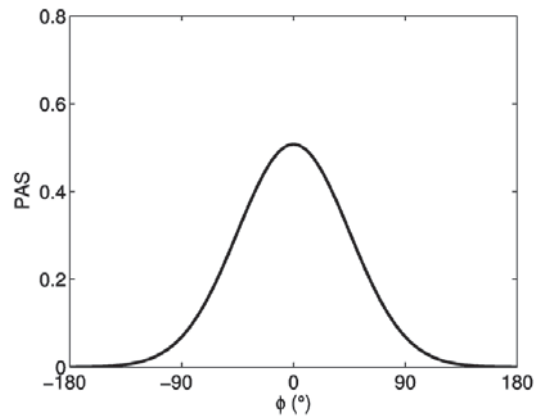


図 2.2: 角度プロファイルの例 (文献 [13] Fig. 1 より引用)

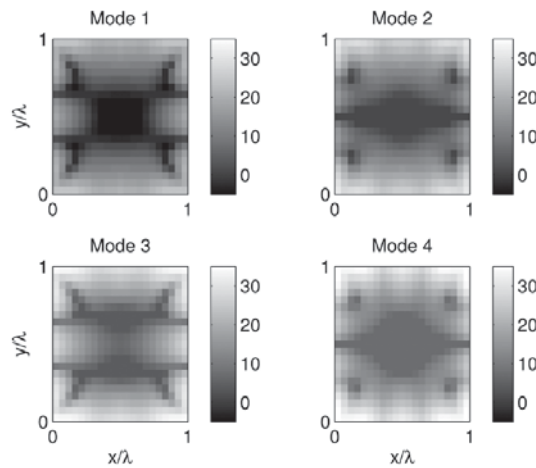


図 2.3: 電流分布の計算結果 (文献 [13] Fig. 2 より引用)

角度プロファイルのピーク方向にヌルを形成することが分かる。これにより、ストリーム間の相関を低減することが出来、MIMO システムのダイバーシチ利得改善が可能であることを示した。一方で、送信側および受信側を含む MIMO システムとしての通信特性最大化に関して未検討である。また、アンテナ構造自体の選択に関しては未検討であり、どのようなアンテナ実装面であれば最適放射パターンに近い放射パターンを実現出来るのか、平面で十分なのか否かといった点についても検討する必要がある。

### 2.1.3 送受両側最適設計

そこで、最適設計法として、アンテナ形状や配置を決めず、アンテナ素子が存在しうるアンテナ実装体積を条件とし、伝搬環境に応じた最適アンテナ放射パターン設計を先に行うことで従来の制約をなくし、伝搬環境に対して必要なアンテナ

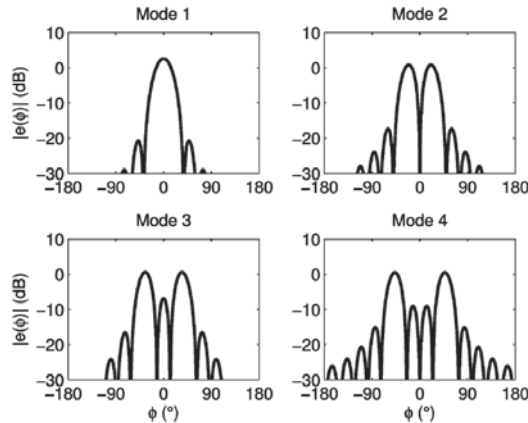


図 2.4: 放射パターンの計算結果 (文献 [13] Fig. 3 より引用)

構造の導出を行うことを考える。図 2.1 の提案法のフローを見ると、まず遠方界の情報を決定し、順に近傍解の情報に落とし込んでいることがわかる。このように先に最適放射パターンを導出し、アンテナ実装面により実現可能で最適放射パターンに最も近い放射パターン (準最適放射パターン) を求める手法を OBPB (Optimal Beam Projection Beamforming) 法と呼ぶこととする。

実際のシステムにて提案設計法を用いる場合、瞬時の制御に用いるのではなく、あらかじめ推定、測定などを行った既知の伝搬情報を分類し分類ごとに最適放射パターンを計算しておき、必要となるアンテナ構造や MIMO ウェイトを用意し、状況に応じて放射パターンを選択し、切り替えるためのデータベース作成に利用可能である。このような使い方をする場合に、どのような情報から放射パターンを求めるのか、またどのような手順で計算するのかについて次節以降で述べる。

## 2.2 球面波関数展開表現を用いた MIMO システムモデル

最適設計法を行う上で用いる MIMO システムモデルについて説明する。本システムモデルにおいては、単一セルについて考えることとし、隣接セル間干渉は生じないものとする。このようなモデルは、実際の環境においては時分割多重や周波数分割多重などにより隣接セル間干渉が抑制されている場合に相当する。最適設計法では、アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現 [20] を用いる。これにより、アンテナ放射パターンや伝搬路応答の角度方向成分や偏波成分を球モード係数ベクトルに置き換え、アンテナ放射パターン関数の設計を線形演算により球モード係数を設計する問題へと置き換えることが出来る。アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現における球面波関数の定義やアンテナ実装体積と球面波関数展開のモード数の関係については付録 A に記載した。

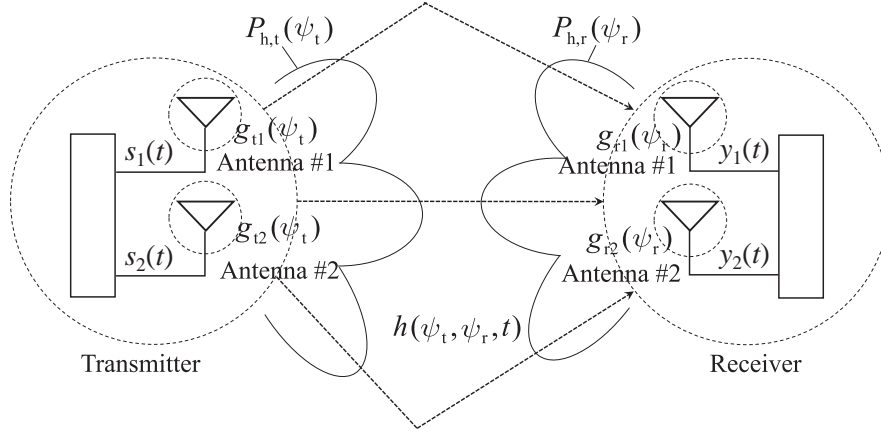


図 2.5: MIMO システムモデル ( $N_t = N_r = 2$ ).

### 2.2.1 伝搬路行列

図 2.5 に  $N_t \times N_r$  MIMO システムモデルを示す. 発射角および到来角は仰角と方位角をまとめて  $\psi_t = (\theta_t, \phi_t)$ ,  $\psi_r = (\theta_r, \phi_r)$  と定義する. 送信アンテナ放射パターン  $\vec{g}_t \in \mathbb{C}^{N_t}$ , 受信アンテナ放射パターン  $\vec{g}_r \in \mathbb{C}^{N_r}$  をそれぞれ下記のように定義する.

$$\vec{g}_t(\psi_t) = [\vec{g}_{t1}(\psi_t), \dots, \vec{g}_{tN_t}(\psi_t)]^T \quad (2.1)$$

$$\vec{g}_r(\psi_r) = [\vec{g}_{r1}(\psi_r), \dots, \vec{g}_{rN_r}(\psi_r)]^T \quad (2.2)$$

ここで  $\vec{g}_{tn}(\psi_t) (n_t = 1, \dots, N_t)$  は第  $n_t$  番目の送信アンテナ放射パターンであり,  $\vec{g}_{rn}(\psi_r) (n_r = 1, \dots, N_r)$  は第  $n_r$  番目の受信アンテナ放射パターンである. これらの放射パターンは式 (A.4) と (A.5) によって定まる  $\theta$  および  $\phi$  偏波成分を持つ. またそれぞれの放射パターンは偏波成分ごとに下記のように正規化されているとする.

$$\int_{\psi_t} |g_{tv}(\psi_t)|^2 d\psi_t = 1 \quad (\text{for } v = 1, \dots, N_t) \quad (2.3)$$

$$\int_{\psi_r} |g_{ru}(\psi_r)|^2 d\psi_r = 1 \quad (\text{for } u = 1, \dots, N_r) \quad (2.4)$$

送信側および受信側のアンテナ放射パターンの球面波関数展開表現は次のよう

になる。

$$\vec{g}_t(\theta, \phi) = \sum_{j_t=1}^{J_t} q_{j_t} \vec{k}_{j_t}(\theta, \phi) = \mathbf{q}_t^T \vec{\mathbf{k}}_t(\theta, \phi) \quad (2.5)$$

$$\mathbf{q}_t = [q_{t1}, \dots, q_{tJ_t}]^T \quad (2.6)$$

$$\vec{\mathbf{k}}_t(\theta, \phi) = [\vec{k}_1(\theta, \phi), \dots, \vec{k}_{J_t}(\theta, \phi)]^T \quad (2.7)$$

$$\vec{g}_r(\theta, \phi) = \sum_{j_r=1}^{J_r} q_{j_r} \vec{k}_{j_r}(\theta, \phi) = \mathbf{q}_r^T \vec{\mathbf{k}}_r(\theta, \phi) \quad (2.8)$$

$$\mathbf{q}_r = [q_{r1}, \dots, q_{rJ_r}]^T \quad (2.9)$$

$$\vec{\mathbf{k}}_r(\theta, \phi) = [\vec{k}_1(\theta, \phi), \dots, \vec{k}_{J_r}(\theta, \phi)]^T \quad (2.10)$$

$J_t, J_r$  はそれぞれ送信側，受信側の球モード数である。これはアンテナ放射パターンを線形結合表現で表す際の遠方界パターン関数の種類であり，アンテナ実装体積によって定まる。ストリーム数  $M$  のときの送信側および受信側アンテナ放射パターンベクトルは次のように表される。

$$\vec{\mathbf{g}}_t(\psi_t) = \mathbf{Q}_t^T \vec{\mathbf{k}}_t(\psi_t) \quad (2.11)$$

$$\mathbf{Q}_t = [\mathbf{q}_{t1}, \dots, \mathbf{q}_{tM}] \quad (2.12)$$

$$\vec{\mathbf{g}}_r(\psi_r) = \mathbf{Q}_r^T \vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r) \quad (2.13)$$

$$\mathbf{Q}_r = [\mathbf{q}_{r1}, \dots, \mathbf{q}_{rM}] \quad (2.14)$$

受信信号ベクトル  $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{C}^{N_r}$  を送信アンテナ放射パターンおよび受信アンテナ放射パターンにより下記のように定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \int_{\psi_r} \int_{\psi_t} \vec{\mathbf{g}}_r(\psi_r) \cdot \vec{h}(\psi_t, \psi_r, t) \cdot \vec{\mathbf{g}}_t^T(\psi_t) d\psi_t d\psi_r \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{H}(t) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (2.15)$$

ここで， $\mathbf{H}(t) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  はアンテナ放射パターンを含む伝搬路行列， $\mathbf{s}(t) \in \mathbb{C}^{N_t}$  は送信信号ベクトルである。雑音ベクトル  $\mathbf{n}(t) \in \mathbb{C}^{N_r}$  は  $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_{N_r}(t)]^T$  および  $\mathbf{E}[\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t)] = P_n \mathbf{I}_{N_r}$  と定義する。ただし， $\mathbf{I}_{N_r}$  は  $N_r \times N_r$  単位行列である。送信電力を  $P = \mathbf{E}[\mathbf{s}^H(t) \mathbf{s}(t)]$  とし，各ストリームで等分配することを仮定する。

$\vec{h}(\psi_t, \psi_r, t)$  は送信側および受信側の偏波成分を含むチャネル応答であり，二重矢印記号は下記のように送信側の  $\theta_t, \phi_t$  および受信側  $\theta_r, \phi_r$  の偏波成分を有するベクトル関数であることを示す。

$$\vec{h}(\psi_t, \psi_r, t) = h_{\theta_t \theta_r}(t) \hat{\theta}_t \hat{\theta}_r + h_{\theta_t \phi_r}(t) \hat{\theta}_t \hat{\phi}_r + h_{\phi_t \theta_r}(t) \hat{\phi}_t \hat{\theta}_r + h_{\phi_t \phi_r}(t) \hat{\phi}_t \hat{\phi}_r \quad (2.16)$$

式 (2.15) と式 (2.11), (2.13) より，アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現

を用いた伝搬路行列は下記のようになる。

$$\begin{aligned}\mathbf{H}(t) &= \int_{\psi_r} \int_{\psi_t} \vec{\mathbf{g}}_r(\psi_r) \cdot \vec{h}(\psi_t, \psi_r, t) \cdot \vec{\mathbf{g}}_t^T(\psi_t) d\psi_t d\psi_r \\ &= \mathbf{Q}_r^T \int_{\psi_r} \int_{\psi_t} \vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r) \cdot \vec{h}(\psi_t, \psi_r, t) \cdot \vec{\mathbf{k}}_t^T(\psi_t) d\psi_t d\psi_r \mathbf{Q}_t\end{aligned}\quad (2.17)$$

よって、伝搬路行列は角度方向成分を持つ部分と、球モード係数の部分に分離出来ることがわかり、設計対象は球モード係数行列となる。

## 2.2.2 角度プロファイル

MIMO システムにおいて、送信側と受信側が相互に作用し、受信側の到来波角度プロファイルは送信アンテナ放射パターンに依存し、その逆も同様に送信側の発射波電力角度プロファイルは受信アンテナ放射パターンに依存する。よって、下記に示すような送信側および受信側の双方を考慮した結合角度プロファイルにより伝搬環境を定義する必要がある。送信側の  $\hat{\theta}_t, \hat{\phi}_t$  間、受信側の  $\hat{\theta}_r, \hat{\phi}_r$  間は直交であることから、各偏波成分方向の単位ベクトルの積は下記のような関係にある。

$$\mathbf{e} = [\hat{\theta}_t \hat{\theta}_r, \hat{\theta}_t \hat{\phi}_r, \hat{\phi}_t \hat{\theta}_r, \hat{\phi}_t \hat{\phi}_r]^T \quad (2.18)$$

$$\mathbf{e}\mathbf{e}^H = \mathbf{I}_4 \quad (2.19)$$

よって、結合角度プロファイルは下記のように定義される。

$$\begin{aligned}\vec{P}_h(\psi_t, \psi_r) &= \mathbb{E} \left[ \left| \vec{h}(\psi_t, \psi_r, t) \right|^2 \right] \\ &= \mathbb{E} [ |h_{\theta_t \theta_r}(t)|^2 ] \hat{\theta}_t \hat{\theta}_r + \mathbb{E} [ |h_{\theta_t \phi_r}(t)|^2 ] \hat{\theta}_t \hat{\phi}_r \\ &\quad + \mathbb{E} [ |h_{\phi_t \theta_r}(t)|^2 ] \hat{\phi}_t \hat{\theta}_r + \mathbb{E} [ |h_{\phi_t \phi_r}(t)|^2 ] \hat{\phi}_t \hat{\phi}_r \\ &= P_{h, \theta_t \theta_r}(\psi_t, \psi_r) \hat{\theta}_t \hat{\theta}_r + P_{h, \theta_t \phi_r}(\psi_t, \psi_r) \hat{\theta}_t \hat{\phi}_r \\ &\quad + P_{h, \phi_t \theta_r}(\psi_t, \psi_r) \hat{\phi}_t \hat{\theta}_r + P_{h, \phi_t \phi_r}(\psi_t, \psi_r) \hat{\phi}_t \hat{\phi}_r\end{aligned}\quad (2.20)$$

さらに交差偏波比  $XPR_{\theta_t \phi_r}(\psi_t, \psi_r), XPR_{\phi_t \theta_r}(\psi_t, \psi_r)$  を用いることで下記のように表現出来る。

$$\begin{aligned}\vec{P}_h(\psi_t, \psi_r) &= (1 - XPR_{\theta_t \phi_r}(\psi_t, \psi_r)) P_{h, \theta_t}(\psi_t, \psi_r) \hat{\theta}_t \hat{\theta}_r \\ &\quad + XPR_{\theta_t \phi_r}(\psi_t, \psi_r) P_{h, \theta_t}(\psi_t, \psi_r) \hat{\theta}_t \hat{\phi}_r \\ &\quad + XPR_{\phi_t \theta_r}(\psi_t, \psi_r) P_{h, \phi_t}(\psi_t, \psi_r) \hat{\phi}_t \hat{\theta}_r \\ &\quad + (1 - XPR_{\phi_t \theta_r}(\psi_t, \psi_r)) P_{h, \phi_t}(\psi_t, \psi_r) \hat{\phi}_t \hat{\phi}_r\end{aligned}\quad (2.21)$$

$$P_{h, \theta_t}(\psi_t, \psi_r) = P_{h, \theta_t \theta_r}(\psi_t, \psi_r) + P_{h, \theta_t \phi_r}(\psi_t, \psi_r) \quad (2.22)$$

$$P_{h, \phi_t}(\psi_t, \psi_r) = P_{h, \phi_t \theta_r}(\psi_t, \psi_r) + P_{h, \phi_t \phi_r}(\psi_t, \psi_r) \quad (2.23)$$

結合角度プロファイルを送信側または受信側で周辺化することで送信側、受信側の角度プロファイルを得る.

$$\begin{aligned}\vec{P}_{h,r}(\psi_r) &= \mathbb{E} \left[ \int_{\psi_t} \left| \vec{h}(\psi_t, \psi_r, t) \right|^2 \vec{g}_t^T(\psi_t) \vec{g}_t(\psi_t) d\psi_t \right] \\ &= \int_{\psi_t} \vec{P}_h(\psi_t, \psi_r) \vec{g}_t^T(\psi_t) \vec{g}_t(\psi_t) d\psi_t,\end{aligned}\quad (2.24)$$

$$\begin{aligned}\vec{P}_{h,t}(\psi_t) &= \mathbb{E} \left[ \int_{\psi_r} \left| \vec{h}(\psi_t, \psi_r, t) \right|^2 \vec{g}_r^T(\psi_r) \vec{g}_r(\psi_r) d\psi_r \right] \\ &= \int_{\psi_r} \vec{P}_h(\psi_t, \psi_r) \vec{g}_r^T(\psi_r) \vec{g}_r(\psi_r) d\psi_r\end{aligned}\quad (2.25)$$

伝搬環境として角度プロファイルを用いることにより、発射角方向と到来角方向の情報を含む形で伝搬路を表現することが出来、各角度方向ごとの利得を設計し、アンテナ放射パターンとして導出することが可能となる。このとき、球面波関数を基底として放射パターンを表すことにより、球面波関数の各モードをどれだけ使えばよいのかを算出し、それらの線形結合であるアンテナ放射パターンを解とすることで角度方向とストリームごとに逐一利得を計算するのではなく一度に全ての角度方向かつ全てのストリームの利得を算出することが可能となる。

### 2.2.3 平均通信路容量と伝搬路相関行列

$N_t \times N_r$  MIMO システムの瞬時の通信路容量は下記のように求められる [2].

$$\bar{C} = \mathbb{E} \left[ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \gamma_0 \mathbf{H}(t) \mathbf{H}^H(t) \right) \right] \quad (2.26)$$

ここで、 $\gamma_0 = P_s/P_n$  は送信電力と雑音電力の比である。  $P_s = P/N_{\min}$  はストリームあたりの送信電力であり、  $N_{\min} = \min\{N_t, N_r\}$  をストリーム数とし、電力は全てのストリームに等分配されると仮定する。受信側の伝搬路相関行列  $\bar{\mathbf{R}}_{c,r} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$  は下記で定義される。

$$\bar{\mathbf{R}}_{c,r} = \mathbb{E} \left[ \mathbf{H}(t) \mathbf{H}^H(t) \right] \quad (2.27)$$

そして、SNR (signal-to-noise ratio) が十分に大きいときには平均通信路容量は伝搬路相関行列により以下のように表せる [21].

$$\bar{C} \propto \log_2 \left( \det \bar{\mathbf{R}}_{c,r} \right) \quad (2.28)$$

よって、平均通信路容量の特性は伝搬路相関行列に依存することがわかる。これは送信側についても同様である。次節にて述べるように本論文では平均通信路容量を最大化する放射パターンを最適とする。最適解を求めるために送信側および受信側の伝搬路相関行列を用いて計算を行う。

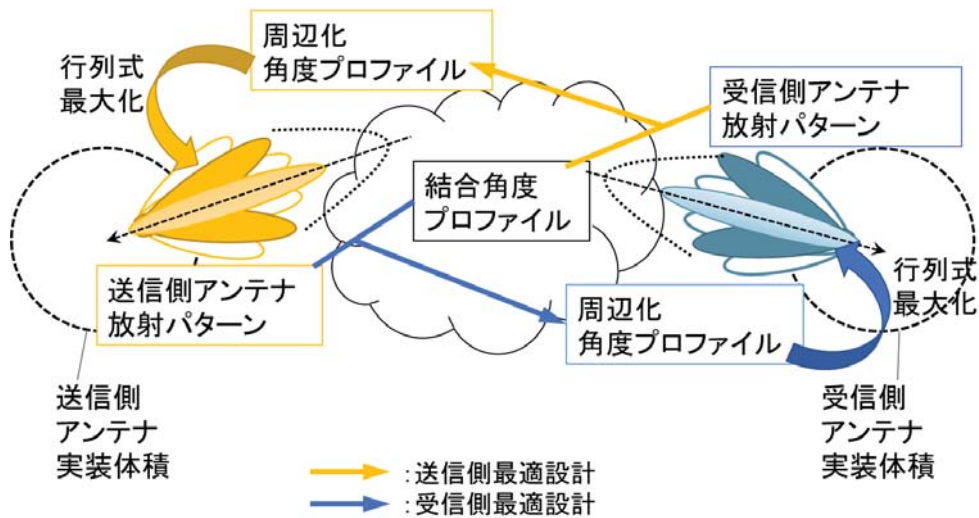


図 2.6: アンテナ放射パターンの逐次最適化手順

## 2.3 送受両側アンテナ放射パターンの逐次最適化

最適設計法の手順について、伝搬環境から最適放射パターンを求める手順と、アンテナ実装面に応じて最適放射パターンに最も近い準最適放射パターンを求める手順という2段階に分けて説明する。まず、伝搬環境から最適放射パターンを求める手順について述べる。瞬時の放射パターン制御ではなく、伝搬環境の統計量に応じた放射パターンの選択と切り替えを行うことを想定し、伝搬路情報の統計量をはじめに与える条件とする。そして伝搬路情報の統計量をもとにした目的関数を定義し、最適アンテナ放射パターンを導出する。このとき、放射パターンそのものではなく式(2.11)、(2.13)に示す球モード係数行列を設計することで、従来のMIMOウェイトを導出するような行列演算により複数ストリームの最適放射パターンを一度に求めることが出来る。

図2.6に送受両側アンテナ放射パターン逐次最適化手順を示す。伝搬路情報の統計量として、角度および偏波方向の成分を持つ発射波および到来波の電力角度分布(角度プロファイル)を用いる。目的関数として、長時間平均をとったシステムの通信路容量最大化を考える。送信側の放射パターンを含み送信側で周辺化した角度プロファイルに対して平均通信路容量を最大化する受信側の放射パターンを計算し、得られた受信側の放射パターンを含み受信側で周辺化した角度プロファイルに対して平均通信路容量を最大化する送信側放射パターンを導出する。この2種類の計算を交互に行い、目的関数が収束したときの放射パターンを最適解とする。

### 2.3.1 アンテナ実装体積

伝搬環境を表す角度プロファイルという情報に加え，アンテナ実装体積を条件として与え，最適設計を行う．アンテナ実装体積として，図 2.6 のように半径  $r_0$  の球を用い，球内の電流分布を波源として放射パターンが生じる．アンテナ実装体積を先に定める理由として，無線装置におけるアンテナが占める空間には限りがあるためである．アンテナ開口面によって実現可能な最小ビーム幅，最大アンテナ利得が決まるように，アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現においてはアンテナ実装体積に応じて何番目のモードまでの球面波関数および遠方界パターン関数を用いてもよいかが決まる．送信側および受信側のアンテナ実装体積を表す球半径  $r_{t0}, r_{r0}$  に対して用いる球面波関数，遠方界パターン関数の個数 (球モード数) は下記の通りである．

$$N_{t0} = \lfloor k_0 r_{t0} \rfloor + n_{t1} \quad (2.29)$$

$$J_t = 2N_t(N_t + 2) \quad (2.30)$$

$$N_{r0} = \lfloor k_0 r_{r0} \rfloor + n_{r1} \quad (2.31)$$

$$J_r = 2N_r(N_r + 2) \quad (2.32)$$

ここで， $n_{t1}, n_{r1}$  はモード打ち切りを補正する値であり，例えば補正値を 10 とする場合 [53] があり，より多くのモードまで用いて計算を行うことで実際の放射パターンと，放射パターンを球面波関数展開した結果の誤差を低減するために導入される．

しかし，本論文の最適設計法では，アンテナ実装体積を条件として与え，その実装体積内で実現可能な放射パターンを求めたい．アンテナ実装体積を条件として与えない場合，無限個のモードの球面波関数を使用した設計が可能となり，それを実現するには無限の大きさのアンテナが必要となってしまう，非現実的である．また，補正値を用いて多くのモード数を用いて計算を行った場合も，実装体積内の電流分布のみでは放射パターンが再現出来なくなる可能性もある．そのため，アンテナ実装体積より決まる最低限のモード数を条件とし，その条件の下で出来る限り角度プロファイルに合わせて目的関数に従った放射パターン設計を行う必要がある．よって，本論文の最適放射パターンを導出する計算においては，補正値を  $n_{t1}, n_{r1}$  を 0 として計算を行う．これにより，あらかじめ決めたアンテナ実装体積において実現しやすい (例えばビーム幅が開口面に対して狭くなりすぎない) 放射パターンを導出することが出来る．また，最適放射パターンをもとに電流分布および準最適アンテナ放射パターンを求める際も同様に補正値を 0 として最低限のモード数を用いて計算を行う．

### 2.3.2 目的関数

目的関数として、平均通信路容量の最大化を考える。このとき、式 (2.27) より平均通信路容量は SNR が十分に大きい場合、伝搬路相関行列の行列式に関連することがわかる。よって、下記のように平均通信路容量の最大化は伝搬路相関行列の行列式の最大化に置き換えることが出来る。

$$\begin{aligned} \max \bar{C} &\Leftrightarrow \max \text{Inf } \bar{C} \\ &\Leftrightarrow \max \log_2 (\det \bar{\mathbf{R}}_{c,r}) \\ &\Leftrightarrow \max \det \bar{\mathbf{R}}_{c,r} \end{aligned} \quad (2.33)$$

伝搬路相関路行列の球面波関数展開表現は下記のようになる。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_{c,r} &= \text{E} \left[ \int_{\psi_r} \int_{\psi_t} (\vec{\mathbf{g}}_r(\psi_r) \cdot \vec{h}(\psi_t, \psi_r, t) \cdot \vec{\mathbf{g}}_t^T(\psi_t)) \right. \\ &\quad \left. (\vec{\mathbf{g}}_t^*(\psi_t) \cdot \vec{h}^*(\psi_t, \psi_r, t) \cdot \vec{\mathbf{g}}_r^H(\psi_r)) d\psi_t d\psi_r \right] \\ &= \int_{\psi_r} \int_{\psi_t} \vec{\mathbf{g}}_r(\psi_r) \cdot (\vec{\mathbf{g}}_t^T(\psi_t) \cdot \vec{P}_h(\psi_t, \psi_r) \cdot \vec{\mathbf{g}}_t^*(\psi_t)) \\ &\quad \cdot \vec{\mathbf{g}}_r^H(\psi_r) d\psi_t d\psi_r \\ &= \int_{\psi_r} \vec{\mathbf{g}}_r(\psi_r) \cdot \vec{P}_{h,r}(\psi_r) \cdot \vec{\mathbf{g}}_r^H(\psi_r) d\psi_r \end{aligned} \quad (2.34)$$

式 (2.11), (2.13) を式 (2.34) に代入することで、伝搬路相関行列の球面波関数展開表現を求めると、

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_{c,r} &= \mathbf{Q}_r^T \int_{\psi_r} \vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r) \cdot \vec{P}_{h,r}(\psi_r) \cdot \vec{\mathbf{k}}_r^H(\psi_r) d\psi_r \mathbf{Q}_r^* \\ &= \mathbf{Q}_r^T \mathbf{R}_r \mathbf{Q}_r^* \end{aligned} \quad (2.35)$$

$\mathbf{R}_r \in \mathbb{C}^{J \times J}$  は受信側の球モード相関行列と呼び、受信側の角度プロファイル  $\vec{P}_{h,r}(\psi_r)$  と遠方界パターン関数  $\vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r)$  により計算出来る。上式より、伝搬路相関行列は受信側の球モード相関行列と球モード係数行列による二次形式となることがわかり、この性質を用いて最適な受信アンテナ放射パターンの導出を行う。送信アンテナ放射パターンについても同様に、送信側の球モード相関行列  $\mathbf{R}_t$  と球モード係数ベクトルの二次形式となる送信側伝搬路相関行列より最適化を行うことが出来る。よって目的関数は下記の通りである。

$$\max \bar{\mathbf{R}}_{c,r} = \max \mathbf{Q}_r^T \mathbf{R}_r \mathbf{Q}_r^* \quad (2.36)$$

伝搬路相関行列の行列式の最大化が意味することは受信電力の最大化と伝搬路相関最小化の両立である。伝搬路相関行列の対角成分が各ストリームの受信電力を表し、対角成分が大きくなるほど行列式が大きくなる。また、伝搬路相関行列

の非対角成分が伝搬路相関を表し、非対角成分が小さくなるほど行列式が大きくなる。例えば、角度プロファイルが一様な場合、放射パターン電力が規格化されているとすると受信電力は一定なので、伝搬路相関最小化のみを考えればよい。一方、角度プロファイルが非一様な場合、放射パターンに応じて各ストリームの受信電力も変化するため受信電力の最大化と伝搬路相関最小化の両方を同時に考慮する必要がある。

### 2.3.3 逐次最適化手順

前節の平均通信路容量および伝搬路相関行列の行列式の関係(式(2.33))より、平均通信路容量の最大化はすなわち伝搬路相関行列の行列式の最大化と等しくなる。よって伝搬路相関行列の行列式を最大化する球モード係数を求め、その球モード係数に対応した放射パターンを最適とする。本節では受信側の放射パターンを求める場合について述べるが、送信側に置き換えても同様の手法が成り立つ。式(2.35)を式(2.33)に代入することで、球モード係数行列  $\mathbf{Q}_r$  を制御することで伝搬路相関行列の行列式を最大化することが可能である。伝搬路相関行列は整半正定値行列であるので、式(2.35)に示されるように球モード係数行列を用いて固有値展開が可能である。このとき、 $|\mathbf{q}_1|^2 = \dots = |\mathbf{q}_{N_r}|^2 = 1$  とする。伝搬路相関行列の行列式の最大値はアダマールの不等式 [22] より下記のように求められる。

$$\max \det \bar{\mathbf{R}}_{c,r} = \max \det(\mathbf{Q}_r^T \mathbf{R}_r \mathbf{Q}_r^*) \leq \prod_{j=1}^{N_r} (\mathbf{q}_{rj}^T \mathbf{R}_r \mathbf{q}_{rj}^*) \quad (2.37)$$

等号成立条件は、 $\mathbf{q}_{ri}^T \mathbf{R}_r \mathbf{q}_{rj}^* = 0$  ( $i \neq j$ ) を満たすときである。よって、伝搬路相関行列の行列式を最大化するベクトルは球モード相関行列  $\mathbf{R}_r$  の第1から第  $N_r$  番目の固有ベクトルにより実現出来る。

$$[\mathbf{u}_{r1}, \dots, \mathbf{u}_{rN_r}] = \arg \max \det(\mathbf{Q}_r^T \mathbf{R}_r \mathbf{Q}_r^*) \quad (2.38)$$

$$\mathbf{q}_{r1}^*, \dots, \mathbf{q}_{rN_r}^*$$

ゆえに伝搬路相関行列の行列式の最大値は下記の通りである。

$$\begin{aligned} \max \det \bar{\mathbf{R}}_{c,r} &= \max \det(\mathbf{Q}_r^T \mathbf{R}_r \mathbf{Q}_r^*) \\ &= \prod_{j=1}^{N_r} (\mathbf{u}_{rj}^H \mathbf{R}_r \mathbf{u}_{rj}) = \prod_{j=1}^{N_r} \lambda_{rj} \end{aligned} \quad (2.39)$$

$\lambda_j$  ( $j = 1, \dots, J$ ) は球モード相関行列  $\mathbf{R}_r$  の固有値であり、下記により定義される。

$$\mathbf{R}_r = \mathbf{U}_r \mathbf{\Lambda}_r \mathbf{U}_r^H, \quad (2.40)$$

$$\mathbf{\Lambda}_r = \text{diag} [\lambda_{r1}, \dots, \lambda_{rJ}], \quad (2.41)$$

$$(\lambda_{rj} \geq \lambda_{r(j+1)} \geq 0, \text{ for } j = 1, \dots, J-1)$$

$$\mathbf{U}_r = [\mathbf{u}_{r1}, \dots, \mathbf{u}_{rJ}] \quad (2.42)$$

ここで、 $\mathbf{U}_r \in \mathbb{C}^{J \times J}$  は固有ベクトル行列である。以上より、伝搬路相関行列の行列式を最大化する最適放射パターンに対応した球モード係数ベクトル  $\mathbf{Q}_{r,\text{opt}} \in \mathbb{C}^{J \times N_r}$  は第1から第  $N_r$  番目に大きい固有値に対応した固有ベクトルの共役である。

$$\mathbf{Q}_{r,\text{opt}} = [\mathbf{u}_{r1}^*, \dots, \mathbf{u}_{rN_r}^*] \quad (2.43)$$

よって、最適アンテナ放射パターンは最適球モード係数  $\mathbf{Q}_{r,\text{opt}}$  を用いて下記のように求められる。

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{g}}_r(\psi_r) &= \mathbf{Q}_{r,\text{opt}}^T \vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r) \\ &= [\mathbf{u}_{r1}^H \vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r), \dots, \mathbf{u}_{rN_r}^H \vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r)]^T \end{aligned} \quad (2.44)$$

得られた最適球モード係数ベクトルを代入すると下記のように対角成分が行列  $\mathbf{R}_r$  の固有値となり直交化される。

$$\mathbf{U}_r^H \mathbf{R}_r \mathbf{U}_r = \mathbf{\Lambda}_r \quad (2.45)$$

このとき、異なるストリームに対応した放射パターンの間には下記のような直交性が成り立つ。

$$\mathbf{u}_{ri}^H \mathbf{R}_r \mathbf{u}_{rj} = 0 \quad (i \neq j) \quad (2.46)$$

$$\Leftrightarrow \mathbf{u}_{ri,\text{opt}}^H \int_{\psi_r} \vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r) \cdot \vec{P}_h(\psi_r) \cdot \vec{\mathbf{k}}_r(\psi_r)^H d\psi_r \mathbf{u}_{rj,\text{opt}} = 0 \quad (i \neq j) \quad (2.47)$$

つまり、異なるストリームに対応した放射パターンは角度プロファイルで重み付けられた直交性を持つ。

送信側や受信側のどちらか一方のみの放射パターン最適化を行う場合、伝搬路相関行列の行列式を最大化する目的関数の計算を1回行うことにより最適な放射パターンを得ることが出来る。しかし、一般的な MIMO システムでは送信側と受信側の伝搬環境が相互に影響しあうことから、双方の放射パターンを最適に設計し、制御する必要がある。そこで、図 2.7 のように送信側および受信側の放射パターンを交互に解が収束するまで計算することで、送受両側の放射パターンを最適化することを考える。送信側と受信側の双方の伝搬環境情報を含む結合角度プロファイルは理想的に推定出来たものとし、与えられた結合角度プロファイルに合わせて平均通信路容量を最大化する最適な送信および受信アンテナ放射パターンを逐次計算手法により導出する。提案する図 2.7 において角度プロファイルの推定を繰り返す必要はなく、球モード係数の導出のみを繰り返し演算する。

まず、送信側で球モード係数の初期値  $\mathbf{Q}_t^{(0)}$  を決定する。そして、 $\mathbf{Q}_t^{(0)}$  の情報を含む周辺化角度プロファイルを計算し、式 (2.40) と (2.43) により受信側の球モード係数行列  $\mathbf{Q}_r^{(1)}$  を計算する。同様にして  $\mathbf{Q}_r^{(2n-1)}$ 、 $\mathbf{Q}_t^{(2n)}$  の情報を含む周辺化角度プロファイルを計算し、送信側と受信側の球モード係数行列  $\mathbf{Q}_t^{(2n)}$ 、 $\mathbf{Q}_r^{(2n+1)}$  を交互に

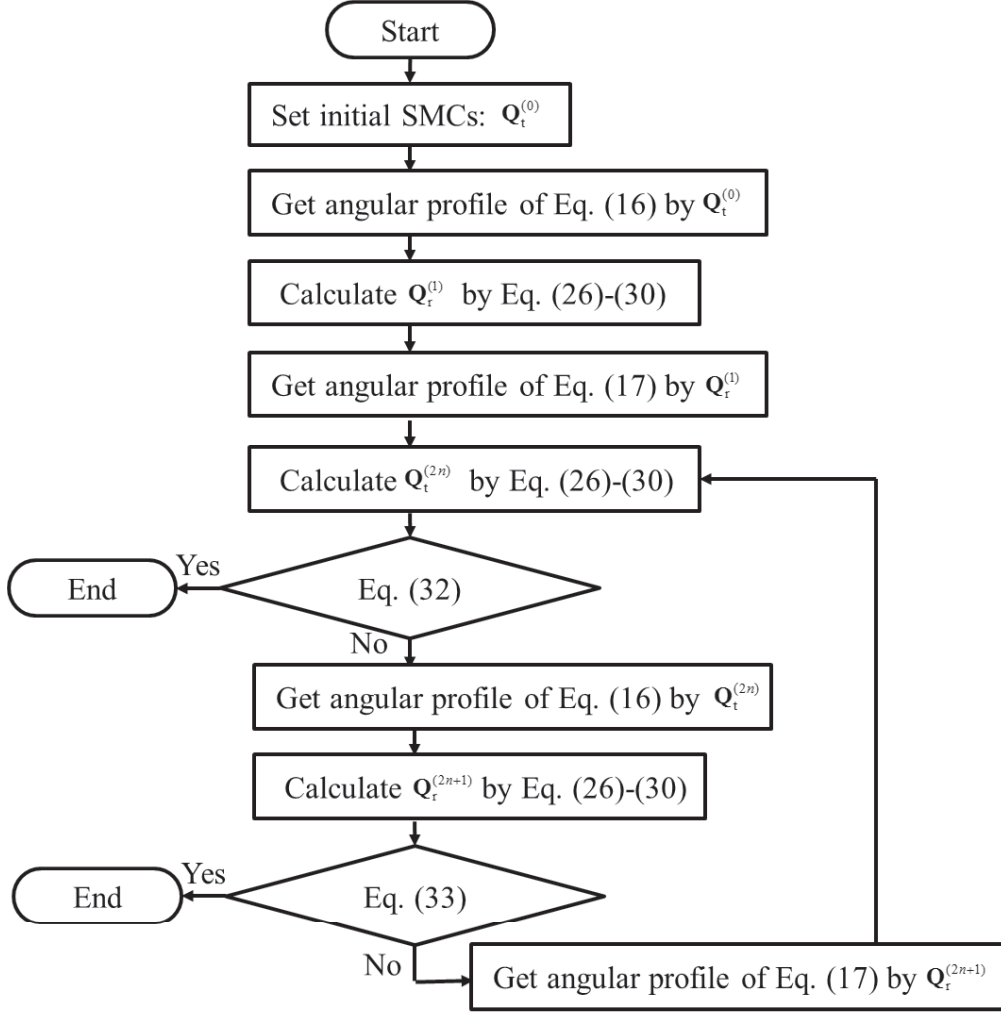


図 2.7: 送信側および受信側の放射パターン逐次最適化手順

導出する．以上の計算を目的関数の値，つまり伝搬路相関行列の行列式の値が収束するまで繰り返し行う．

$$|\det \bar{\mathbf{R}}_{c,t}^{(2n)} - \det \bar{\mathbf{R}}_{c,r}^{(2n-1)}| < \epsilon \quad (2.48)$$

$$|\det \bar{\mathbf{R}}_{c,r}^{(2n+1)} - \det \bar{\mathbf{R}}_{c,t}^{(2n)}| < \epsilon \quad (2.49)$$

ここで  $\epsilon$  は収束を判定するための許容差分である．以上のような送信側および受信側の球モード係数の繰り返し演算を逐次最適化と呼び，繰り返し演算を行っても行列式の値が変わらないとみなせたときを最適解とし送信側と受信側の最適アンテナ放射パターンを同時に決定することが出来る．

$$\lim_{itr \rightarrow \infty} |\det \bar{\mathbf{R}}_{c,t}^{(itr+1)} - \det \bar{\mathbf{R}}_{c,r}^{(itr)}| = 0 \quad (2.50)$$

### 2.3.4 目的関数の収束性

伝搬路相関行列の行列式の値の収束性について示す．まず，伝搬路相関行列の行列式は有限のストリーム数により定まり，有限個の固有値の積として表せることから有界である．

次に，行列式の単調増加性について述べる．球モード係数行列の初期値を  $\mathbf{Q}_t^{(0)}$  とする．第  $2n+1$  回目 ( $n \geq 0$ ) の最適化計算にて，球モード係数行列  $\mathbf{Q}_t^{(2n)}$  と角度プロフィールにより定まる球モード相関行列  $\mathbf{R}_t$  の固有ベクトルの共役として  $\mathbf{Q}_t^{(2n+1)}$  を得る．ここで，球モード係数行列  $\mathbf{Q}_t^{(2n+1)}$  と角度プロフィールにより定まる球モード相関行列  $\mathbf{R}_{t,h}$  を用いて下記のように表現出来る．

$$\mathbf{Q}_t^{(2n+1)\text{T}} \mathbf{R}_t \mathbf{Q}_t^{(2n+1)*} = \mathbf{Q}_t^{(2n)\text{T}} \mathbf{R}_t^{(2n+1)} \mathbf{Q}_t^{(2n)*} \quad (2.51)$$

このとき，球モード相関行列は下記のように固有値分解され，第  $2n+2$  回目の最適化計算にて球モード係数行列  $\mathbf{Q}_t^{(2n+2)}$  を得る．

$$\mathbf{R}_t^{(2n+1)} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^{\text{H}} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} \det \mathbf{Q}_t^{(2n+2)\text{T}} \mathbf{R}_t^{(2n+1)} \mathbf{Q}_t^{(2n+2)*} &= \det \mathbf{Q}_t^{(2n+2)\text{T}} \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^{\text{H}} \mathbf{Q}_t^{(2n+2)*} \\ &\leq \prod_{m=1}^M \lambda_m^{(2n+1)} \end{aligned} \quad (2.53)$$

となり， $\mathbf{Q}_t^{(2n+2)} = \mathbf{U}^*$  と定めることで等号が成立し，行列式最大となる．よって，式 (2.51) と式 (2.52) より

$$\begin{aligned} \det \mathbf{Q}_t^{(2n)\text{T}} \mathbf{R}_t^{(2n+1)} \mathbf{Q}_t^{(2n)*} &\leq \prod_{m=1}^M \lambda_m^{(2n+1)} \\ &= \det \mathbf{U}^{\text{H}} \mathbf{R}_t^{(2n+1)} \mathbf{U} \end{aligned} \quad (2.54)$$

となり，第  $2n+2$  回目の計算時の行列式は第  $2n+1$  回目の計算時の行列式以上となる．第  $2n+3$  回目と第  $2n+2$  回目の場合でも同様に表せることから第  $2n+3$  回目の計算時の行列式は第  $2n+2$  回目の計算時の行列式以上となる．よって，伝搬路相関行列の行列式は広義に単調増加である．以上より，伝搬路相関行列の行列式は有界かつ広義に単調増加であることから試行回数を重ねることである値に収束することがわかる．

## 2.4 準最適アンテナ放射パターンの導出

前節において最適放射パターンを導出する手順について述べた．本節では，図 2.8 に示すような，得られた最適アンテナ放射パターンからアンテナ実装体積に含まれるアンテナ実装面において最適放射パターンに最も近い放射パターン (準最適

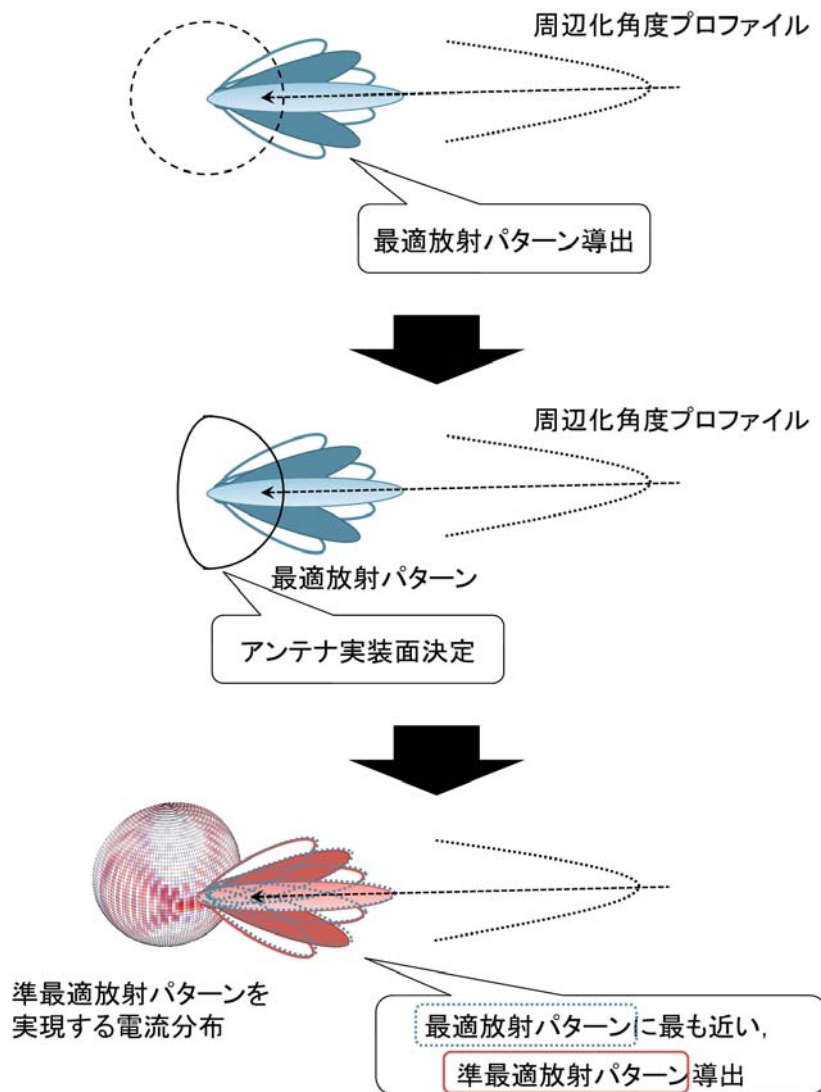


図 2.8: 準最適放射パターンの導出手順

放射パターン)を導出手順について述べる。図 2.8 に示すようにアンテナ形状ではなくアンテナ周囲の環境から求めた最適アンテナ放射パターンをもとに実際のアンテナ実装面において実現可能な準最適放射パターンを導出することで、アンテナ実装面という条件付きでシステム特性を最大限に引き出すための設計が可能となる。

## 2.4.1 準最適アンテナ放射パターン

一般に  $\mathbf{q}_m^{\text{opt}}$  を有する放射パターンに対応したある面上の電流分布は下記の積分方程式を解くことで求められる。

$$\mathbf{q}_m^{\text{opt}} = \int_V \vec{J}_m(r, \theta, \phi) \cdot \vec{\mathbf{f}}(r, \theta, \phi) dV \quad (2.55)$$

このとき  $\mathbf{q}_m^{\text{opt}} \in \mathbb{C}^{J \times 1}$  は第  $m$  番目の最適放射パターンの球モード係数 (Spherical mode coefficients, SMCs) ベクトル,  $\vec{J}_m(r, \theta, \phi)$  は第  $m$  番目のアンテナ実装体積  $V$  の表面 (アンテナ実装面) 上の電流分布,  $\vec{\mathbf{f}}(r, \theta, \phi) \in \mathbb{C}^{J \times 1}$  は位置  $(r, \theta, \phi)$  における定在波を表す球面調和関数である。ガラーキン法により式 (2.55) を線形方程式として解くことが出来る。球座標系上の位置  $r, \theta, \phi$  の関数である電流分布を  $L$  個の微小領域の電流の和とみなし, 微小領域内の電流を  $\vec{a}_l \vec{b}_l(r, \theta, \phi)$  と表す。このとき,  $\vec{a}_l$  を電流分布係数,  $\vec{b}_l(r, \theta, \phi)$  を基底関数と呼ぶ。基底関数は下記のように各微小領域同士で互いに直交するように定義する。

$$\vec{b}_l(r, \theta, \phi) = b_l(r)\hat{r} + b_l(\theta)\hat{\theta} + b_l(\phi)\hat{\phi}, \quad (2.56)$$

$$\int_{V_0} b_l(u)b_r(u)dV_0 = \delta_{lr}, \quad (\text{for } u = r, \theta, \phi) \quad (2.57)$$

$\delta_{lr}$  はクロネッカーのデルタであり,  $V_0$  はアンテナ実装体積である。図 2.9 に示すインデックス  $l (l = 1, \dots, L)$  により  $L$  個のうちの  $l$  番目の微小領域に対応した係数および基底関数であることを表す。よってアンテナ実装面上の電流分布は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \vec{J}(r, \theta, \phi) &= \sum_{l=1}^L \vec{a}_l \vec{b}_l(r, \theta, \phi) \\ &= \sum_{l=1}^L \left( a_l^r b_l^r(r, \theta, \phi)\hat{r} \right. \\ &\quad \left. + a_l^\theta b_l^\theta(r, \theta, \phi)\hat{\theta} + a_l^\phi b_l^\phi(r, \theta, \phi)\hat{\phi} \right) \end{aligned} \quad (2.58)$$

ガラーキン法を用いた電流分布の表現により, 式 (2.55) の積分方程式は下記の 1 次方程式に置き換えられる。

$$\mathbf{q}_m^{\text{opt}} = \mathbf{Z}\mathbf{a}_m \quad (2.59)$$

ここで  $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{J \times L}$  はアンテナ実装面から遠方界への変換を表す行列であり,  $\mathbf{a}_m \in \mathbb{C}^{L \times 1}$  は第  $m$  番目の電流分布を表す電流分布係数ベクトルである。Moore-Penrose の逆行列  $\mathbf{Z}^+ \in \mathbb{C}^{L \times J}$  を用いることで電流分布係数ベクトルの最小二乗解を得る。そして得られた電流分布係数ベクトルから準最適放射パターンの球モード係数ベクトルを導出出来る。

$$\mathbf{a}_m = \mathbf{Z}^+ \mathbf{q}_m^{\text{opt}} \quad (2.60)$$

$$\mathbf{q}_m^{\text{semi}} = \mathbf{Z}\mathbf{a}_m = \mathbf{Z}\mathbf{Z}^+ \mathbf{q}_m^{\text{opt}} \quad (2.61)$$

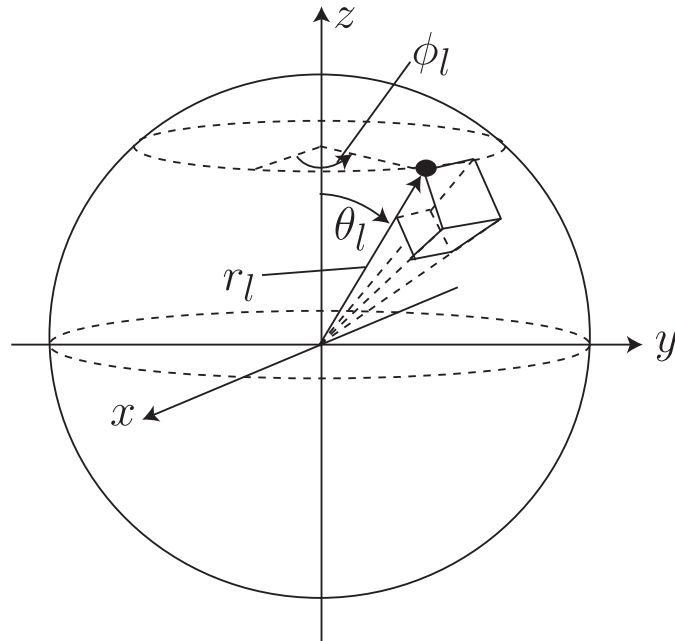


図 2.9: 第  $l$  番目の微小領域

$\mathbf{Z}\mathbf{Z}^+$  は射影作用素 [23] であり最適放射パターンの球モード係数ベクトルをアンテナ実装面に射影することを意味し，アンテナ実装面から放射可能なパターンの中から電流分布の最小二乗解に対応した準最適放射パターンを導出することが出来る．

## 2.4.2 アンテナ実装面と最適放射パターンの再現性

アンテナ実装面は体積一定の半径  $r_{0,BS}$  の球内に収まるように定義することとする．球面波関数はアンテナ実装体積を表す球面上の電流分布と関連付けて定義される [20]．そのため，アンテナ実装面が球面に近い場合には各モードの球面波関数の線形結合として電流分布も計算出来ることから最適アンテナ放射パターンを再現することが出来る．つまり，射影作用素  $\mathbf{Z}\mathbf{Z}^+$  により完全に最適アンテナ放射パターンを射影出来，行列  $\mathbf{Z}$  がフルランクとなる．一方，アンテナ実装面が球面から異なるほど最適アンテナ放射パターンに対応する球面上の電流分布を実際のアンテナ実装面上に射影することとなり，アンテナ実装面の位置や向きによって放射が出来ない電波の方向および偏波成分が存在する．そのため，最適アンテナ放射パターンと準最適アンテナ放射パターンの間の差分が大きくなり，最適アンテナ放射パターンの再現性が低減し，行列  $\mathbf{Z}$  のランクは小さくなる．よって，最適アンテナ放射パターンと準最適アンテナ放射パターンの差分による通信路容量の劣化をどの程度許容するかによりアンテナ実装面を決める．

## 2.5 まとめ

本章では，従来のアンテナ設計法とは異なる最適設計法 (OBPB 法) の意味と理論について述べた．最適設計法では遠方界の情報である伝搬環境を最初の条件とし，その条件に合うように遠方界の情報から近傍界の情報，つまり最適アンテナ放射パターンからあるアンテナ実装面上にて実現可能な準最適アンテナ放射パターンと対応する電流分布へと順に落とし込んでいく考え方である．MIMO システムでは送信側と受信側，また各ストリーム間が相互に影響を及ぼし合うことでシステム特性が定まることから，MIMO システムにおける複数の送信および受信アンテナ放射パターンを設計するためにアンテナ放射パターンの球面波関数展開表現を用いて送信側と受信側については逐次的に，複数のアンテナ放射パターンは伝搬路相関行列の行列式を目的関数として全ストリーム分を一度に計算する．

以上の設計法の計算手順全体を示したものが図 2.10 である．任意の結合角度プロファイルを初期条件として与え，球モード係数の初期値を定義し，本章にて述べた計算式を用いて最適球モード係数および最適アンテナ放射パターンを導出する．また，得られた最適球モード係数および最適アンテナ放射パターンに，アンテナ実装面の情報を条件として与え，準最適球モード係数および準最適アンテナ放射パターン，アンテナ実装面に応じた電流分布を得る．このような設計手順により，送信側と受信側のアンテナ構造や放射パターンを個別に定めるのではなく，伝搬環境に応じた通信特性の理論限界を知った上で，理論限界からどの程度までの劣化量を許容するかによって送信アンテナから伝搬環境を通じて受信アンテナへと至るまでのシステム全体の構成を設計することが出来る．このとき，伝搬環境の条件に応じたシステム構成を設計することとなるためシステム周囲の伝搬環境が取りうる状況をあらかじめ推定，測定，数値解析などにより調べ，得られた状況に応じたアンテナ放射パターンの設計を行うことが出来，必要となるアンテナ放射パターンの種類や範囲をあらかじめ用意しておくことが出来る．以降の各章では，本章にて述べた最適設計法を角度プロファイルやアンテナ規模が異なる場合において適用し，アンテナ放射パターンを設計する場合について述べる．

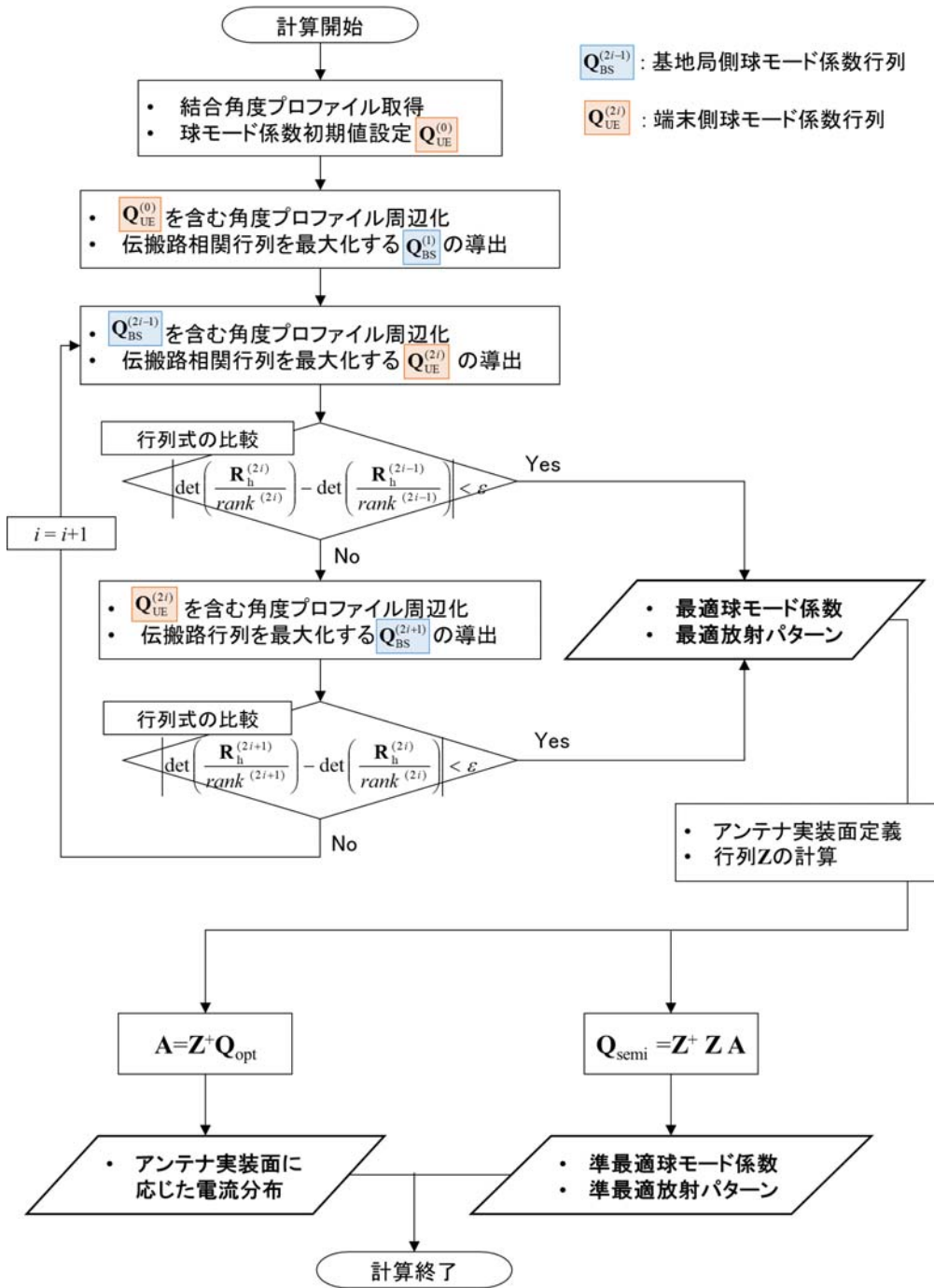


図 2.10: 最適設計法計算手順

# 第3章 アンテナ高次モードを用いた MIMO アンテナ放射パターン 設計

第2章にて述べたアンテナ放射パターンの最適設計法を角度プロファイルが一様な場合について適用した場合について示す。このような場合、伝搬路相関行列の行列式の最大化を行うときに遠方界パターン関数の直交性より、球モード相関行列が単位行列の定数倍となる。そのため、球モード相関行列の固有ベクトルが任意のユニタリ行列となり、球モード係数行列の解も任意のユニタリ行列となる。これは発射角方向、到来角方向に対して直交したアンテナ放射パターンを用いればよい。角度プロファイルが一様なため各ストリームの受信電力は等しく、伝搬路相関の低減のみを考慮すればよいことを表す。

本章では直交したアンテナ放射パターンの例としてアンテナの高次モードに着目し、小型でありながら並列伝送を行うためのアンテナ構成について明らかにする。一例としてパッチアンテナ(方形マイクロストリップアンテナ)の高次モードに着目し、図 3.5 のように送信側と受信側で対向したアンテナ同士で並列伝送を行うための設計を行う。伝搬路相関を低減するアンテナ高次モードの条件を数値解析により示し、アンテナ高次モードの設計および試作を行い、2ストリーム並列伝送実験により動作原理検証を行う。このとき、図 3.6 のように垂直偏波偏波 (V-pol.) および水平偏波 (H-pol.) を定義し、片方の偏波成分のみを考慮する。

## 3.1 角度プロファイルが一様な場合のアンテナ放射パターン最適設計

### 3.1.1 先行研究紹介とその課題

周囲が散乱体に囲まれている場合、電波が複数の経路を通して送信機から受信機へと到達するマルチパス環境となり、角度プロファイルが一様な環境となる。このような環境において、アンテナの高次モードを利用してアンテナ間の相関を低減し、ダイバーシティ利得を向上する手法が提案されている。

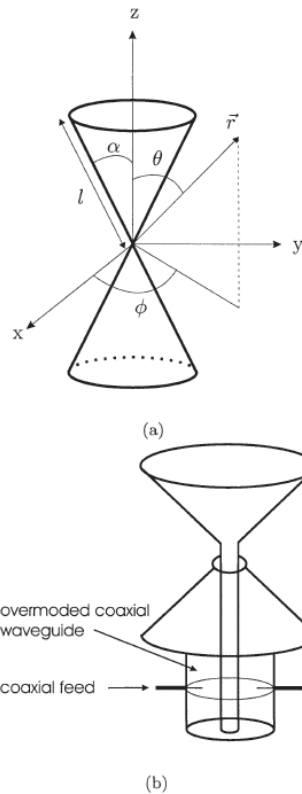


図 3.1: マルチモードバイコニカルアンテナ (文献 [28] Fig. 1 より引用)

Svantesson は、文献 [27][28] にて図 3.1 に示すマルチモードバイコニカルアンテナや図 3.2 のマルチモード円形マイクロストリップアンテナを提案し、1つのアンテナ素子を複数の異なるモードで共振させ、複数モードを同時に放射出来るようにした。しかし、この場合各モードによって共振周波数が異なることが考えられ、同一システム内でのストリーム多重には使用出来ないと考えられる。

一方、Sanchez-Fernandez らは文献 [29] において大きさの異なる円形マイクロストリップアンテナを複数 (例えば  $D$  個) 用いた構成を 1 セットとし、複数セット (例えば  $N$  個) を並べることで同一素子を複数 ( $M = N \times D$  個) 並べる構成に対して周波数利用効率が  $0.5$  1 bps/Hz 程度劣化するものの、アレー全体の小型化が可能であるという点を明らかにしている。(図 3.3) これは、高次モード放射パターンの違いから素子をほぼ同じ位置に配置しても伝搬路相関が低減されるためであると考えられる。

また Antonino-Daviu らは文献 [11] において、リングアンテナ構造を例として Characteristic Modes 解析による電流分布および放射パターンの設計について示している。まず Characteristic Modes 解析によりアンテナ構造により決まる固有モードの電流分布を計算する。次に、ポート位置を決め、各モードの電流分布を実現するための励振振幅と位相を決定する。この手法により、あるアンテナ構造にお

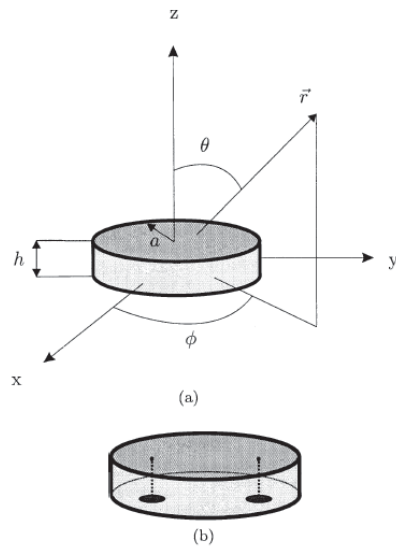


図 3.2: マルチモード円形マイクロストリップアンテナ (文献 [28] Fig. 2 より引用)

いて複数の直交した電流分布を実現出来、その結果異なる放射パターンが実現可能であり、MIMO システムにおける伝搬路相関の低減が可能であると考えられる。しかし、あらかじめアンテナ構造を決めておく必要があり、得られる電流分布や放射パターンもアンテナ構造による制約の下での設計となる。

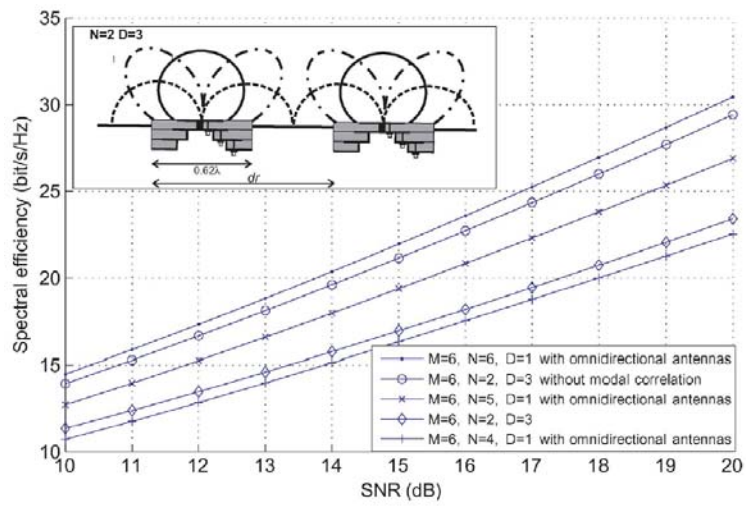


図 3.3: 周波数利用効率 (文献 [29] Fig. 6 より引用)

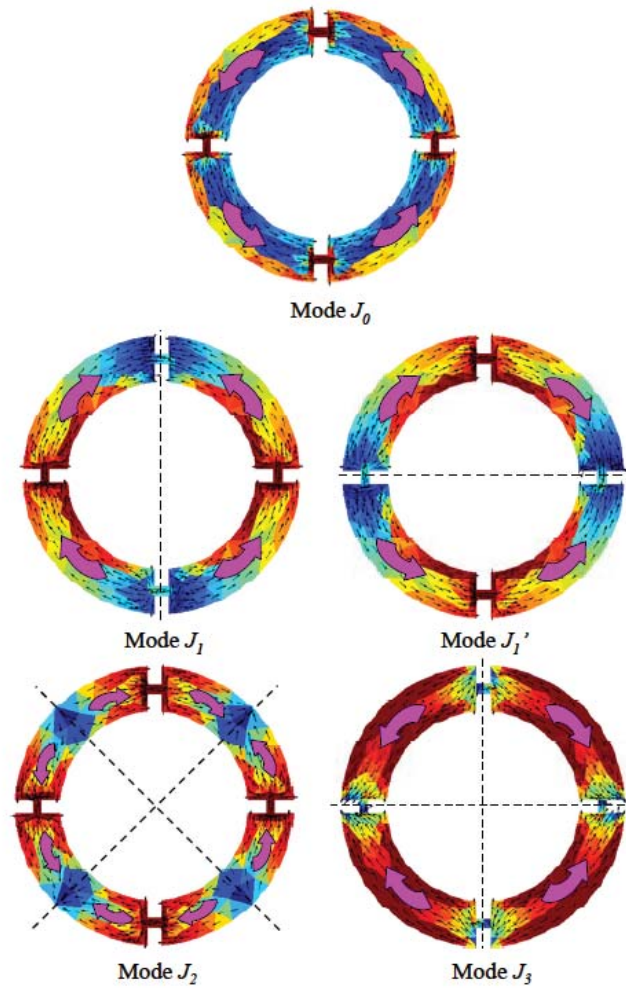


図 3.4: リングアンテナにおける第 1 から第 5 までの固有モードの電流分布 (文献 [11] Fig. 2 より引用)

以上より、アンテナの高次モードは主に素子共用や配置間隔の縮小による小型化のために有効であり、これまでに検討がなされてきた。しかし、上記のような小型化を可能としているのはアンテナ高次モードが直交に近いとされる放射パターンを持つためであり、MIMO ビームフォーミングで得られる直交した放射パターンの代わりとして用いることが可能であると考えられる。現在無線通信システムは送信側、受信側ともに多素子アンテナを用いる MIMO システムが実用化され、増えつつある。システム特性を最大限に活用するために送受両側を考慮した検討を行う必要があり、そのときに送受両側でアンテナ高次モードによる直交に近い放射パターンを用いることで MIMO 伝送が可能であると考えられる。そこで、本章では角度プロファイルが一様な場合の MIMO システムのための高次モードアンテナについて検討を行う。方形マイクロストリップアンテナを例に、放射パターンとアンテナ基板の比誘電率の関係を明らかにし、基板の比誘電率による通信路容量特性の違いを確認する。また、試作アンテナを用いて 2 ストリーム伝送実験を行い、従来の固有モード伝送との通信路容量特性の比較を行う。

### 3.1.2 最適球モード係数行列

角度プロファイルが一様な場合を考えるにあたり、伝搬路応答は発射角、到来角によらない関数と定義する。このとき伝搬路行列は次のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(t) &= \int_{\psi_r} \int_{\psi_t} \tilde{\mathbf{g}}_r(\psi_r) h(t) \tilde{\mathbf{g}}_t^T(\psi_t) d\psi_t d\psi_r \\ &= \mathbf{Q}_r^T \int_{\psi_r} \int_{\psi_t} \mathbf{k}_r(\psi_r) h(t) \mathbf{k}_t^T(\psi_t) d\psi_t d\psi_r \mathbf{Q}_t^* \end{aligned} \quad (3.1)$$

伝搬路相関行列は下記のようになる。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_{c,r} &= \mathbf{E}[\mathbf{H}(t)\mathbf{H}^H(t)] \\ &= \mathbf{Q}_r^T \int_{\psi_r} \mathbf{k}_r(\psi_r) P_{h,r} \mathbf{k}_r^T(\psi_r) d\psi_r \mathbf{Q}_r^* \\ &= \mathbf{Q}_r^T P_{h,r} \mathbf{I} \mathbf{Q}_r^* \end{aligned} \quad (3.2)$$

ただし、 $\mathbf{I}$  は単位行列を表す。遠方界パターン関数の直交性より、球モード相関行列は単位行列を  $P_h$  倍したものとなる。このとき固有値は全て同一の  $P_h$  であり、固有ベクトルは任意のユニタリ行列となる。任意のユニタリ行列を  $\mathbf{U}$  とすると、最適球モード係数行列は  $\mathbf{U}^*$  となり、互いに直交したアンテナ放射パターンを表す。送信側アンテナ放射パターンの最適設計についても同様となる。以上より、角度プロファイルが一様な場合はアンテナ放射パターンを一意に定めることは出来ない。また、ストリームの直交性を考える際に角度プロファイルによる重み付けを考慮しなくてよく、互いに角度プロファイルの重み付けなしで直交したアンテナ放射パターンを用いればよい。これは伝搬路相関行列の非対角成分を最小化、つまり 0 とすることで行列式の値を最大化していることを意味する。

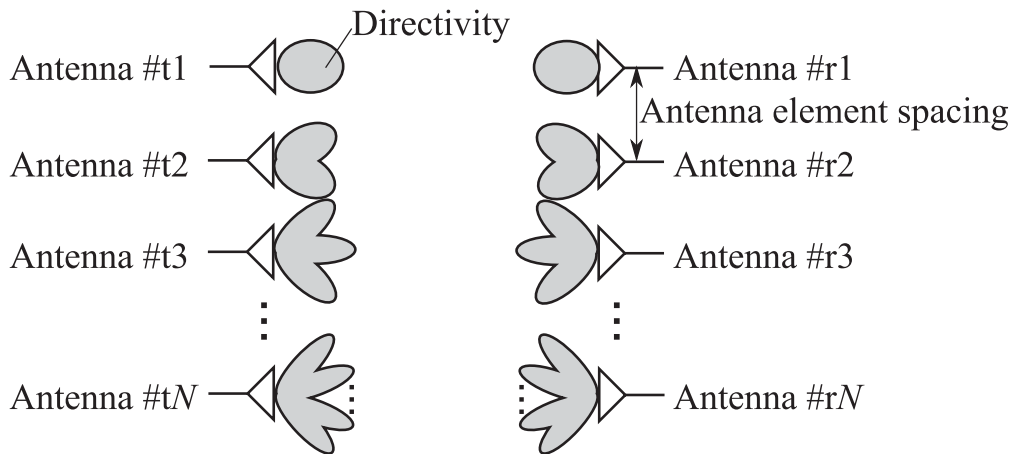


図 3.5: 直交放射パターンを持つアンテナ素子の例

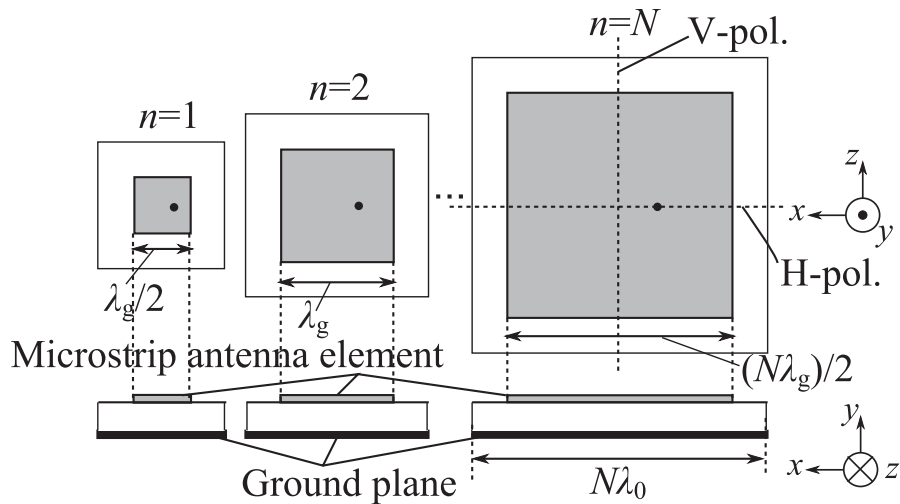


図 3.6: 高次モードアンテナの例

### 3.2 アンテナ高次モードの利用

互いに直交したアンテナ放射パターンとして、アンテナの高次モードを用いることを考える。高次モードとは、図 3.6 のように半波長の大きさのアンテナ素子によるアンテナ放射パターンを基本モード (1 次モード) とし、半波長の整数倍の大きさのアンテナ素子に対して 1 次モードと同一周波数で共振するように設計を行うことで実現される。

### 3.2.1 高次モード放射パターン

第  $n$  次のモードのアンテナ素子一辺の長さはアンテナ実装基板の比誘電率  $\epsilon_r$  に応じた実効波長  $\lambda_g$  を用いると下記のようになる。

$$L_{\text{MSA}} = n \frac{\lambda_g}{2} \quad (3.3)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.4)$$

基板サイズは  $n\lambda_0$  とする。

第  $n$  次のモードの  $xy$  平面と  $yz$  平面の放射パターン  $g_n^{xy}(\phi)$  と  $g_n^{yz}(\theta)$  は下記のように表される [32][33]。

$$g_n^{xy}(\phi) = \begin{cases} A_n^{xy} \cos\left(\frac{n\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sin \phi\right) & (n \text{ is odd.}) \\ A_n^{xy} \sin\left(\frac{n\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sin \phi\right) & (n \text{ is even.}) \end{cases} \quad (3.5)$$

$$g_n^{yz}(\theta) = A_n^{yz} \cos\left(\frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sin \theta\right) \quad (3.6)$$

ここで、 $A_n^{xy}$  と  $A_n^{yz}$  は振幅を表す。  $yz$  平面の振幅は全モードで共通であり、  $xy$  平面の振幅の違いが放射パターンの直交性に影響する。式 (3.5) より、アンテナ基板の比誘電率により cosine 関数または sine 関数の位相範囲が決まる。  $\epsilon_r = 1$  のとき、位相範囲は  $0$  から  $\frac{\pi}{2}$  であるのに対し、  $\epsilon_r = 2.17$  のときの位相範囲は  $0$  から  $\frac{\pi}{2.95}$  となり、位相範囲が狭まることがわかる。そのため、  $\epsilon_r = 1$  の放射パターンは  $\phi = 0, 180$  [deg.] においてヌルを持つのに対し、  $\epsilon_r = 2.17$  の放射パターンは  $\phi = 0, 180$  [deg.] において完全なヌルとならないことが確認出来た。このような高次モード放射パターンの違いにより各モードの放射パターン間の相関係数が異なり、通信路容量特性に影響を及ぼす。各モードの放射パターン間の相関係数および通信路容量特性については次節以降で述べる。

各モードの放射を行うためのアンテナ素子を個別に用意し、配置する場合には各素子の配置により波源位置が異なり、伝搬位相に差が生じることから、伝搬位相差も考慮して放射パターン間の直交性を考える必要がある。しかし、送受信機間の距離が十分に離れている場合など各アンテナ素子の波源がほぼ同一の点にあるとみなせるとき、波源の位置を含む  $\tilde{g}_n^{xy}(\phi)$  は放射パターンのベクトル  $g_n^{xy}(\phi)$  と等しくなる。本章のように角度プロファイルが一様の時、放射パターンの直交性がそのまま伝搬路の直交性とみなすことが出来る。そこで、次節以降で放射パターン間の直交性を確認するため、放射パターン間の相関係数について検討を行う。

### 3.2.2 放射パターン間の相関係数

放射パターン同士の直交性を表す指標として、放射パターン相関係数を用いる。第  $v$  番目の放射パターンと第  $u$  番目の放射パターンの相関係数を下記のように定義

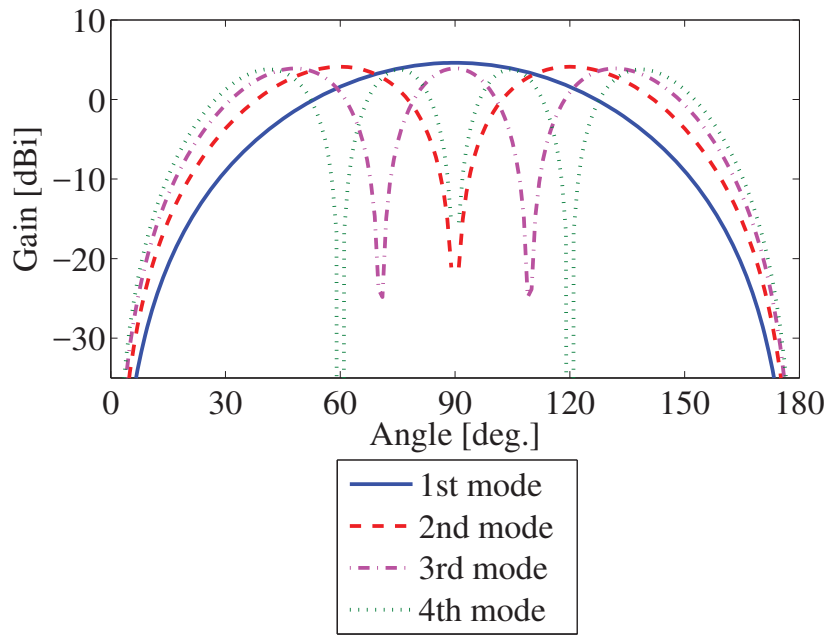


図 3.7:  $xy$  平面の高次モード放射パターンの理論値 ( $\epsilon_r = 1$ )

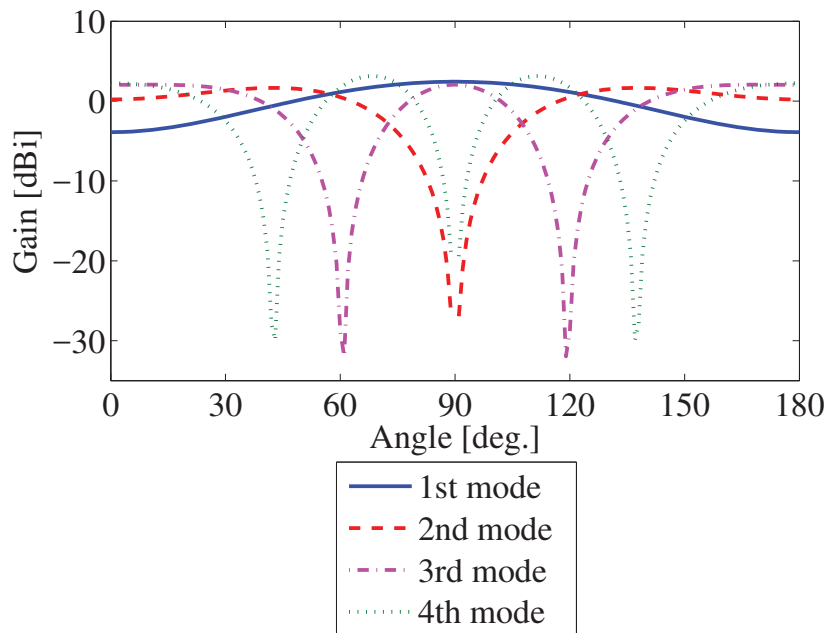


図 3.8:  $xy$  平面の高次モード放射パターンの理論値 ( $\epsilon_r = 2.17$ )

する。

$$|\rho_{u,v}| = \left| \frac{\int_{\psi_r} \tilde{g}_{ru}(\psi_r) \cdot \tilde{g}_{rv}(\psi_r) d\psi_r}{\sqrt{\int_{\psi_r} |\tilde{g}_{ru}(\psi_r)|^2 d\psi_r} \sqrt{\int_{\psi_r} |\tilde{g}_{rv}(\psi_r)|^2 d\psi_r}} \right| = \delta_{u,v} \quad (3.7)$$

ここで  $\delta_{u,v}$  はクロネッカーのデルタを表し、 $v, u$  の値が異なるときは0となる。

高次モード放射パターンの相関係数は式 (3.7), (3.5) よりアンテナ基板の比誘電率に応じて下記のように求められる。

$$|\rho_{u,v}| = \begin{cases} 0 & (n_u + n_v \text{ is odd.}) \\ \frac{\left| J_0\left(\frac{\pi(n_u - n_v)}{2\sqrt{\epsilon_r}}\right) + J_0\left(\frac{\pi(n_u + n_v)}{2\sqrt{\epsilon_r}}\right) \right|}{\sqrt{|1 + J_0(n_u\pi/\sqrt{\epsilon_r})|} \sqrt{|1 + J_0(n_v\pi/\sqrt{\epsilon_r})|}} & (n_u, n_v \text{ are odd.}) \\ \frac{\left| J_0\left(\frac{\pi(n_u - n_v)}{2\sqrt{\epsilon_r}}\right) - J_0\left(\frac{\pi(n_u + n_v)}{2\sqrt{\epsilon_r}}\right) \right|}{\sqrt{|1 - J_0(n_u\pi/\sqrt{\epsilon_r})|} \sqrt{|1 - J_0(n_v\pi/\sqrt{\epsilon_r})|}} & (n_u, n_v \text{ are even.}) \end{cases} \quad (3.8)$$

このとき、 $J_0(\cdot)$  は0次の第一種ベッセル関数である。第  $v$  番目のアンテナは  $n_v$  次のモード、第  $u$  番目のアンテナは  $n_u$  次のモードに対応するとした。

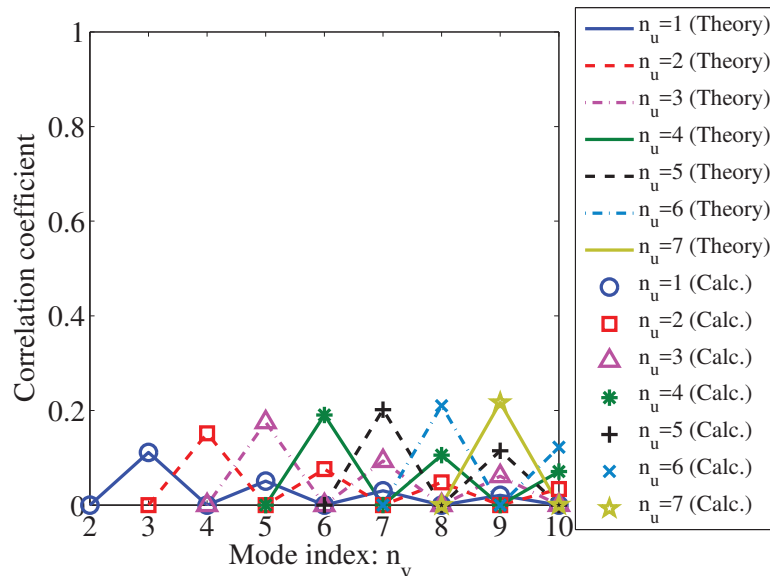


図 3.9: モード間相関係数 ( $\epsilon_r = 1$ )

式 (3.8) より、比誘電率  $\epsilon_r$  が小さいほど  $J_0(\cdot)$  の値が小さくなるのがわかる。よって、比誘電率  $\epsilon_r$  のより小さい基板を用いることでモード間の相関係数を低減することが可能となる。特に  $\epsilon_r = 1$  のとき、これは最小の比誘電率であり、放射パター

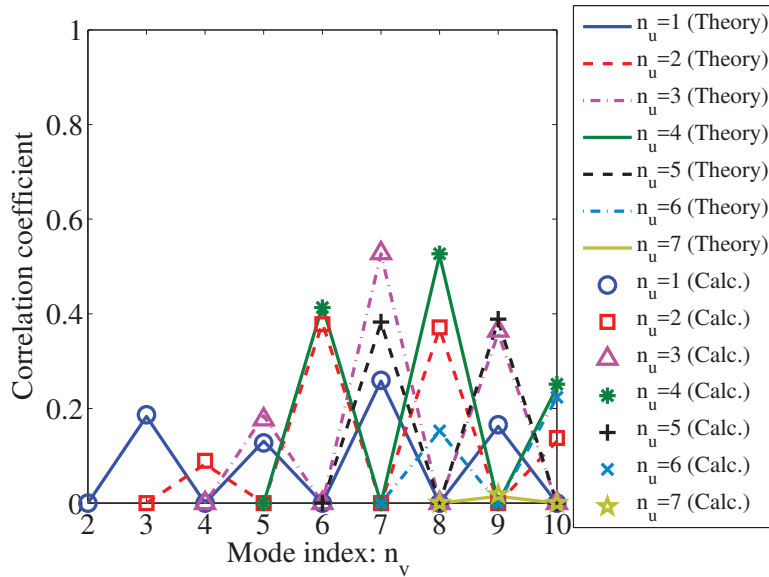


図 3.10: モード間相関係数 ( $\epsilon_r = 2.17$ )

ンおよびモード間の相関係数は図 3.7 および図 3.9 のようになる。図 3.9 は式 (3.8) より求められる理想的な相関係数 (Theory) と、式 (3.5) より求められる相関係数 (Calc.) を第 10 次のモードまで比較した結果である。どちらも相関係数の値は 0.2 より小さく、ほぼ直交していることがわかった。次に、比誘電率が 1 より大きい場合について検討する。例えば、図 3.8 および図 3.10 は比誘電率が  $\epsilon_r = 2.17$  の場合の放射パターンとモード間相関係数を示している。比誘電率が 1 の場合と比べて全体的に相関係数が大きくなっており、第 1 から第 5 次のモードまでは相関係数が小さく 0.2 未満であるが、第 6 次以降は値が大きくなっている。これは、式 (3.5) における  $\frac{\pi r}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sin \phi$  の範囲が  $\epsilon_r = 1$  に比べて狭くなることでパターン同士の直交性が崩れるためである。

### 3.3 アンテナ高次モードによる MIMO 伝送

#### 3.3.1 MIMO システムモデル

図 5.7 は周囲を散乱体に囲まれた送信アンテナ数  $N_t$ 、受信アンテナ数  $N_r$  の  $N_t \times N_r$  並列伝送システムを表し、送受信機間距離を  $d_0$  とする。このような場合、角度プロファイルは一様となり、伝搬路応答は角度によらない確率分布に従う。よって伝搬路行列は 3.1.2 節に述べた通りとなる。

このとき、それぞれの放射パターンは対応するアンテナ素子から放射されることを想定し、アンテナ素子の位置を波源とした位相変化を含め、第  $v$  番目の送信アンテナと第  $u$  番目の受信アンテナの位置  $\mathbf{r}_v$  と  $\mathbf{r}_{ru}$  を用いて放射パターンベクトル

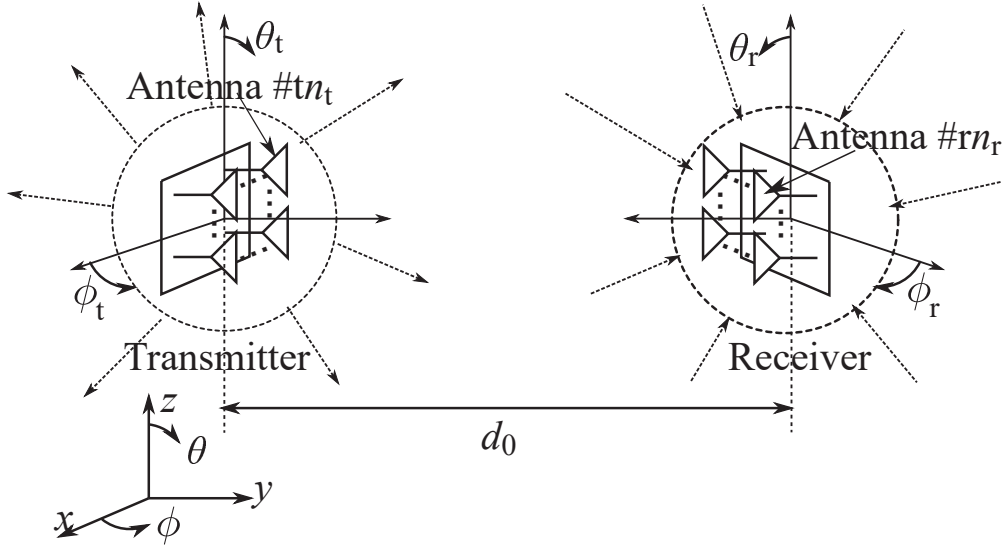


図 3.11: 散乱体に囲まれた送受信機による MIMO システム

$\tilde{\mathbf{g}}_t(\psi_t)$  および  $\tilde{\mathbf{g}}_r(\psi_r)$  を定義する.

$$\tilde{\mathbf{g}}_t(\psi_t) = [g_{t1}(\psi_t) \exp(jk_0 \mathbf{r}_{t1} \cdot \hat{\psi}_t) \cdots g_{tn_t}(\psi_t) \exp(jk_0 \mathbf{r}_{tn_t} \cdot \hat{\psi}_t)]^T \quad (3.9)$$

$$\tilde{\mathbf{g}}_r(\psi_r) = [g_{r1}(\psi_r) \exp(jk_0 \mathbf{r}_{r1} \cdot \hat{\psi}_r) \cdots g_{rn_r}(\psi_r) \exp(jk_0 \mathbf{r}_{rn_r} \cdot \hat{\psi}_r)]^T \quad (3.10)$$

放射パターンによる複数ストリーム形成効果を受信 SINR (signal to interference and noise ratio) による通信容量特性を用いて評価する. 第  $u$  番目の SINR は下記のように計算され, 放射パターンの相関係数  $\rho_{u,v}$  によって干渉電力が決まることを表す.

$$\begin{aligned} \gamma_u &= \frac{E[|h_{u,u}|^2] \gamma_0}{\sum_{u \neq v} (E[|h_{u,u}|^2]^2 \gamma_0) + 1} \\ &= \frac{E[|h_{u,u}|^2] \gamma_0}{\sum_{u \neq v} (\rho_{u,v} E[|h_{u,u}|^2] \gamma_0) + 1} \end{aligned} \quad (3.11)$$

(for  $u = 1, \dots, N$  and  $v = 1, \dots, N$ ),

よって通信路容量は下記のようになり, 放射パターンの直交性が高いほど干渉が打ち消され, アンテナ数に比例して通信路容量が向上することがわかる.

$$\begin{aligned} C &= \sum_{u=1}^N \log_2(1 + \gamma_u) \\ &\leq N_r \log_2(1 + P_h \gamma_0). \end{aligned} \quad (3.12)$$

### 3.3.2 通信路容量

前節の結果より，アンテナ基板の比誘電率が大きくなるにつれてモード間相関係数が大きくなることがわかった．すなわち，より大きな通信路容量を得るためには比誘電率を小さいアンテナ基板を用いてモード間相関係数を低減する必要がある．比誘電率の影響が通信路容量特性に与える影響を明らかにするため， $\epsilon_r = 1$  と  $\epsilon_r = 2.17$  の2種類の比誘電率を用いたときの通信路容量特性を数値解析により求める．そしてそれぞれの通信路容量を SISO の場合の通信路容量，理想的な直交放射パターンを用いた場合の通信路容量と比較する．図 3.12 に示す送受信アンテナ配置を用いて計算を行う．高次モードを用いる場合，アンテナ素子のインデックス 1 から  $N$  に応じて同様の値を次数とする高次モードの放射パターンを持つとする．SISO 伝送の場合，送受信アンテナは1次(基本)モードの放射パターンを持つとする．アンテナ素子は互いに重なり合わないよう $z$ 軸上に間隔  $Z = \frac{2N-1}{2}\lambda_0$  で配置されたとする．送受信機間距離は  $y$  軸方向に  $d_0 = 30\lambda_0$ ，平均受信 SNR は 13 dB とする．

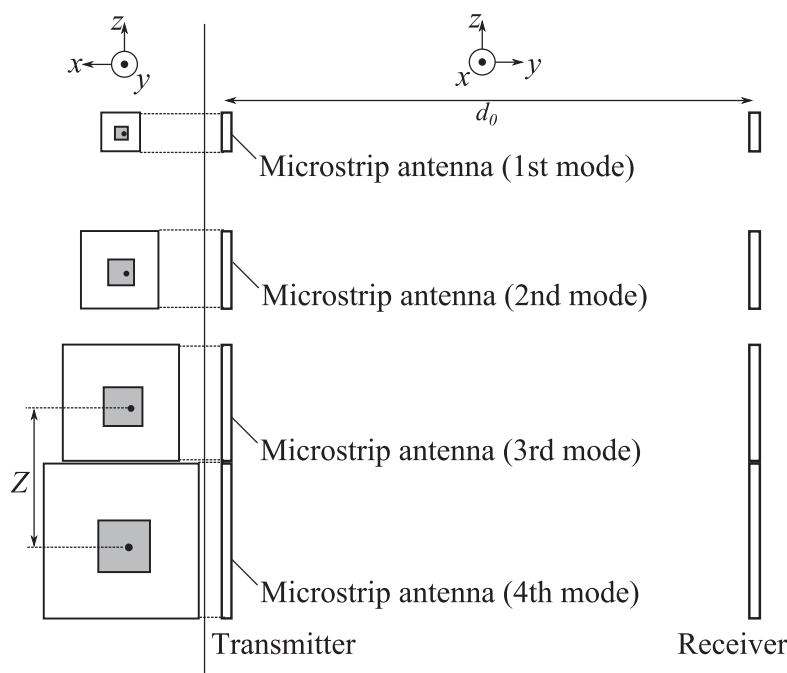


図 3.12: アンテナ配置 ( $N = 4$ )

図 3.13 はストリーム数に対し，MIMO プリ/ポストコーディングなしでストリーム間干渉を考慮した場合の通信路容量計算結果である．これにより，相関係数によるストリーム間干渉が生じたときに通信路容量に与える影響を確認する．結果より，2次までは完全直交，以降のモードでは相関による容量劣化が確認出来る．また，アンテナ基板比誘電率が小さいほど放射パターン間の相関係数が小さく，通信路容量が増加しやすいことがわかる． $N = 20$  のとき， $\epsilon_r = 1$  での高次モード放

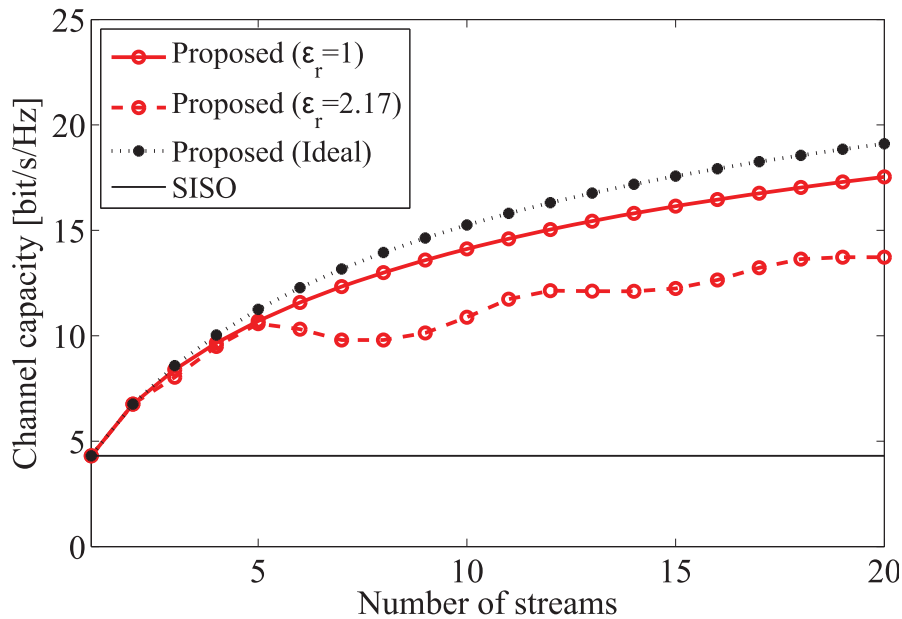


図 3.13: ストリーム数に対する通信路容量

射パターンを用いた場合の通信路容量は SISO 伝送の通信路容量の 4 倍となる。これは、放射パターンの直交性による多重化利得によるものである。  $\epsilon_r = 1$  の高次モード放射パターンを用いた場合の結果は理想的な直交放射パターンを用いた場合と比べて  $N = 20$  のとき 1.7 bits/s/Hz の劣化とほぼ等しい通信路容量を実現出来ることもわかった。また、  $\epsilon_r = 2.17$  での高次モード放射パターンを用いた場合は SISO 伝送の 3.2 倍となる。比誘電率が大きくなったことでモード間相関係数が大きくなり、ストリーム間干渉が増え、通信路容量の劣化につながったと考えられる。そして、モード間相関係数の増え方はモードによって規則的ではないことから通信路容量が使用するモードに応じて増えたり減ったりすることもわかる。  $N = 20$  のときの理想的な直交放射パターンを用いた場合の通信路容量からの劣化量は 5.4 bps/Hz であり、特に 6 次以降のモードを用いた場合に劣化が大きくなることがわかる。これはモード間相関係数の結果と一致している。以上より、高次モード放射パターンを用いることにより、ストリーム数が増えるにつれて通信路容量を向上させることが出来ることが確認出来た。アンテナ基板の比誘電率を小さくすること、またモード間相関係数の小さくなる組み合わせの高次モード放射パターンを用いることで多重化利得を得ることが出来、通信路容量を増やすことが出来る。

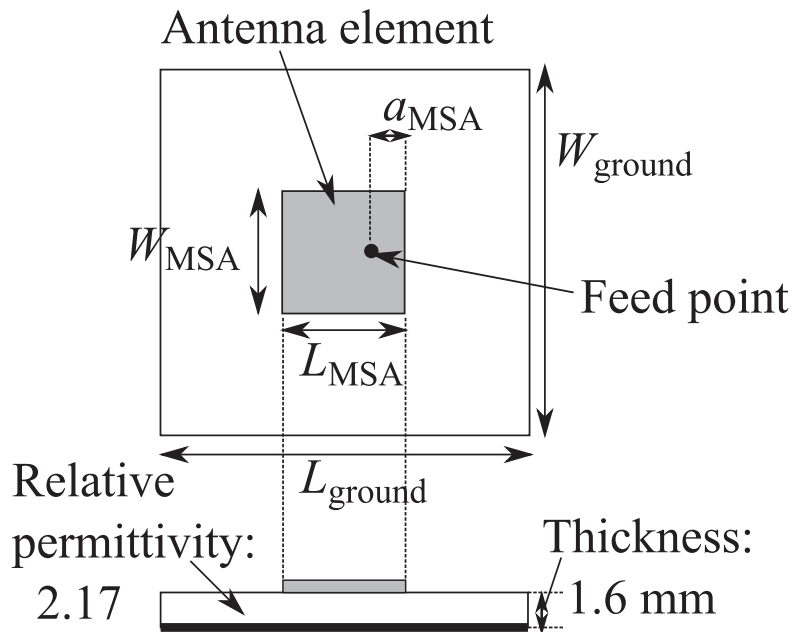


図 3.14: 方形マイクロストリップアンテナ構造

表 3.1: 各モードの方形マイクロストリップアンテナの大きさ

	$L_{MSA}$	$W_{MSA}$	$a_{MSA}$	$L_{ground} = W_{ground}$
1st mode	19.6 mm	21.0 mm	5.9 mm	61.9 mm
2nd mode	40.6 mm	42.0 mm	15.6 mm	123.8 mm

## 3.4 アンテナ設計

### 3.4.1 アンテナ設計条件

高次モード放射パターンの実現性検証のため、モーメント法 [30] を用い、4.85 GHz を中心周波数として 1 次および 2 次モードの方形マイクロストリップアンテナを設計、試作した。アンテナ放射パターンの測定によりモード間相関係数の確認と、前節に示すアンテナ配置でのアンテナ間の伝搬路行列を測定し、通信路容量特性評価を行った。

図 3.14 は設計した方形マイクロストリップアンテナの構造を示している。厚さ 1.6 mm、比誘電率 2.17 のテフロン基板を用いた。中心周波数は 4.85 GHz とし、このときの自由空間波長  $\lambda_0$  は 61.9 mm である。表 3.1 に設計した方形マイクロストリップアンテナの素子および基板の大きさを示す。電流分布はモーメント法による電磁界解析より図 3.15 のようになる。分布が半波長ごとに生じており、これにより 1 次および 2 次モードの放射パターンが形成される。

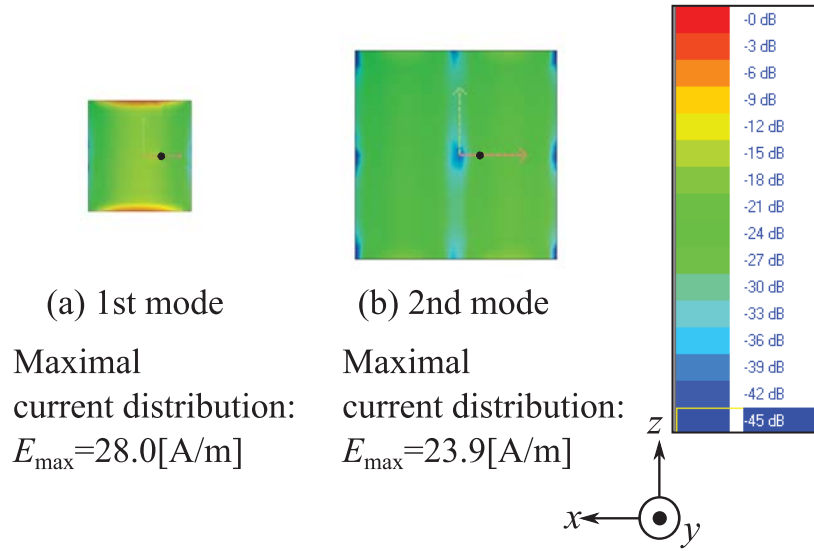


図 3.15: 各モードのアンテナの電流分布

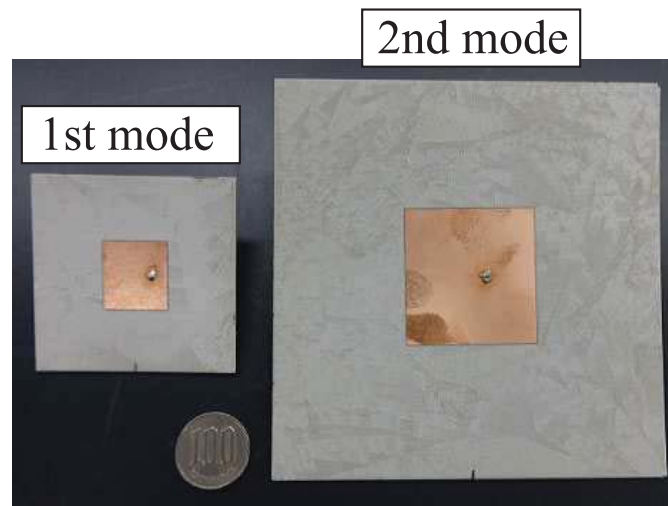


図 3.16: 試作アンテナ

### 3.4.2 アンテナ特性測定結果

図 3.16 は試作したアンテナの写真である。まず、中心周波数 4.85 GHz で動作しているか確認するために各アンテナの反射係数の周波数特性を測定した。図 3.17 および図 3.18 は周波数に対する反射係数を示す。モーメント法による計算値が Sim.、測定値が Meas. であり、計算値と測定値がよく一致していることがわかる。図 3.17 より、共振点が 4.85 GHz にあり、1 次のモードが中心周波数 4.85 GHz で動作していることがわかる。また、図 3.18 より共振点が 2 つ存在することが確認出来る。2 番目の共振点が 4.85 GHz にあり、2 次のモードが中心周波数 4.85 GHz で動作していることがわかる。4.85 GHz における反射係数は 1 次モードで -14.7 dB、2 次モードで -13.8 dB である。また、-10 dB 以下の範囲により帯域幅を定義すると、1 次モードの場合の帯域幅は 4.74 GHz~4.9 GHz の 0.16 GHz であり、比帯域は 3.3 % である。また、2 次モードの場合の帯域幅は 4.67 GHz~4.88 GHz の 0.21 GHz であり、比帯域は 4.3 % である。2 次モードの反射特性を確認すると、2.4 GHz 付近に 1 次モードの共振点が存在することがわかる。帯域通過フィルタ等により設計周波数の 4.85 GHz を中心とした範囲に帯域を制限することで所望の 2 次モードのみで通信を行うことが出来る。以上より、1 次および 2 次のモードを形成するアンテナが中心周波数 4.85 GHz で動作することが確認出来た。次に、2 つのモードの放射パターンを測定した。図 3.15 の電流分布より  $xy$  平面上に高次モード放射パターンが形成されることから、 $xy$  平面における放射パターンの計算値および測定値を確認する。角度に対するアンテナの利得と位相は図 3.19 - 3.22 に示す通りであり、計算値と測定値が一致していることがわかる。放射パターンの計算および測定結果より、高次モードの次数に応じて、1 次では 1 つ、2 次では 2 つのビームが形成されることが確認出来た。また、1 次モードではほぼ位相の変化がなく、(図 3.20) 2 次モードではヌルが生じる 90 度を境にほぼ 180 度の差がある。(図 3.22) 2 つのモードの放射パターンの間の相関係数は理論的には 0 である。計算値および測定値より求めたモード間相関係数はそれぞれ 0.068, 0.15 であり、理論値では放射パターンの位相は理想的な 0 度や 180 度となるが、実際には 0 度や 180 度を中心に変化があるためである。しかし、完全に 0 ではないものの 1 次と 2 次のモード間では相関が低くほぼ直交していることが確認出来た。

## 3.5 2ストリーム伝送実験による動作原理検証

### 3.5.1 実験構成

前節にて試作したアンテナを用いて 2ストリーム伝送時の 1 次および 2 次モード放射パターンによる干渉打ち消し効果を確認する。また、高次モード放射パターンによる空間多重伝送 (Proposed) と文献 [2] および [34] に記載されるような従来の固有モード BF (EM-BF) を用いた場合、SISO の場合の通信路容量特性を比較する。

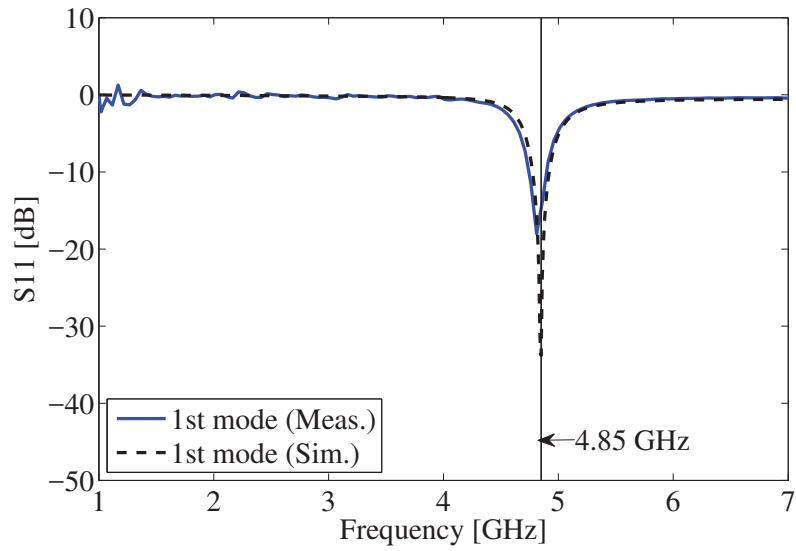


図 3.17: 1 次モードの反射係数

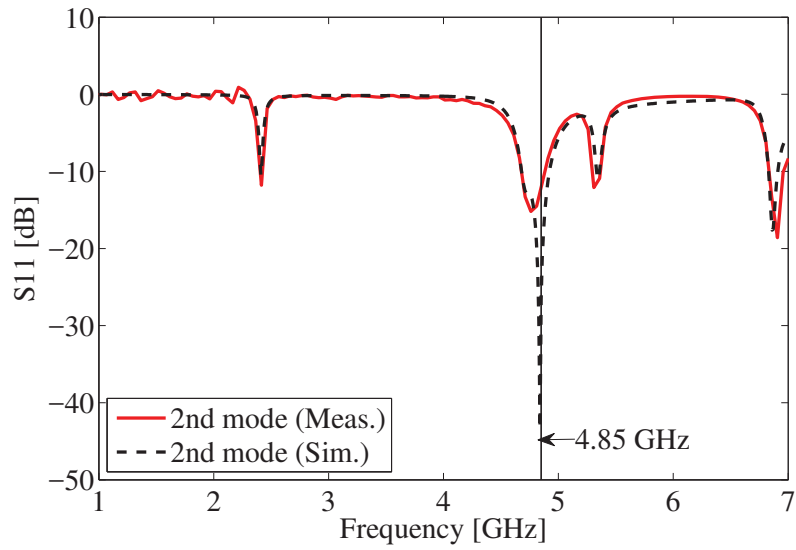


図 3.18: 2 次モードの反射係数

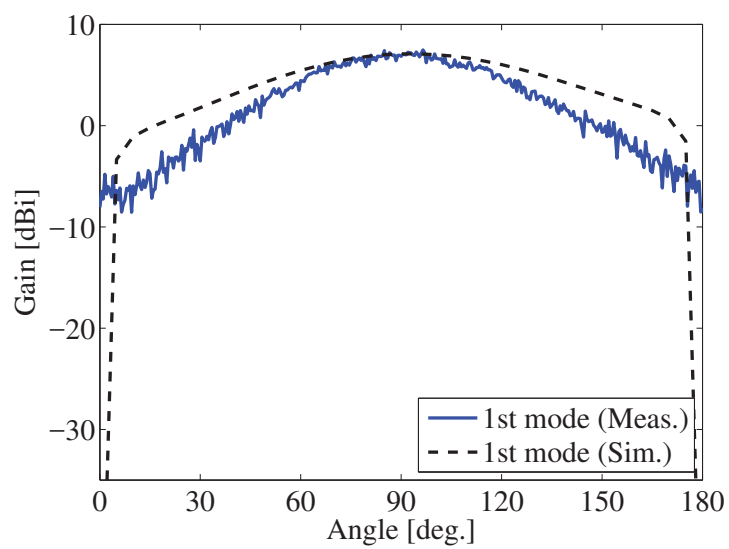


図 3.19: 1次モードの放射パターン利得

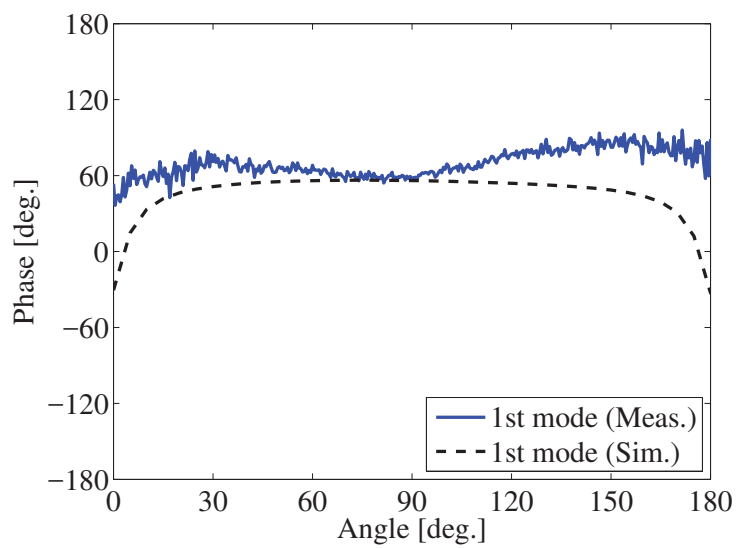


図 3.20: 1次モードの放射パターン位相

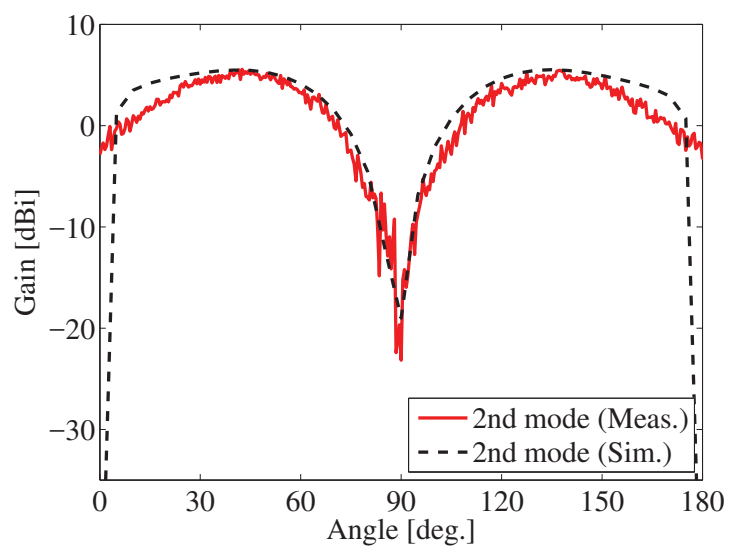


図 3.21: 2次モードの放射パターン利得

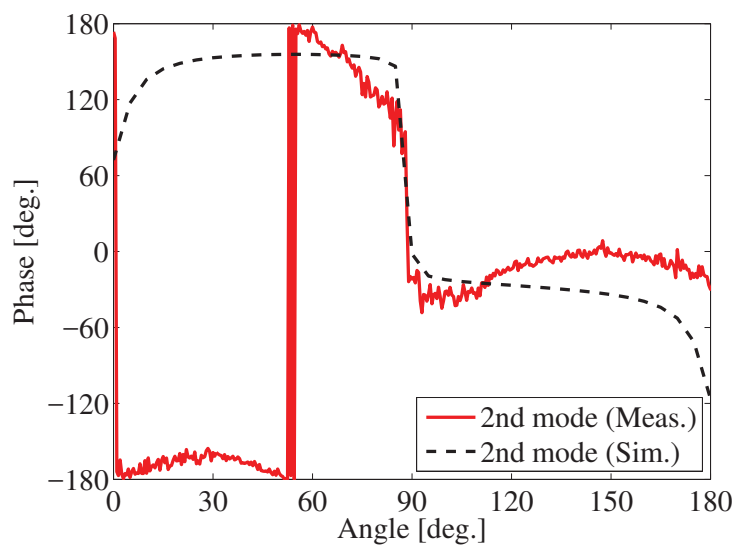


図 3.22: 2次モードの放射パターン位相

従来EM-BFおよびSISOのときには全て1次モードアンテナを用いる。図3.23は実験構成の上面図であり、送受信アンテナが金属壁に四方を囲まれている。送受信アンテナおよび金属壁は固定された静的な環境である。この環境における送信側および受信側の到来波電力を確認するため、レイトレースにより求めた結果が図3.24である。発射および到来角度は $\phi_t = 90$ 度、 $\phi_r = 90$ 度である。図3.24より、送信側角度プロファイルの平均は $-0.7$ 度、角度拡がりは $104$ 度であり、受信側角度プロファイルの平均は $-2.1$ 度、角度拡がりは $105$ 度であった。文献[35]より、一様分布の平均は $0$ 度、角度拡がりは $\frac{180}{\sqrt{3}} = 104$ 度となることが知られている。よって実験構成により形成された角度プロファイルは一様分布とみなせる。ここで求めた電力の離散値は実験環境の電力角度特性の確認のためのデータであり、数値解析および測定により伝搬路応答および通信路容量を求める場合は以下のように計算を行った。数値解析により通信路容量を求める場合は、図3.24の点線で示した理想的な一様角度プロファイルと図3.8にて示した放射パターンの理論値を用いて伝搬路応答の計算を行い、通信路容量を算出する。また、測定値より通信路容量を求める場合は、送信アンテナから受信アンテナまでの伝搬路応答を測定し、測定値より通信路容量の計算を行う。

1次および2次モードアンテナは図3.25(a)のように、従来EM-BFとSISOのときのアンテナは図3.25(b)のように送信側と受信側が対向するように配置する。1次および2次モードアンテナは $xy$ 平面つまり方位面上に高次モード放射パターンが形成されるように図3.26のように支柱に取り付ける。 $x$ 軸上のアンテナ素子間隔は $0$ であり、 $z$ 軸上のアンテナ素子間隔は $90$ mmである。また、送受信アンテナ間距離は $1800$ mmであり、総送信電力は $10\text{dBm}$ とする。送信側と受信側のアンテナ間の伝搬路応答をベクトルネットワークアナライザ(ROHDE&SCHWARZ ZVA 67)により測定する。第1の送信側アンテナをポート1、第2の送信側アンテナをポート2、第1の受信側アンテナをポート3、第2の受信側アンテナをポート4に接続し、ポート間のSパラメタ $S_{31}, S_{32}, S_{41}, S_{42}$ を測定し、その結果を伝搬路相関行列 $h_{1,1}, h_{1,2}, h_{2,1}, h_{2,2}$ とする。送信側アンテナの放射波に対する反射壁による反射波成分は $S_{11}$ で表され、伝搬路行列成分となる4つのSパラとは分離され影響しない。実際の通信環境の例としては、上り・下りストリームが周波数分離などを行うことで、反射波の影響がない場合が挙げられる。

### 3.5.2 伝搬路測定結果

表3.2に伝搬路行列成分の測定結果を示す。提案法において、第1ストリームの所望信号に対応した伝搬路行列成分は $h_{1,1}$ であり、そのときの干渉成分は $h_{1,2}$ である。 $h_{1,1}$ と $h_{1,2}$ の利得差は $4.85$ GHzにおいて $12.3$ dBである。第2ストリームの所望信号に対応した伝搬路行列成分は $h_{2,2}$ であり、そのときの干渉成分は $h_{2,1}$ である。 $h_{2,2}$ と $h_{2,1}$ の利得差は $4.85$ GHzにおいて $14.9$ dBである。一方、従来EM-BFにおいては同一の放射パターンを持つアンテナ素子のみを使っているため所望信号に

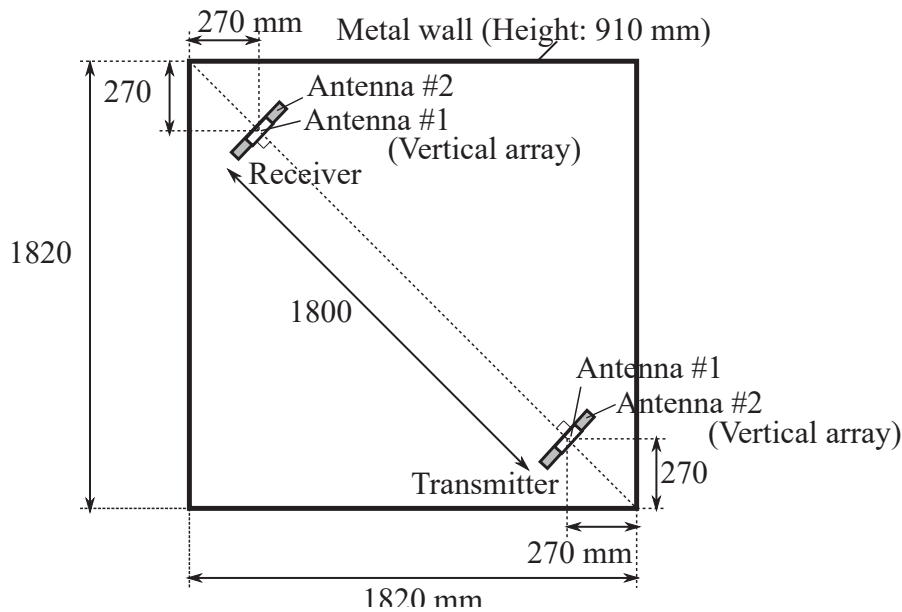


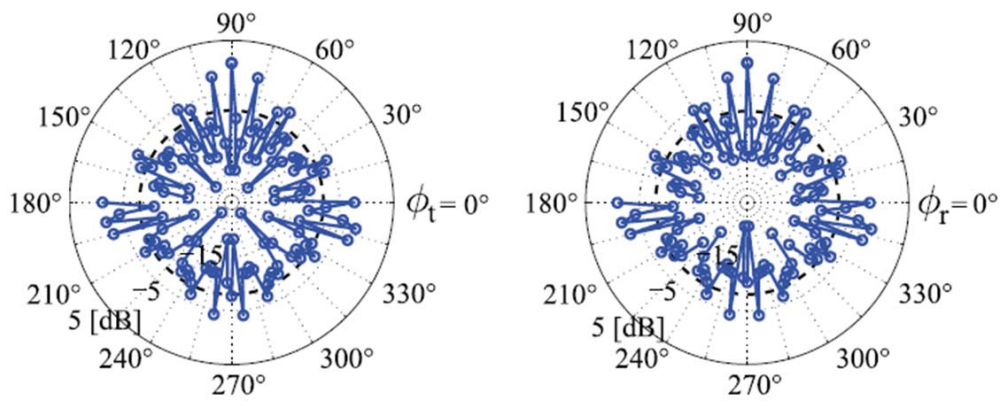
図 3.23: 実験構成 (上面図)

対応した伝搬路行列成分と干渉成分はほぼ同程度である。上記の結果より、1次および2次モードの放射パターンの直交性により干渉が低減されることがわかった。

測定された伝搬路応答より通信路容量を計算した結果を図 3.3 に示す。平均受信 SNR は 13 dB とした。高次モードを用いた場合の通信路容量は従来 EM-BF の場合や SISO の場合よりも大きく、測定値を用いた場合、1.18 bps/Hz の改善となった。高次モードを用いた伝搬路相関低減効果により、通信路容量の改善出来たと考えられる。また、高次モードを用いた場合は放射パターンの直交性により 2 ストリームとも有効となっているのに対して、従来の EM-BF の場合は伝送距離に対してアンテナ素子間が近く、相関が高くなるためにモードが縮退し、1 ストリームのみが有効となっている。表 3.3 の計算値 (Sim.) と測定値 (Meas.) はほぼ同じ値であり、モードの縮退という傾向も一致している。この結果より、提案したアンテナの高次モードを用いた空間多重伝送理論およびシステムモデルが妥当であることが確認出来た。

### 3.6 まとめ

角度プロファイルが一様な場合の最適球モード係数行列は任意のユニタリ行列で表されること、つまり最適アンテナ放射パターンは互いに直交したアンテナ放射パターンの組み合わせとなることを明らかにし、直交したアンテナ放射パターンの一例としてアンテナ高次モードに着目した。アンテナ高次モードの放射パターンの理論式から放射パターン同士の相関係数が小さいことを確認した。しかしモード次数が上がるほど、またアンテナ基板の比誘電率が大きくなるほど相関係数は



(a) Power at transmitter side

(b) Power at receiver side

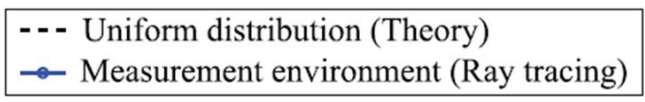
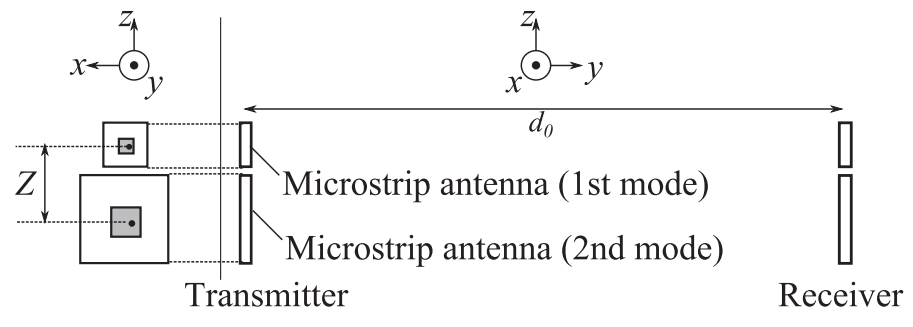
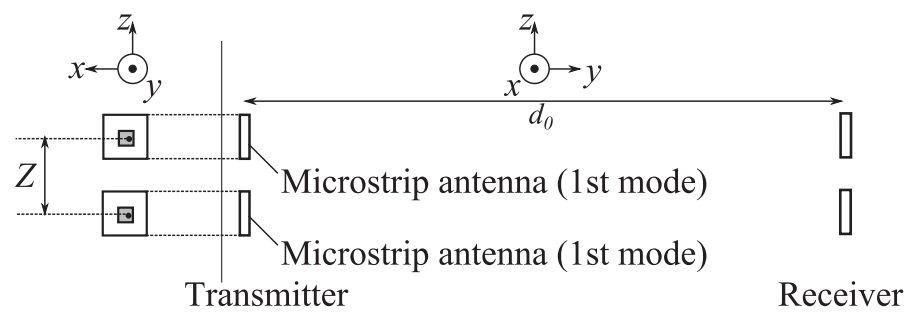


図 3.24: 送信側および受信側の発射波および到来波電力の離散値



(a) Proposed method



(b) Conventional method

図 3.25: アンテナ配置

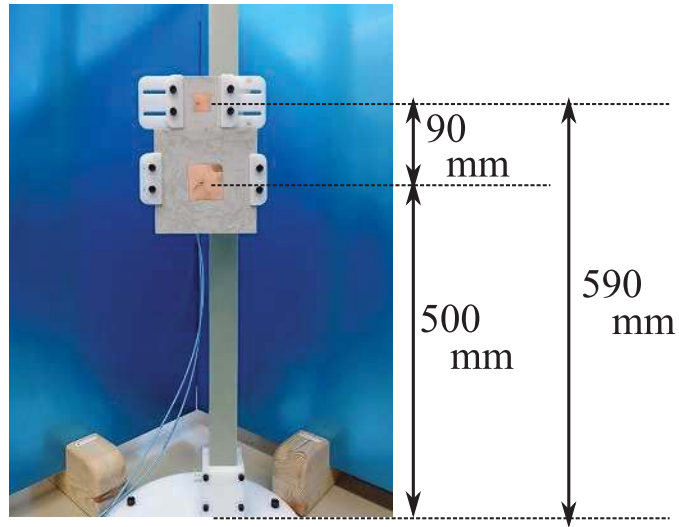


図 3.26: 1 次および 2 次モードアンテナの配置

表 3.2: 伝搬路応答の測定値 (周波数 4.85 GHz)

	Proposed (Meas.)		EM-BF (Meas.)		SISO (Meas.)	
	利得 [dB]	位相 [deg.]	利得 [dB]	位相 [deg.]	利得 [dB]	位相 [deg.]
$h_{1,1}$	-27.4	88.5	-31.5	63.6	-29.6	53.6
$h_{1,2}$	-39.7	9.40	-29.1	78.1	-	-
$h_{2,1}$	-47.4	22.0	-29.8	49.0	-	-
$h_{2,2}$	-32.5	-72.4	-26.0	58.2	-	-

表 3.3: 計算値および測定値より求めた通信路容量 (周波数 4.85 GHz)

	Channel capacity [bps/Hz]		
	Proposed (Meas.)	EM-BF (Meas.)	SISO (Meas.)
Total	7.48	6.30	4.23
1st stream	4.74	6.13	4.23
2nd stream	2.74	0.17	-
	Proposed (Sim.)	EM-BF (Sim.)	SISO (Sim.)
Total	8.62	6.25	4.31
1st stream	4.31	6.25	4.31
2nd stream	4.31	0	-

大きくなる傾向にあり，並列伝送可能なストリーム数を多くするためには低次のモードから順に利用し，またより小さな比誘電率のアンテナ基板を用いるべきであることがわかった．

高次モードアンテナの実現性検証のため，中心周波数 4.85 GHz にて 1 次モードおよび 2 次モードのアンテナを試作し，2 ストリーム伝送実験を行った．伝搬路行列成分の測定結果から，放射パターンの直交性により 12.3 dB，14.9 dB の干渉低減を行うことが出来た．よって，高次モード放射パターンのみで伝搬路直交化が可能となり，複数ストリームが形成出来ることを明らかにした．このとき伝搬路間の相関も小さくなることからフルランクとなり多重化利得を得られる．伝搬路行列の計算値および測定値より求めた通信路容量は従来の固有モード伝送 (EM-BF) と同程度であり，MIMO 重み付け演算部なしでアンテナ素子のみで空間多重伝送が出来ることを示した．

本章の検討は方形マイクロストリップアンテナの水平偏波成分のみを考慮したが，文献 [36] および [37] に記載のように 90 度回転した給電点を同時に用いることで垂直成分も独立に放射することが出来る．

## 第4章 低周波 $2 \times 2$ MIMOシステムの アンテナ放射パターン設計

送受信機間の散乱体の有無，伝搬損失特性等の影響により，角度プロファイルは一様であるとは限らず，何らかの分布を持つことが考えられる．本章では，第2章にて述べたOBPB (Optimal beam projection beamforming) 法を用いたアンテナ放射パターン設計例として発射角と到来角に対してある角度拡がりを持つような偏りのある角度プロファイルを与えたときの最適放射パターンを導出する．限られたアンテナ実装体積の中で平均通信路容量を最大化するため，角度プロファイルに合わせた放射パターンとその放射パターンを実現するアンテナ電流分布を明らかにする．得られた結果より，最適放射パターンを用いた場合と，準最適放射パターンを用いた場合の平均通信路容量と半波長ダイポールアレーを用いた場合の平均通信路容量とを比較する．

### 4.1 非一様な角度プロファイルに対する放射パターン最適設計

#### 4.1.1 先行研究紹介とその課題

図2.1の従来設計法では，アンテナ素子の形状や電流分布を決定するフェーズはシステム特性の検討とは独立に考えられている．

Clauzierらは，文献[10]のようにアンテナ素子のある形状が与えられたときに，図4.1のように素子を微小空間に分割し，遺伝的アルゴリズムにより素子間の相関を低減するようにそれぞれの電流分布を決定する手法について提案している．GAにより得られた電流分布は図4.2に示されている．しかしこの場合，アンテナ形状自体の選択は半波長ダイポールなど既存のアンテナ形状に則ったものとなっており，最適な形状であるかは未検討である．また，MIMOシステムにおいて送受両側の放射パターンと伝搬路の情報によりシステム特性が決定されるが，送信側または受信側の片側のアンテナのみでの設計であることからMIMOシステムに最適なアンテナについても言及されていない．

文献[12][13]において，第2章にて引用した最適な電流分布だけではなく，各微小領域の励振源をダイポールアンテナとする場合を想定した電流分布についても

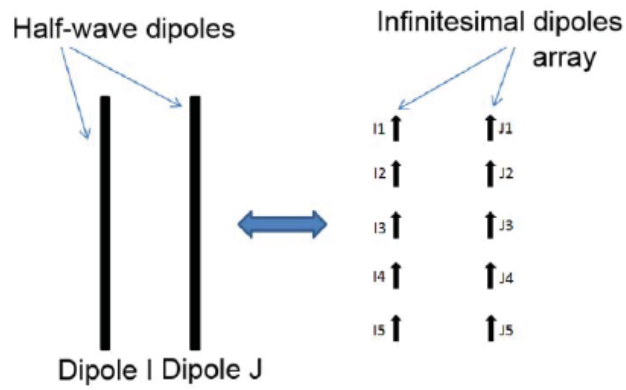


図 4.1: 半波長ダイポールアレーと無限小ダイポールアレー (文献 [10] Fig. 1 より引用)

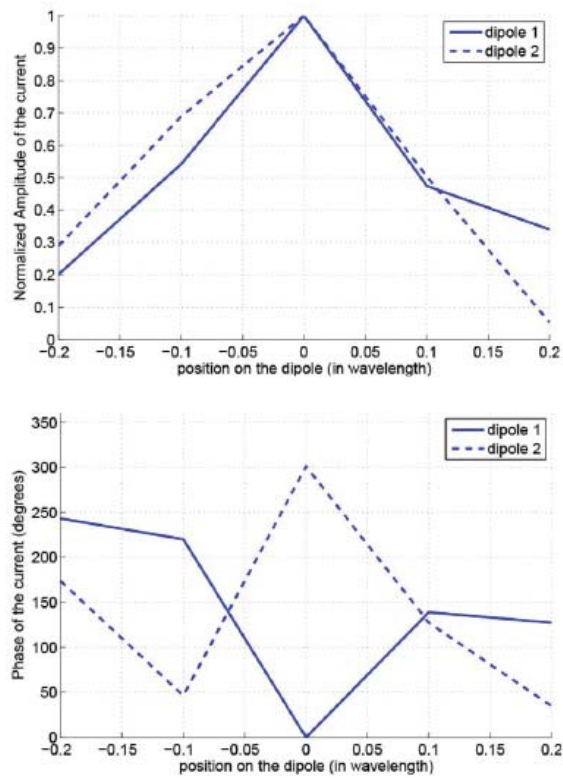


図 4.2: ダイポールアレーの電流分布の振幅と位相の最適解 (文献 [10] Fig. 4 より引用)

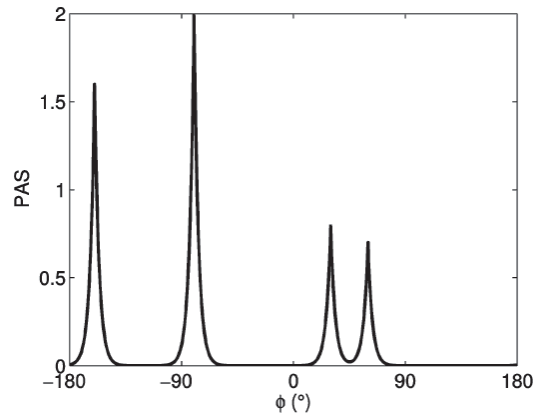


図 4.3: 角度プロファイルの例 (文献 [13] Fig. 7 より引用)

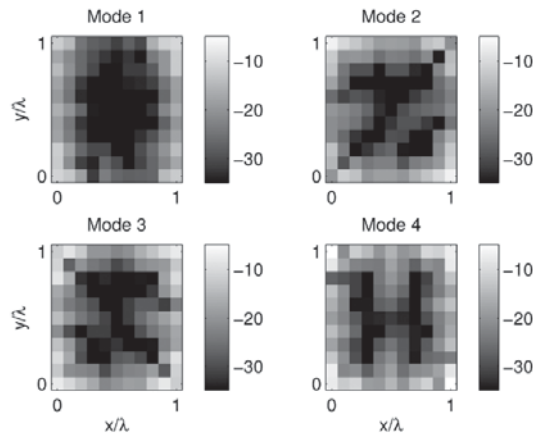


図 4.4: 電流分布の計算結果 (文献 [13] Fig. 8 より引用)

導出している．図 4.3 に対して，得られたアンテナ電流分布および放射パターンは図 4.4, 4.5 であり，角度プロファイルがピークを持つ方向にそれぞれピークを持つ放射パターンとなっていることがわかる．これにより，ストリーム間の相関を低減することが出来，MIMO システムのダイバーシチ利得改善が可能であることを示した．しかしこの場合も送信側および受信側を含む MIMO システムとしての放射パターンおよび電流分布導出については未検討である．

以上より，送受両側が考慮されておらず，また伝搬環境に合わせたアンテナ設計も行われなかった場合には MIMO システム特性の理論限界を知ること，また理論限界を知った上で出来る限り理論限界に近づけるようなシステム全体を考慮したアンテナ放射パターンの設計を行うことが出来ない．本章では第 2 章の最適設計法を用いた例として  $2 \times 2$  MIMO システムを想定し，2 ストリーム伝送を行う場合の最適放射パターンと平面正方形上の導体で実現される準最適放射パターンと電流分布を求める．

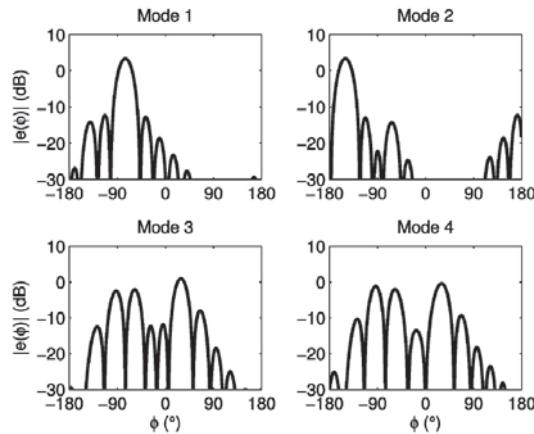


図 4.5: 放射パターンの計算結果 (文献 [13] Fig. 9 より引用)

### 4.1.2 アンテナ実装面

本章では  $2 \times 2$ MIMO システムを想定することとし、ストリーム数は最大で 2 となる。電流分布の実装面が含まれるアンテナ実装体積を半径  $r_0$  の球とする。球内に含まれる任意のアンテナ実装面のうち、本章では図 4.6 のような正方形面について考える。続いて、本解析に用いるアンテナ実装面について述べる。同一のアンテナ実装体積において、アンテナ実装面、形状の違いによる放射パターンや通信路容量特性の違いを確認する。1 つ目は、図 4.6 の平面構造アンテナ実装面である。灰色の正方形部分が電流分布の生じる領域を表す。この平面上に、 $2 \times 2$  MIMO システムのための第 1 および第 2 のアンテナの役割を担う 2 種類の電流分布が生じるとする。電流分布は図 4.7 のように複数の微小領域にそれぞれ励振源を持つ微小アンテナアレー構造により形成されるとする。このとき、複数のアンテナ素子の電流分布をそれぞれ独立と考え一つ一つ設計するのではなく、素子間の結合も含めて微小アンテナアレーにより形成される導体にとらえ、微小アンテナアレー上に生じる電流分布を計算する。そのため、従来はアンテナ素子間の結合をいかに下げるかという点が課題とされてきたが、素子間の結合も含めて 1 つの導体にとらえるために結合があった状態のまま、その状態に合わせて電流分布を導出することが可能である。正方形の一辺の長さは  $\lambda_0/2$  とする。このとき正方形に接する球面の半径は  $\sqrt{2}\lambda_0/4$  であり、これをアンテナ実装体積とする。同一実装体積のアンテナの比較対象として、例えば図 4.8 のような半波長ダイポールアレーがある。図に示した場合は半波長間隔の 2 素子アレーである。

### 4.1.3 非一様な角度プロファイルの例

非一様な角度プロファイルの定義について説明する。特定の方向に散乱体が存在するような場合、送信機から放射された電波が偏りを持って受信機へと到来す

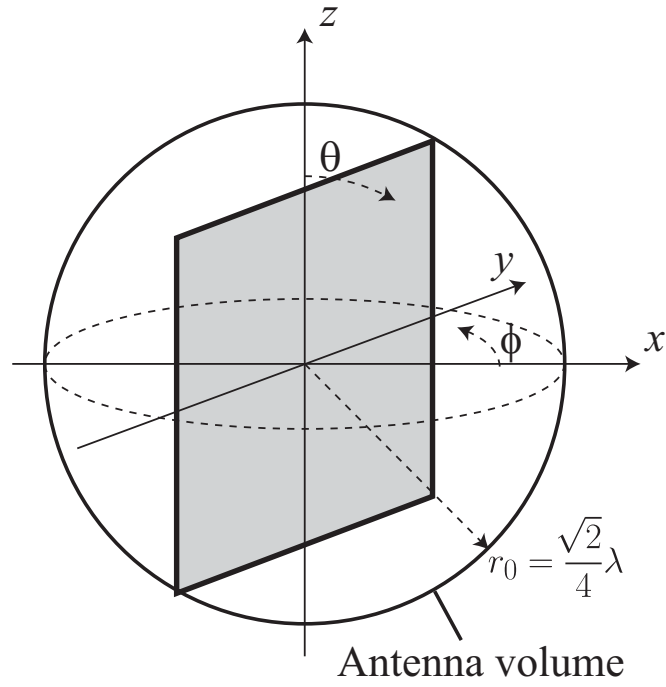


図 4.6: 平面構造アンテナ実装面

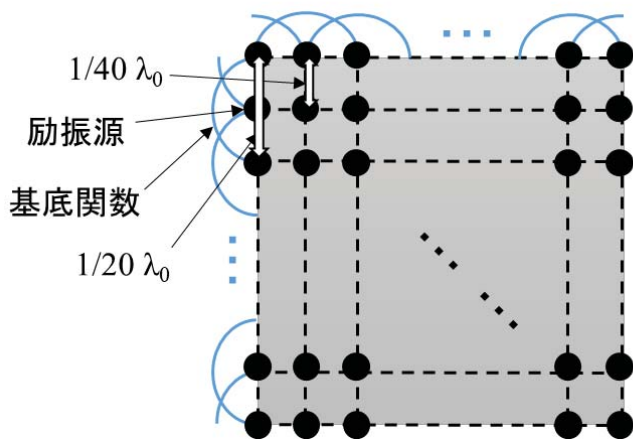


図 4.7: 平面構造アンテナ励振源

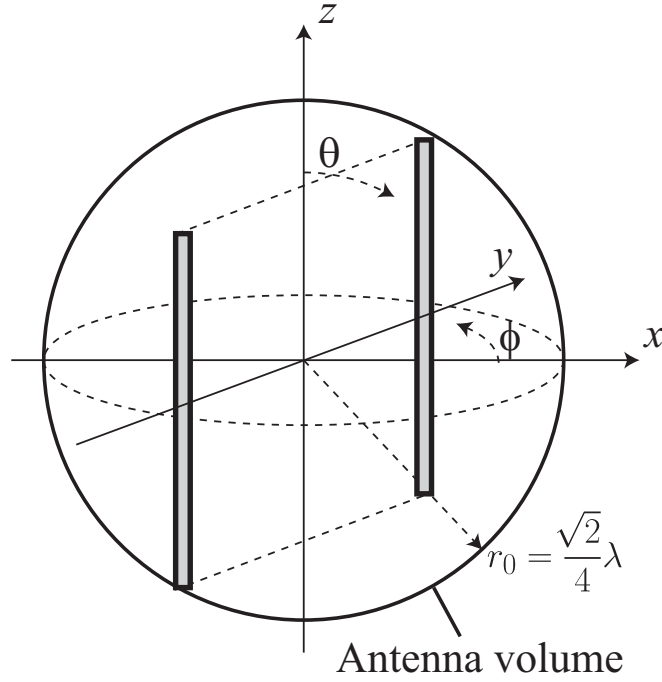


図 4.8: 半波長ダイポールアレー

る．このような偏りを持つ非一様な角度プロファイルを発射角および到来角に対する確率密度関数により定義する．送受両側の角度プロファイルは，送信側の仰角と方位角，受信側の仰角と方位角の4つの変数による分布であることから，多変量分布で表す必要がある．多変量分布での表現により送受間の相関を含む解析が可能となる．角度プロファイルを表す分布として，例えば，フォン・ミーゼス (von-Mises) 分布などの円周上に定義された分布がある．多変量フォン・ミーゼス分布の定義は文献 [38]-[40] に示されており，各変数ごとの平均と集中度 (分散の逆数の意味を持つ値) により決定される．本論文では円周上の角度プロファイルを多変量フォン・ミーゼス分布により定義する．本章の解析で用いる多変量フォン・ミーゼス分布は下記の式で表される．

$$P_h(\mathbf{x}) = \frac{1}{T(\kappa, \Lambda_{VM})} \exp\left(\kappa^T c(\mathbf{x}, \mathbf{m}) + \frac{1}{2} s(\mathbf{x}, \mathbf{m})^T \Lambda_{VM}(\mathbf{x}, \mathbf{m})\right) \quad (4.1)$$

$$\mathbf{x} = [\theta_t, \phi_t, \theta_r, \phi_r]^T \quad (4.2)$$

$$\mathbf{m} = [\mu_{t,\theta}, \mu_{t,\phi}, \mu_{r,\theta}, \mu_{r,\phi}]^T \quad (4.3)$$

$$c(\mathbf{x}, \mathbf{m}) = \cos(\mathbf{x} - \mathbf{m}) \quad (4.4)$$

$$s(\mathbf{x}, \mathbf{m}) = \sin(\mathbf{x} - \mathbf{m}) \quad (4.5)$$

$\theta$  成分の平均は  $\mu_{t,\theta}, \mu_{r,\theta}$ ， $\phi$  成分の平均は  $\mu_{t,\phi}, \mu_{r,\phi}$  と定義した． $T(\kappa, \Lambda_{VM})$  は規格化のための係数である．送信側の仰角と方位角，受信側の仰角と方位角の4つの変数の共分散行列  $\Sigma \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$  は正定値であり，[38] よりフォン・ミーゼス分布を表すた

めの集中度  $\kappa$ ，依存性を表す行列  $\Lambda_{\text{VM}}(\mathbf{x}, \mathbf{m})$  の定義は下記の通りである．フォン・ミーゼス分布を表すための集中度  $\kappa$  は共分散行列の逆行列の対角成分により定義される．

$$\kappa = \text{diag}(\Sigma^{-1}) \quad (4.6)$$

$$\Sigma = (\mathbf{c}\mathbf{c}^H) \circ \mathbf{P} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{c} = [\sigma_{\text{t},\theta}, \sigma_{\text{t},\phi}, \sigma_{\text{r},\theta}, \sigma_{\text{r},\phi}]^T \quad (4.8)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \rho_{\text{tr},\theta\theta} & \rho_{\text{tr},\theta\phi} \\ 0 & 1 & \rho_{\text{tr},\phi\theta} & \rho_{\text{tr},\phi\phi} \\ \rho_{\text{tr},\theta\theta} & \rho_{\text{tr},\phi\theta} & 1 & 0 \\ \rho_{\text{tr},\theta\phi} & \rho_{\text{tr},\phi\phi} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

ここで， $\circ$  はアダマール積， $\theta$  成分の標準偏差を  $\sigma_{\text{t},\theta}, \sigma_{\text{r},\theta}$ ， $\phi$  成分の標準偏差を  $\sigma_{\text{t},\phi}, \sigma_{\text{r},\phi}$  とする．また，フォン・ミーゼス分布を表す変数間の依存度を表す行列  $\Lambda_{\text{VM}}(\mathbf{x}, \mathbf{m})$  の各成分  $\lambda_{\text{VM},ij}$  は下記のように共分散行列の非対角成分により定義される．

$$\lambda_{\text{VM},ii} = 0 \quad (4.10)$$

$$\lambda_{\text{VM},ij} = (\Sigma^{-1})_{ij} \quad (i \neq j) \quad (4.11)$$

以降の数値解析においては， $\theta_{\text{t}}$  と  $\phi_{\text{t}}$ ， $\theta_{\text{r}}$  と  $\phi_{\text{r}}$  は互いに無相関であるとし，それ以外の変数同士は相関があるとする．送受間の相関係数は  $\rho_{\text{tr},\theta\theta}, \rho_{\text{tr},\theta\phi}, \rho_{\text{tr},\phi\theta}, \rho_{\text{tr},\phi\phi}$  と定義する．

送受間の相関係数を考慮する理由として，送受信アンテナ放射パターン同士が相互に影響し合い，伝搬路が決定されるために互いに相関があると考えられるだけではなく，MIMO システムの送受信機を取り巻く伝搬環境によっても送受信機間に相関が生じる場合もあると考えられる．送受信機周辺の伝搬環境は大きく分けて送受信機間の直接波成分，送受信機間に存在する散乱体による反射波成分により決まり，直接波成分が大きい場合，送受信機間の相関が高くなる．また，反射波成分についても散乱体が固定であったりすると送受信機間の相関が高くなると考えられる．そのため，送受信機間の相関も含めて考慮した伝搬環境に合わせた放射パターン設計が必要である．例えば，送信側と受信側の相関係数が 0 だった場合，送信側と受信側は独立であり，それぞれ片側ずつの放射パターン最適化を行えばよい．一方で，相関係数が 0 でない場合には送信側と受信側は独立ではなく，送信側と受信側の放射パターンや伝搬環境が互いに影響を及ぼし合い，もう一方の角度プロファイルが決まる．

#### 4.1.4 行列 $\mathbf{Z}$ の導出

球モード係数  $q_{smn}$  と電流分布  $\vec{J}(r, \theta, \phi)$  の関係式は文献 [20] より  $c = 1$  の球面波関数を用いることで定義される。

$$q_{smn} = (-1)^{m+1} \int_{V_0} \frac{k}{\sqrt{\eta}} \vec{f}_{s,-m,n}^{(1)}(r, \theta, \phi) \cdot \vec{J}(r, \theta, \phi) dV_0 \quad (4.12)$$

$\eta$  は特性アドミタンスである。上記より，放射パターンから電流分布を求める際には積分方程式を解く必要がある。そこで電流分布を電流分布係数と既知の直交関数との線形結合として表し，積分方程式を連立一次方程式として解くことを考える。これをガラーキン法 [42] と呼ぶ。さらに，放射パターンの最適化を行った場合と同様に，線形結合表現から行列演算によって複数ストリームの最適放射パターンに対応した係数行列という形で複数ストリームの電流分布を同時に求めることが出来る。

式 (4.12) と (2.58) より，球モード係数は下記のように表せる。

$$\begin{aligned} q_j &= (-1)^{m+1} \int_{V_0} \frac{k}{\sqrt{\eta}} \vec{f}_{s,-m,n}^{(1)}(r, \theta, \phi) \left( \sum_{l=1}^L \vec{a}_l \vec{b}_l(r, \theta, \phi) \right) dV_0 \\ &= \sum_{l=1}^L (-1)^{m+1} \frac{k}{\sqrt{\eta}} \left( a_l^r \int_{V_0} f_{s,-m,n}^{(1)r}(r, \theta, \phi) b_l(r) dV_0 \right. \\ &\quad \left. + a_l^\theta \int_{V_0} f_{s,-m,n}^{(1)\theta}(r, \theta, \phi) b_l(\theta) dV_0 \right. \\ &\quad \left. + a_l^\phi \int_{V_0} f_{s,-m,n}^{(1)\phi}(r, \theta, \phi) b_l(\phi) dV_0 \right) \end{aligned} \quad (4.13)$$

このとき  $f_{s,-m,n}^{(1)r}(r, \theta, \phi)$ ， $f_{s,-m,n}^{(1)\theta}(r, \theta, \phi)$ ， $f_{s,-m,n}^{(1)\phi}(r, \theta, \phi)$  はそれぞれ球面波関数の  $r, \theta, \phi$  成分である。電流分布係数の  $r, \theta, \phi$  成分を共通のインデックス  $l$  ( $l = 1, \dots, 3L$ ) により下記のように定義する。

$$a_l = \begin{cases} a_l^r & (l = 1, \dots, L) \\ a_{l-L}^\theta & (l = L+1, \dots, 2L) \\ a_{l-2L}^\phi & (l = 2L+1, \dots, 3L) \end{cases} \quad (4.14)$$

$$b_l(u) = \begin{cases} b_l(r) & (l = 1, \dots, L) \\ b_{l-L}(\theta) & (l = L+1, \dots, 2L) \\ b_{l-2L}(\phi) & (l = 2L+1, \dots, 3L) \end{cases} \quad (4.15)$$

式 (4.14) と (4.15) を式 (4.13) に代入することで、球モード係数は下記のようになる。

$$\begin{aligned} q_j &= \sum_{l'=1}^{3L} a_{l'} (-1)^{m+1} \frac{k}{\sqrt{\eta}} \int_{V_0} f_{s,-m,n}^{(1)u}(r, \theta, \phi) b_{l'}(u) dV_0 \\ &= \sum_{l'=1}^{3L} a_{l'} z_{jl'} \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$z_{jl'} = (-1)^{m+1} \frac{k}{\sqrt{\eta}} \int_{V_0} f_{s,-m,n}^{(1)u}(r, \theta, \phi) b_{l'}(u) dV_0 \quad (4.17)$$

ここで  $z_{jl'}$  は第 2 章にて説明した、第  $j$  番目の球面波関数と第  $l'$  番目の基底関数により計算され電流分布係数から球モード係数への返還を表す行列成分である。よって、第  $n$  番目のアンテナ (ストリーム) の球モード係数ベクトル  $\mathbf{q}_n$  は第  $j$  行  $l'$  列成分が  $z_{jl'}$  で定義される行列  $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{J \times 3L}$  と第  $l'$  番目の成分が  $a_{l'}$  である電流分布係数ベクトル  $\mathbf{a}_n \in \mathbb{C}^{3L}$  により表される。

$$\mathbf{q}_n = \mathbf{Z} \mathbf{a}_n \quad (4.18)$$

式 (4.18) より、最適球モード係数  $\mathbf{q}_n$  が与えられたとき、対応する電流分布係数は疑似逆行列  $\mathbf{Z}^+ \in \mathbb{C}^{3L \times J}$  により求めることが出来る。

$$\tilde{\mathbf{a}}_n = \mathbf{Z}^+ \mathbf{q}_n \quad (4.19)$$

疑似逆行列は  $\mathbf{Z}$  の特異値分解行列から求めることが可能である [43]。

## 4.2 最適設計法を用いた数値解析結果

### 4.2.1 数値解析条件

図 5.3 に示す数値解析条件に従い、送受信側で対称な角度プロファイルを仮定した  $2 \times 2$  MIMO システムのアンテナ放射パターンの最適化と電流分布の計算を行う。数値解析を行うにあたり、本章のアンテナ放射パターン最適化手法は周波数に依存せず適用可能であることから、アンテナ実装体積等は波長  $\lambda_0$  を単位として定義する。

本節の数値解析では、一例として相関係数が同一の値を持つと仮定する。

$$\rho_{\text{tr},\theta\theta} = \rho_{\text{tr},\theta\phi} = \rho_{\text{tr},\phi\theta} = \rho_{\text{tr},\phi\phi} = \rho_h \geq 0 \quad (4.20)$$

$\rho_h = 0, 0.2, 0.4$  の場合の角度プロファイルを表したものが図 4.9 である。これは、送信側または受信側は無指向性アンテナを用いたときの受信側または送信側の角度プロファイルであり、角度プロファイルの最大値で規格化している。簡単化のため、角度プロファイルは  $\theta$  偏波成分のみを持つとして検討を行う。

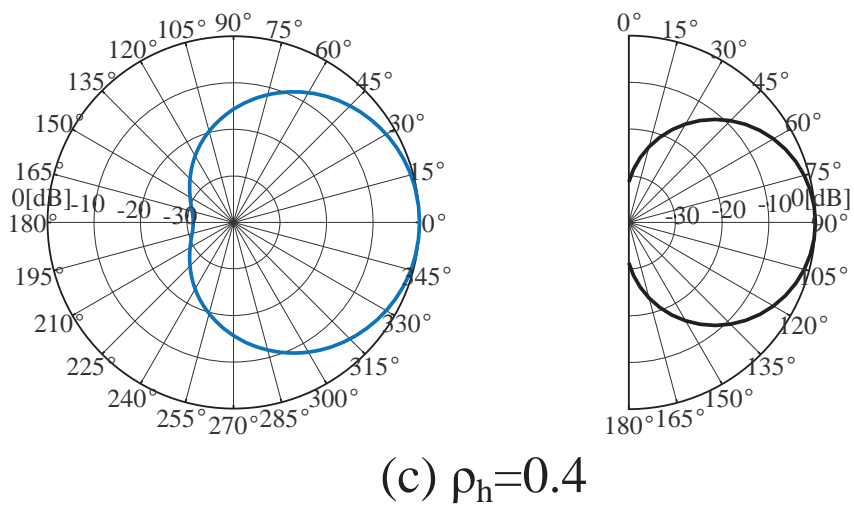
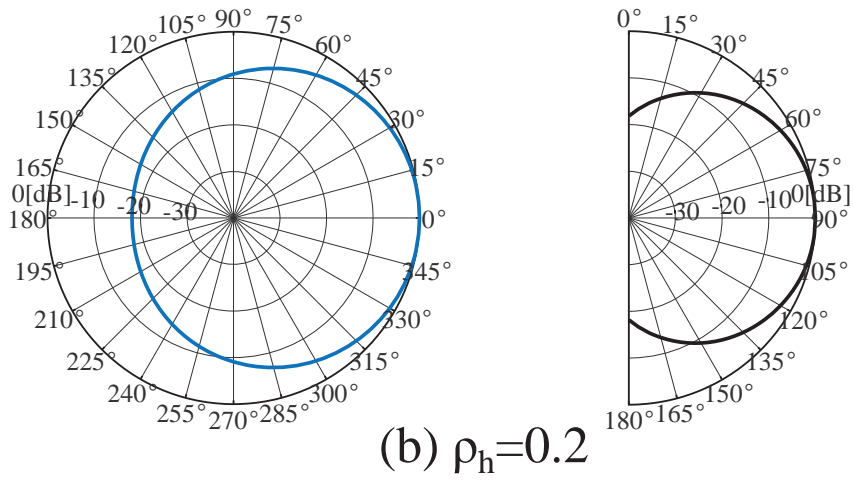
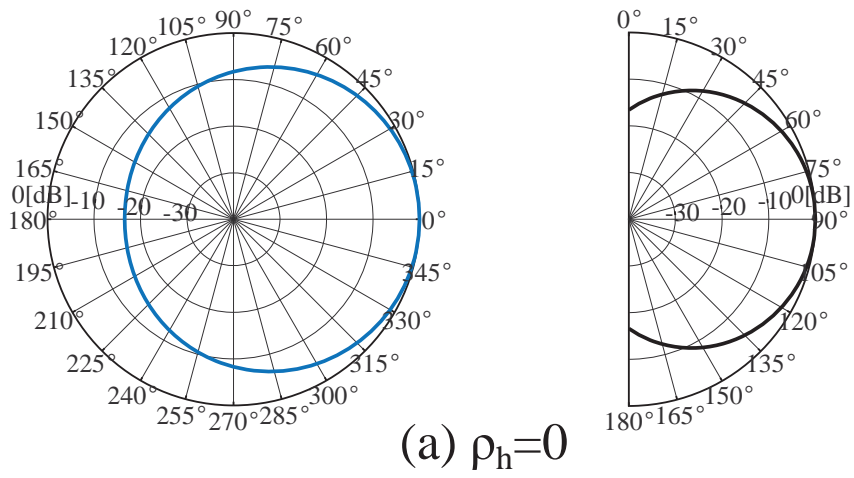


図 4.9: 電力角度プロファイルの例 (左側: 水平面, 右側: 垂直面)

表 4.1: 数値解析条件

アンテナ数	$N_t = N_r = 2$
発射角	$\mu_{t,\phi} = 0^\circ, \mu_{t,\theta} = 90^\circ$
到来角	$\mu_{r,\phi} = 0^\circ, \mu_{r,\theta} = 90^\circ$
送信側角度拡がり	$\sigma_{t,\phi} = 30^\circ, \sigma_{t,\theta} = 15^\circ$
受信側角度拡がり	$\sigma_{r,\phi} = 30^\circ, \sigma_{r,\theta} = 15^\circ$
偏波	$\theta$ 偏波成分のみ
アンテナ実装体積の半径	$r_0 = \sqrt{2}\lambda/4$
球モード数	$J = 16$
許容差分	前回と前々回の計算結果の差分の 1%
微小領域の格子点数	$L = 441 (21^2)$

平面電流分布を求める場合，正形状の平面 1 辺に対して 2 以上の領域に分割することを考える．そして，分割された領域 (微小領域) の格子点位置での電流分布係数を計算する．格子点から上下，左右への電流は電流分布係数と各方向に応じた基底関数により定義する．基底関数の例として，デルタ関数や矩形関数がある．微小領域間に生じる電流分布の連続性を保つため，下記のような sine 関数による基底関数を用いる．

$$\vec{b}_l(y, z) = b_l(y)\hat{y} + b_l(z)\hat{z}, \quad (4.21)$$

$$b_l(u) = \begin{cases} \frac{\sin(k(u-(u_l-\Delta u)))}{\sin(k\Delta u)} & (u_l - \Delta u \leq u \leq u_l) \\ \frac{\sin(k((u_l+\Delta u)-u))}{\sin(k\Delta u)} & (u_l \leq u \leq u_l + \Delta u) \\ 0 & (\text{elsewhere}) \end{cases} \quad (4.22)$$

$$u_l = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{l}{L} - \Delta u \quad (4.23)$$

$$\Delta u = \frac{\lambda}{4L} \quad (4.24)$$

平面電流分布の実現例として，微小領域ごとにアクティブアンテナ素子や寄生素子などを配置し，得られた複素電流の振幅，位相を再現する構成が考えられる [44][45]．文献 [44][45] において，微小なアンテナ素子は 1/10 波長以下であることが望ましいとされる．そこで，格子点から上下左右に 1/20 波長ずつの範囲に電流が生じるものとし，格子点の間隔は 1/20 波長と定義する．よって，1 辺が半波長の領域においては， $21^2 = 441$  個の格子点が存在し，各格子点の位置における電流分布係数を求めるものとする．しかし，より簡易にアンテナを構成したい場合に，アレーアンテナ構成を想定し，各素子の位置に応じた励振係数を与えることで準最適放射パターンに似た放射パターンを形成することも可能である．文献 [42] に記載のフーリエ変換法を用いて，半波長間隔に配置されたアンテナ素子の位置において最適アンテナ放射パターンに対応する励振係数を求め，平面電流分布による準最

適アンテナ放射パターンとの比較を行う。

提案手法および文献 [42] に記載のフーリエ変換法により求めた電流分布を用いた場合に対して、半波長ダイポールアレー (図 4.8) を従来アンテナとし、平均通信路容量特性の比較を行う。また、平均通信路容量は式 (2.35) より伝搬路相関行列の行列式の値と関連があることから、伝搬路相関行列の行列式の増加要因となる各ストリームの受信電力と各ストリーム間の相関についても比較する。従来アンテナとしてはマイクロストリップアンテナアレーなども考えられるが、図 4.6 の平面構造アンテナと同一のアンテナ実装体積内に 2 素子を配置出来る半波長ダイポールアレーを用いることとする。

## 4.2.2 目的関数の収束

アンテナ放射パターンの最適化を送受両側で交互に行う逐次最適化を行った場合に目的関数の収束性について明らかにする。平均通信路容量特性は式 (2.39) の関係より伝搬路相関行列の行列式の特性和関連付けられる。アンテナ利得が増えると、伝搬路相関行列の対角成分が増加する。また、放射パターンにより形成される伝搬路間の直交性が高まると伝搬路相関行列の非対角成分が減少する。この 2 つの要素が同時に成り立つことにより、伝搬路相関行列の行列式および平均通信路容量の改善が期待出来る。本節では目的関数である伝搬路相関行列の行列式の最大化を行ったときの行列式の値の収束性を確認するため、放射パターン計算の試行回数に対する伝搬路相関行列の行列式の値を数値解析により確認する。

図 4.10 は放射パターン最適化を逐次的に行った際の試行回数に対する伝搬路相関行列の行列式の値を示している。球モード係数の初期値は図 4.8 の半波長ダイポールアレーの値を用いており、行列式の値は送信側および受信側の両方で半波長ダイポールアレーを用いたとき (試行回数が 0 のとき) の値で規格化している。収束したと判定するための許容差分  $\epsilon$  は前々回と前回の行列式の値の差の 1% と定義した。つまり、 $itr$  回目の試行時の許容差分は

$$\epsilon = 0.01 \left| \det \bar{\mathbf{R}}_{c,t}^{(itr-1)} - \det \bar{\mathbf{R}}_{c,r}^{(itr-2)} \right| \quad (4.25)$$

または

$$\epsilon = 0.01 \left| \det \bar{\mathbf{R}}_{c,r}^{(itr-1)} - \det \bar{\mathbf{R}}_{c,t}^{(itr-2)} \right| \quad (4.26)$$

となる。試行回数が奇数のときは受信側の放射パターン最適化を表し、試行回数が偶数のときは送信側の放射パターン最適化を表している。得られた結果より、送受合わせて多くても 3 回の最適化計算を行えば、伝搬路相関行列の行列式が収束していることが確認出来た。また、送受間の相関が高くなるにつれて、収束が遅くなることも確認出来た。つまり、送受間の相関がある程度低く互いに独立なとき (本章の条件では相関係数 0.2 以下のとき) は、送信側と受信側で 1 回ずつ最適

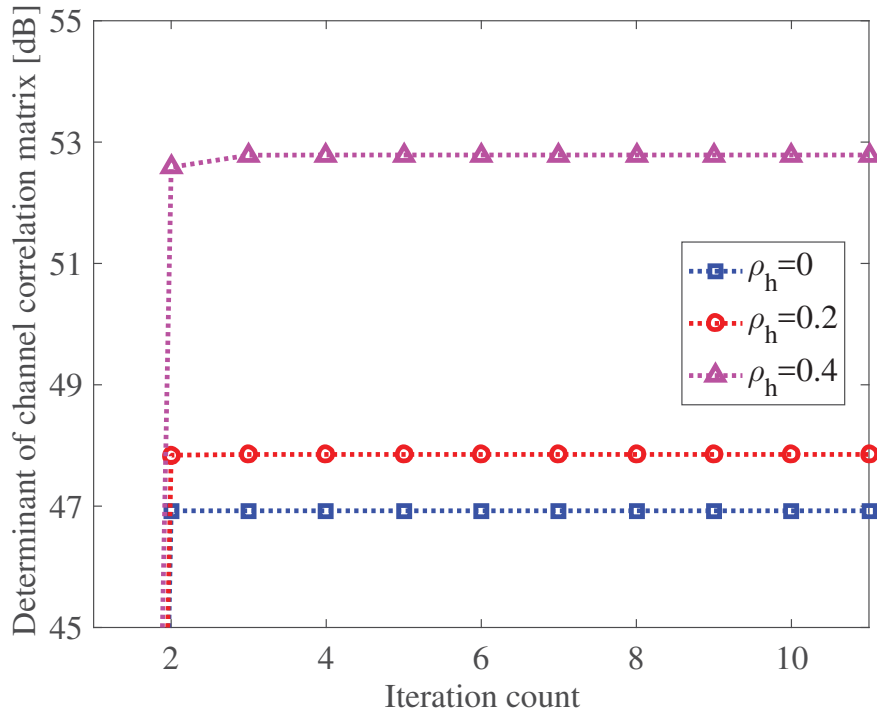


図 4.10: 目的関数の値 (式 (2.39))

化計算を行えばよい。一方、それよりも相関係数が高くなる時は各試行で得られた放射パターンにより角度プロファイルが影響を受け変化するため、次の試行で得られる放射パターンも変化しながら徐々に角度プロファイルに合わせた最適化が行われ、本章にて与えた角度プロファイルに対しては3回以上の逐次計算が必要となることが分かった。送信側または受信側の片側のみの設計を行う場合は、試行回数1回の場合と考えられるが、2回目以降の方が目的関数の値が大きくなっており、MIMOシステムにおいて送受両側の設計を行うことで通信路容量特性が改善可能であることを明らかにした。以降の解析では、一例として $\rho_h = 0.2$ の場合について述べることとする。

### 4.2.3 最適アンテナ放射パターン

送信側および受信側で対称な角度プロファイルを与えたことから、送信アンテナ放射パターンと受信アンテナ放射パターンの最適化の結果は同一となる。よって、本節では受信側の結果のみについて述べることとする。4.2節の数値解析条件を用いて最適受信側アンテナ放射パターンを導出した結果が図4.11であり、それに対応した球モード係数を示したものが図4.12である。このとき水平面( $\theta = 90^\circ$ )の放射パターンと垂直面( $\phi = 0^\circ, 45^\circ$ )の放射パターンを示している。また、モードに応じた遠方界パターン関数は $\theta$ 偏波成分と $\phi$ 偏波成分が同時に定義されている

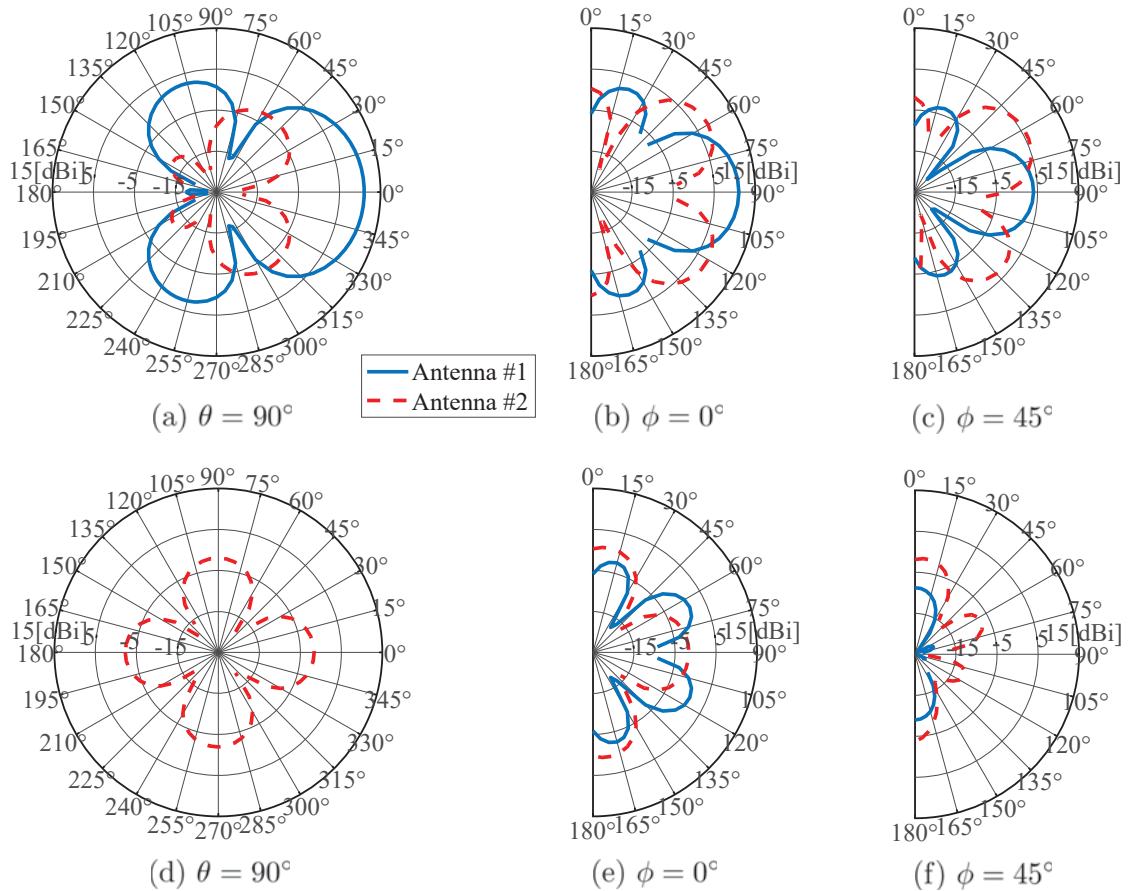


図 4.11: 最適アンテナ放射パターン ((a)-(c):  $\theta$  偏波成分, (d)-(f):  $\phi$  偏波成分)

ためある球モード係数に対して、最適放射パターンとして両偏波成分が導出される。まず、青線で示した1つ目のアンテナ放射パターンを見ると  $\theta$  偏波成分は角度プロファイルが最大となる方向 ( $\theta = 90^\circ$  and  $\phi = 0^\circ$ ) に最大利得を持つことがわかる。そして到来波の少ない  $\phi = 180^\circ$  方向にヌルを形成する。一方  $\phi$  偏波成分は  $\theta$  偏波成分に比べて利得が小さく抑えられていることもわかる。よって、 $\theta$  偏波成分のみを有する角度プロファイルの大小に応じて無駄なく電力を得られる放射パターンとなっている。次に、2つ目のアンテナ放射パターンについて、 $\theta$  偏波成分は角度プロファイルが最大となる方向 ( $\theta = 90^\circ$  and  $\phi = 0^\circ$ ) にヌルを持ち、そのピークは  $\theta = 60^\circ$  and  $\phi = 45^\circ$  方向にある。このようにヌルを形成することで1つ目のアンテナ放射パターンと直交したパターンとなる。それに伴い、 $\phi$  偏波成分も1つ目の放射パターンと直交したパターンとなっている。このような最適放射パターンを用いた場合、伝搬路相関行列の行列式は送受両側で半波長ダイポールアレーを用いた場合と比べて 48.6 dB 大きくなるという計算結果を得た。

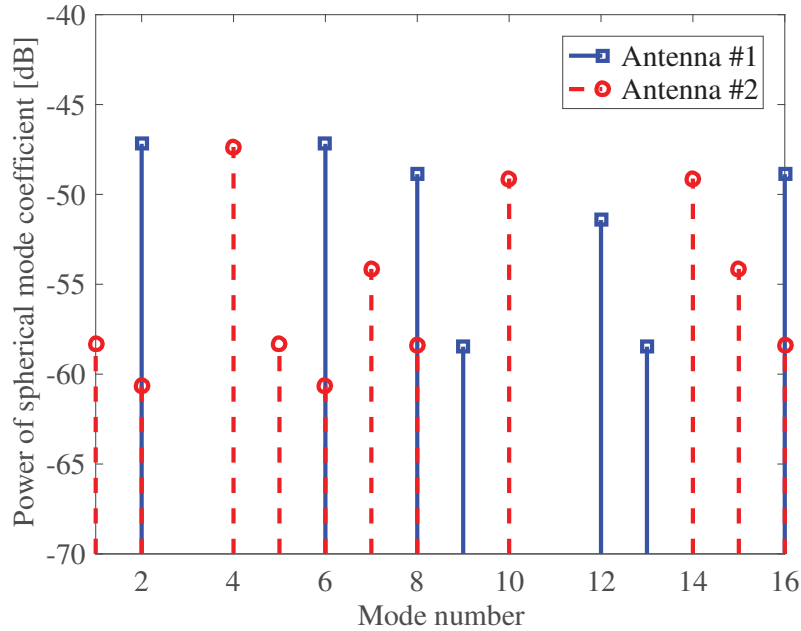


図 4.12: 最適アンテナ放射パターンの球モード係数

#### 4.2.4 平面構造アンテナの電流分布と準最適アンテナ放射パターン

図 4.6 の平面構造アンテナにより最適アンテナ放射パターンに最も近い準最適アンテナ放射パターンを形成するための電流分布係数を求めた結果が図 4.13 および図 4.16 である。図 4.13 の等高線が電流分布係数の振幅を表しており、図 4.16 は電流分布係数の位相を表す。このような電流分布係数を実現するための一つの手段として、各微小領域に対応する位置に微小アンテナを配置し、電流分布係数に対応した給電を行うことが考えられる。このとき、微小アンテナ間の結合を表す行列  $\mathbf{C}$  により各微小アンテナに対する励振係数  $\mathbf{e}$  を求める。

$$\mathbf{e} = \mathbf{C}\mathbf{a} \quad (4.27)$$

ここで、 $\mathbf{C}$  の  $i$  行  $j$  列成分  $c_{ij}$  は第  $i$  番目の微小アンテナと第  $j$  番目の微小アンテナ素子間の結合を表す係数である。この微小領域を 1 つのアンテナ素子と考えアンテナ実装体積を大きくしたものが Massive MIMO アンテナである。Massive MIMO アンテナにおける放射パターン設計については次章にて述べる。

得られた電流分布により生じる準最適アンテナ放射パターンおよび対応する球モード係数を図 4.17 および図 4.18 に示す。最適放射パターンと比較すると、 $\theta$  偏波成分のピークとヌルが形成される位置が概ね一致している。しかし、準最適放射パターンの場合には平面構造アンテナの  $yz$  平面に対する対称性により水平面の放射パターンが  $yz$  平面を境界に対称となってしまう、到来波電力が小さい  $\phi = 180^\circ$  方向にもピークを向けてしまうことがわかる。そのため、 $\phi = 0^\circ$  方向のピークが最

最適放射パターンに比べて低減していることもわかる。これは、最適放射パターンがアンテナ実装面の形状の制約を受けないのに対して、準最適放射パターンにはアンテナ実装面の条件により制約を受け、最適放射パターンそのものを実現出来るとは限らないことを意味する。球モード係数についても比較すると、最適放射パターンの場合に比べてより少ない種類のモードにより準最適放射パターンが構成されていることが確認出来る。しかし、最適放射パターンよりも劣化はするものの角度プロファイルに合わせた放射パターンによる受信電力の増加と2つの放射パターン間の直交性により、送受両側で半波長ダイポールアンテナアレーを用いた場合に比べて伝搬路相関行列の行列式の値が40.4 dB大きくなることがわかった。

#### 4.2.5 微小ダイポールアンテナアレー構成の場合の励振係数

準最適アンテナ放射パターンの導出結果は第1ストリームが同相で励振した放射パターン、第2ストリームが逆相で励振したパターンに類似している。そこで、微小ダイポールアンテナアレーを想定した場合の励振係数を求め、どの程度準最適アンテナ放射パターンが再現出来るのかを確認する。アンテナ素子は微小ダイポールアンテナを用いることとし、水平方向3素子、垂直方向3素子の合計9素子でのアレー構成とする。[42]に記載のフーリエ変換法を用いて、半波長間隔の位置における電流分布の離散値を求めた結果を表4.2, 4.3に示す。フーリエ変換法については付録Bに記載した。得られた励振係数をもとに実現される放射パターンを計算した結果が図4.19である。最適アンテナ放射パターンや準最適アンテナ放射パターンと比べて、パターンの細かな形状は再現されていないが、第1ストリームで角度プロファイルの方向にピークを向け、第2ストリームでヌルを向けるという傾向は一致している。このとき、送受両側で半波長ダイポールアンテナアレーを用いた場合に比べると伝搬路相関行列の行列式の値は36.0 dB大きくなることがわかった。微小ダイポールアンテナアレーの励振係数を設計することで、半波長ダイポールアンテナアレーの場合に比べて伝搬路相関低減が可能である。最適放射パターン、平面構造アンテナによる準最適アンテナ放射パターン、微小ダイポールアンテナアレー、半波長ダイポールアンテナアレーの場合それぞれの第1ストリームと第2ストリーム間の伝搬路相関係数の絶対値は表4.4の通りであり、最適放射パターン、平面構造アンテナによる準最適アンテナ放射パターン、微小ダイポールアンテナアレーの場合の相関係数はいずれも半波長ダイポールアンテナアレーの場合よりも小さくなっており、放射パターンの設計により伝搬路相関低減が可能なことを確認出来た。平均通信路容量の特性については次節にて述べる。

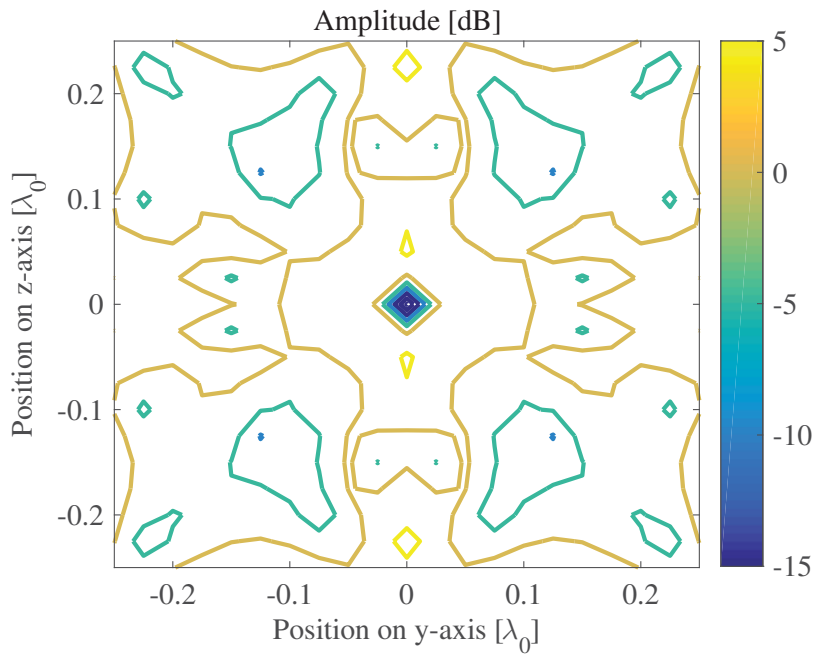


図 4.13: 第 1 番目の電流分布係数 (振幅): ( $L=441$ )

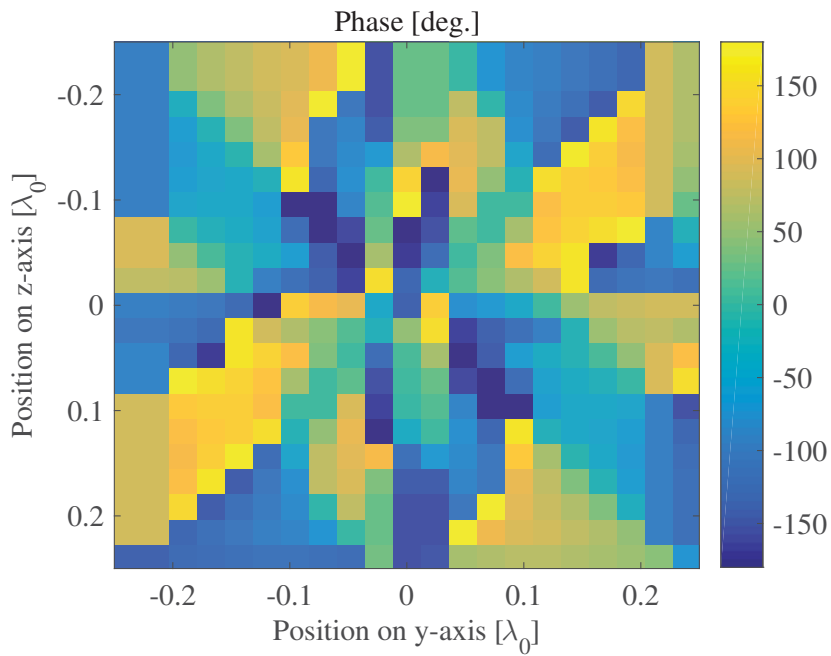


図 4.14: 第 1 番目の電流分布係数 (位相): ( $L=441$ )

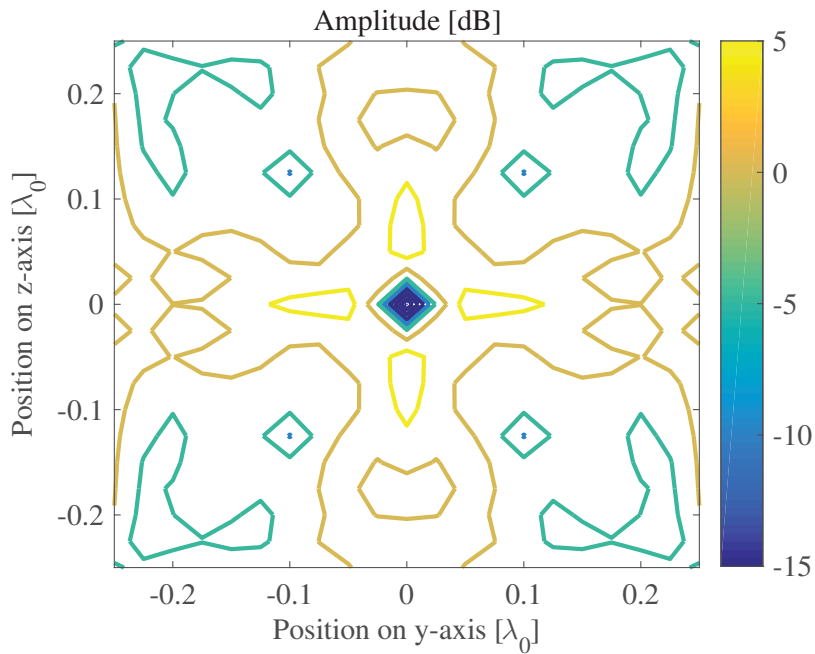


図 4.15: 第 2 番目の電流分布係数 (振幅): ( $L=441$ )

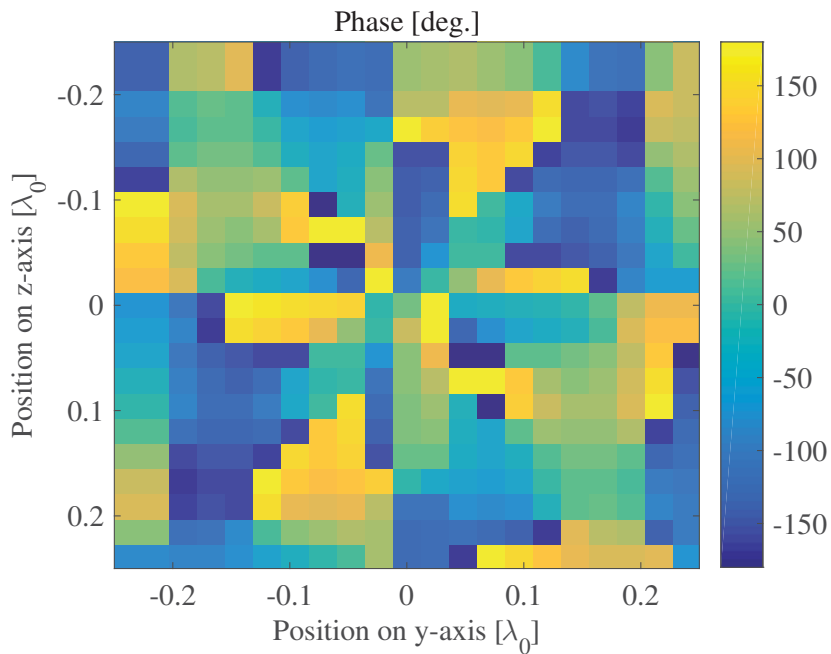


図 4.16: 第 2 番目の電流分布係数 (位相): ( $L=441$ )

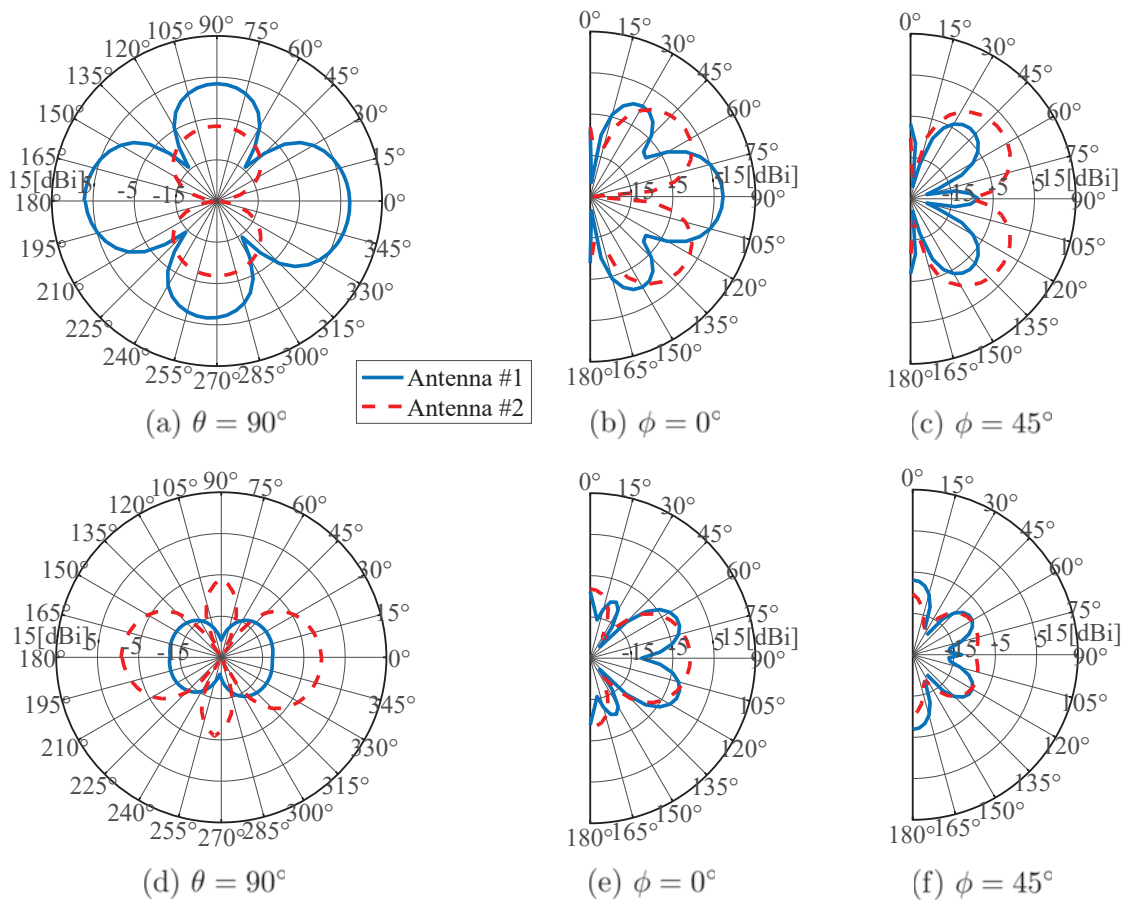


図 4.17: 準最適アンテナ放射パターン ((a)-(c):  $\theta$  偏波成分, (d)-(f):  $\phi$  偏波成分): ( $L=441$ )

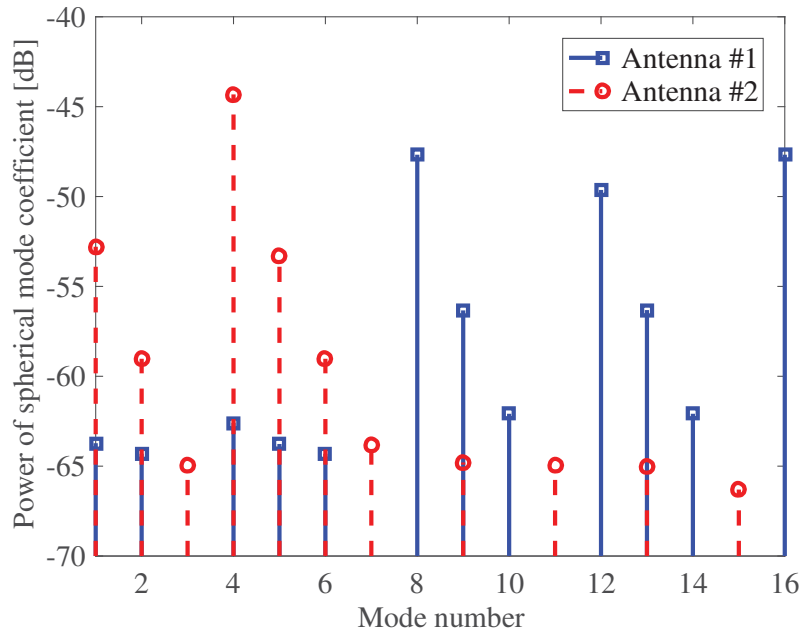


図 4.18: 準最適アンテナ放射パターンの球モード係数: ( $L=441$ )

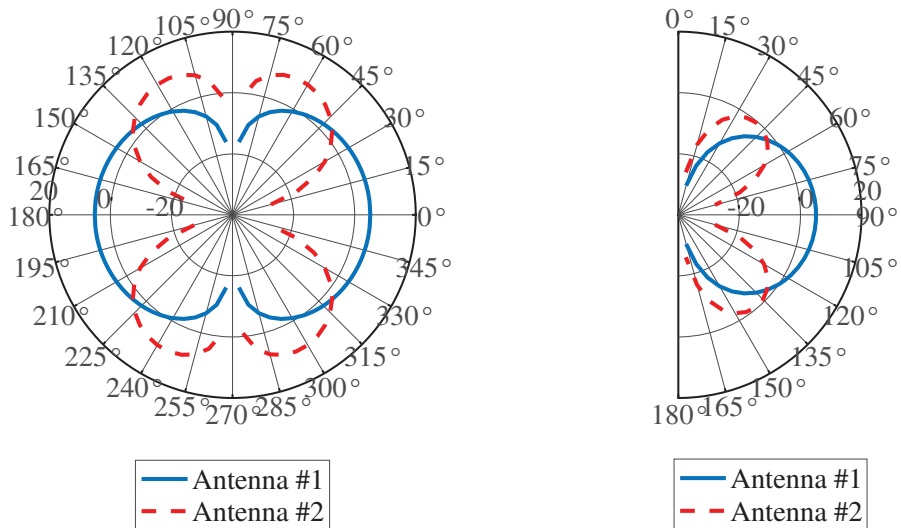


図 4.19: 9 素子半波長ダイポールアンテナアレイによる放射パターン (フーリエ変換法)

表 4.2: 第 1 番目のストリームの励振係数の振幅 [dB] と位相 [deg.]

	$z = -0.24\lambda_0$	$z = 0$	$z = 0.24\lambda_0$
$y = -0.24\lambda_0$	-0.013 [dB] -33.4 [deg.]	-0.0039 [dB] -33.4 [deg.]	-0.0031 [dB] -33.4 [deg.]
$y = 0$	-0.0039 [dB] -33.4 [deg.]	0 [dB] -33.4 [deg.]	-0.0039 [dB] -33.4 [deg.]
$y = 0.24\lambda_0$	-0.0031 [dB] -33.4 [deg.]	-0.0039 [dB] -33.4 [deg.]	-0.013 [dB] -33.4 [deg.]

表 4.3: 第 2 番目のストリームの励振係数の振幅 [dB] と位相 [deg.]

	$z = -0.24\lambda_0$	$z = 0$	$z = 0.24\lambda_0$
$y = -0.24\lambda_0$	-245.3 [dB] 141.3 [deg.]	0 [dB] -94.8 [deg.]	-265.0 [dB] -75.4 [deg.]
$y = 0$	0 [dB] 85.2 [deg.]	-522.3 [dB] 160.8 [deg.]	0 [dB] 85.2 [deg.]
$y = 0.24\lambda_0$	-265.0 [dB] 104.6 [deg.]	0 [dB] -94.8 [deg.]	-245.3 [dB] -38.7 [deg.]

#### 4.2.6 平均通信路容量

下記の 5 つの場合について平均通信路容量を計算する.

- 最適放射パターンを用いた場合: Proposed.
- 平面構造アンテナによる準最適放射パターンを用いた場合: Proposed (Planar).
- フーリエ変換法により励振係数を求めた 9 素子微小ダイポールアンテナアレーを用いた場合: Fourier transform method.
- 2 素子半波長ダイポールアンテナアレーを用いた場合: Dipole array.
- 半波長ダイポールアンテナで SISO 伝送を行った場合: SISO.

無指向性アンテナを用いたときの平均受信 SNR に対する平均通信路容量を計算した結果を図 4.20 に示す. 例えば平均受信 SNR が 15 dB のとき, 最適放射パターンを用いた場合の平均通信路容量は半波長ダイポールアンテナで SISO 伝送を行った場合よりも 9.4 bps/Hz 大きい. また, 2 素子半波長ダイポールアンテナアレーを用

表 4.4: 第 1 番目のストリームと第 2 番目のストリーム間の相関係数の絶対値

アンテナ構造	相関係数の絶対値
最適アンテナ放射パターン	0
平面構造アンテナ	0.057
微小ダイポールアンテナアレー	0.21
半波長ダイポールアンテナアレー	0.70

いた場合よりも 7.3 bps/Hz 大きい。よって平均通信路容量の改善効果があることが確認出来た。準最適放射パターンを用いた場合の平均通信路容量は最適放射パターンを用いた場合よりも 2.3 bps/Hz 劣化するが、半波長ダイポールアンテナで SISO 伝送を行った場合、同相励振 2 素子半波長ダイポールアンテナアレーを用いた場合よりも改善されることが確認出来た。また、フーリエ変換法により励振係数を求めた 9 素子微小ダイポールアンテナアレーを用いた場合、平面構造アンテナの場合とほぼ同程度の平均通信路容量を達成出来ることもわかった。この結果は伝搬路相関行列の行列式が改善された結果とも一致しており、最適放射パターンまたは準最適放射パターンを用いることで角度プロファイルに合わせた放射パターンを形成し放射電力の損失を抑えるとともに放射パターン同士の直交性により形成される伝搬路間の相関を低減出来るため、平均通信路容量を改善出来る。

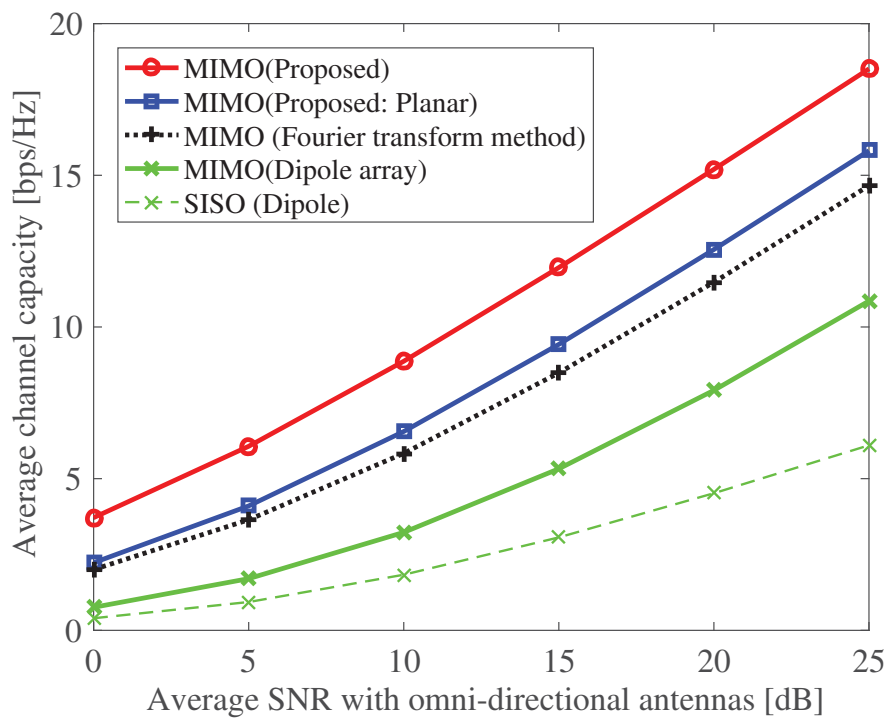


図 4.20: 平均通信路容量の比較

## 4.3 周波数のずれに関する検討

### 4.3.1 周波数のずれによる影響

本章では，設計周波数  $f_0$  に対して得られた電流分布係数と同一の値を他の周波数においても用いることとし，電流分布が周波数特性を持たないものとする．一方で，実際に励振，放射される周波数が  $f_1$  と異なった場合に，周波数のずれにより生じるアンテナ放射パターンの誤差について検討を行う．設計周波数  $f_0$  に対応する波長を  $\lambda_0$ ，波数を  $k_0$  としたとき，周波数  $f_1$  と設計周波数  $f_0$  の比率  $n_f$  によって周波数のずれを定義する．周波数  $f_1$  に対応する波長  $\lambda_1$  と波数  $k_1$  は下記のような関係となる．

$$\frac{f_1}{f_0} = n_f \quad (4.28)$$

$$\lambda_1 = \frac{1}{n_f} \lambda_0 \quad (4.29)$$

$$k_1 = n_f k_0 \quad (4.30)$$

4.2.4 節の電流分布の微小領域の定義や電流分布係数の計算は設計周波数  $f_0$  におけるものし，行列  $\mathbf{Z}_{f_0}$  を得る．これに対して，各微小領域の位置，電流分布，基底関数は設計周波数  $f_0$  と同一であり実際に励振，放射される周波数が  $f_1$  であるとした場合の行列  $\mathbf{Z}_{f_1}$  を計算する．このとき，行列  $\mathbf{Z}_{f_0}$  に対して異なるのは球面波関数内の波数となる．周波数が  $f_1$  におけるアンテナ放射パターンの球モード係数行列  $\mathbf{Q}_{f_1}$  は下記のように求められる．

$$\mathbf{Q}_{f_1} = \mathbf{Z}_{f_1} \mathbf{A}_{f_0} \quad (4.31)$$

周波数のずれによる影響を表す指標として，設計周波数における球モード係数行列のノルムに対する球モード係数行列の各列ベクトルの最小二乗誤差の和の割合を用いる．

$$error(f_0, f_1) = \frac{\|\mathbf{Q}_{f_1} - \mathbf{Q}_{f_0}\|_2}{\|\mathbf{Q}_{f_0}\|_2} \quad (4.32)$$

この誤差割合が 1% までを許容することとし，比帯域幅を求める．

### 4.3.2 球モード係数行列の誤差

周波数  $f_1$  を  $0.9f_0$  から  $1.1f_0$  まで変化させたときの球モード係数行列の各列ベクトルの最小二乗誤差の和の割合は図 4.21 のようになる． $f_1$  が電流分布係数の導出

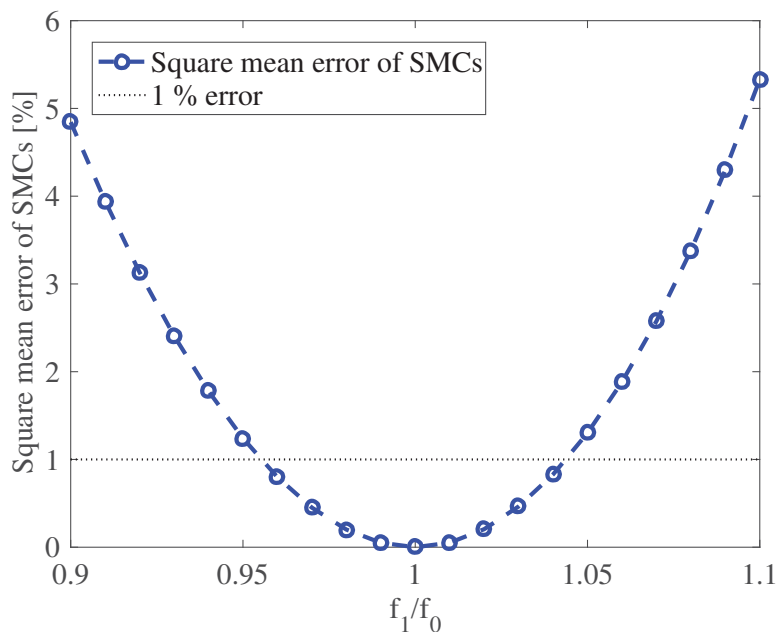


図 4.21: 設計周波数における球モード係数行列のノルムに対する球モード係数行列の各列ベクトルの最小二乗誤差の和の割合

に用いた設計周波数  $f_0$  と等しい場合には誤差がないが、周波数のずれが生じることで誤差が生じ、周波数のずれが大きくなるにつれて誤差割合が大きくなることわかる。許容誤差割合を 1% とすると、 $0.96f_0$  から  $1.04f_0$  までが誤差許容可能な範囲であり、比帯域幅は 8% となる。本節では電流分布が周波数特性を持たないものとしたが、実際には電流分布も周波数特性を有する。放射パターン (球モード係数行列) の許容誤差または電流分布も周波数特性から決まる比帯域幅のうち、狭いほうで実際の比帯域幅が決まると考えられる。共振アンテナの場合には第 3 章のマイクロストリップアンテナのように比帯域幅が 3~4% であり、放射パターン (球モード係数行列) の許容誤差よりも 8% よりも実際の非帯域幅が狭まると考えられる。

## 4.4 まとめ

MIMO システムの送信側と受信側の電力角度プロファイルが一様でなく、互いに相関がある場合のアンテナ放射パターン設計最適化について提案した。このような手法を OBPB (Optimal beam projection beamforming) 法と呼び、電力角度プロファイルとアンテナ実装体積から平均通信路容量を最大化する放射パターンを導出し、さらにアンテナ実装面に応じて放射可能なパターンのうち最適解に近いものを準最適放射パターンとして導出する。前章の送信側および受信側の角度プロ

ファイルが一様な場合と異なり，放射パターン同士の直交性だけでなく，角度プロファイルの形状に応じたパターン形成が必要となる．前章と同様に平均通信路容量が最大となる場合を最適とし，平均通信路容量は伝搬路相関行列の行列式と関連があることから伝搬路相関行列の行列式の最大化を目的関数として最適放射パターンと準最適放射パターンを求めた．さらに，送信側と受信側の間に相関がある場合には一方の放射パターン最適化結果がもう一方の最適化計算に影響を及ぼす．そこで逐次的に送信側と受信側の放射パターンを最適化し，目的関数が収束したところで得られた結果を最適解であると判定する手順についても述べた．得られた放射パターンは互いに直交し，角度プロファイルに合わせるようにピークやヌルを形成することで平均通信路容量を改善出来ることがわかった．

最適放射パターンの実現例として，本章では平面かつ正形状のアンテナ実装面を想定し，準最適放射パターンの導出を行った．電流分布は微小領域に生じる電流の集合と考えられることから，このアンテナを規模を大きくしたものが **Massive MIMO** システムと呼ばれる多数のアンテナ素子間にて **MIMO** 伝送を行う場合に用いられる大規模平面アンテナアレーであると考えられる．よって，本章のアンテナ放射パターン最適化手法は **Massive MIMO** アンテナの放射パターン設計にも適用出来る可能性がある．次章にて，**Massive MIMO** システムにおけるアンテナ設計課題および **OBPB** 法を用いた **Massive MIMO** アンテナ放射パターンの最適化について述べる．

# 第5章 高周波 Massive MIMO システムのためのアンテナ放射パターン設計

将来無線通信システムの大容量化技術の一つとして注目されているのが Massive MIMO (Multi-Input Multi-Output) 伝送であり、マルチユーザ Massive MIMO の場合、空間上で十分に離れた複数の端末 (User Equipment: UE) と基地局との間で MIMO 伝送を行うことでアンテナ数に比例してシステム全体の通信路容量を向上させることが出来る [60]. これは、端末同士が十分に空間分離されそれぞれの端末方向へビームを形成することで複数の相関の低い伝搬路を形成することが出来るためである. しかしシングルユーザ Massive MIMO では、複数のビームを一つの端末へ向けてしまうと伝搬路相関が高くなり十分な多重化利得を得られず MIMO 伝送を有効活用出来ない. 一方シングルユーザ Massive MIMO の場合、端末側のアンテナ開口面が小さく伝搬路相関が高くなると十分な多重化利得を得られず通信路容量が劣化してしまう. 今後 Massive MIMO 伝送システムの通信路容量を大きく改善するにはマルチユーザの場合だけではなくシングルユーザの場合においても通信路容量を増加させることが必要である. そこで本章では、シングルユーザ Massive MIMO システムのための最適アンテナ放射パターンを導出する.

## 5.1 非一様な角度プロファイルとなる Massive MIMO システムのアンテナ放射パターン最適設計

### 5.1.1 先行研究紹介とその課題

Massive MIMO 伝送の効率的な実現手段としてアナログのビームフォーミング (BF) とデジタルのプリ/ポストコーディングを組み合わせたハイブリッド BF がある. 従来のハイブリッド BF では一般的にパッチアンテナ等の素子を平面上に配置したフェーズドアレー構成が用いられる. 例えば、文献 [16] では図 5.1 のように複数の平面アレーを配置するような基地局を想定し、それぞれの平面アレーにおいて複数方向への高利得ビームを同時に形成することで複数ユーザへの同時通信を可能とする構成を提案している. 平面アレーの垂直方向と水平方向の素子数と

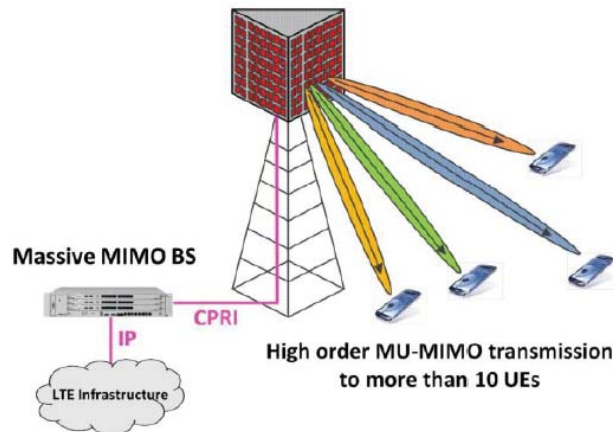


図 5.1: 2次元アクティブアンテナシステムを用いた Massive MIMO (文献 [16] Fig. 1 より引用)

アンテナ素子間間隔を変えたときのスループットを示している。しかし、アンテナ構成が平面アレイに限定され、設計パラメタも素子数や素子間隔のみに留まっており、アンテナ構成とその設計課題が限定され簡略化されている一方、Massive MIMO システムにとって最適な形状であるかは未検討である。また、端末側のアンテナ数が1または2でありシングルユーザ MIMO システムにおけるストリーム数が限定的であり、さらにストリーム数を増やし通信路容量を改善出来るかどうかについても未検討である。

また、文献 [18] ではストリーム数よりも多数のアンテナ素子を用意し、通信路容量を最大化するように凸最適化問題の解法を用いて使用するアンテナ素子を選択し、切り替えを行う構成を提案している。アレイ構成としては、図 5.2 のような円筒アレイ構成と線形アレイ構成が提案されている。アンテナ素子数がストリーム数以下と少ない場合、かつ完全な見通し環境においては線形アレイ構成が有効であるが、それ以外の場合、つまりアンテナ素子数が多かたり、見通し外成分が含まれたりする場合には円筒アレイ構成のほうが線形アレイ構成よりも通信路容量を改善出来ることを明らかにしている。よって、Massive MIMO システムのような多数のアンテナを用いる場合には円筒アレイ構成が適していると言及されている。使用するアンテナ素子については最適解を得ようとしているものの、アンテナ構成自体は線形アレイや円筒アレイなどあらかじめ決められた範囲での検討になっており、それ以外の形状についても考慮して設計を行う必要がある。

小規模アンテナの場合と同様に、あらかじめ決められたアンテナ構成とその構成により形成される放射パターンが最適であるとは限らない。ハイブリッド BF 構成においてシングルユーザ Massive MIMO を実現するために必要なビーム放射パターン、ビーム数(ストリーム数)、アレイ形状などを明らかにする必要がある。そこで、設計のはじめにアンテナ構成を定義するのではなく、大規模構造となるアンテナの実装体積を定義し、第 2 章の最適設計法を適用して角度プロファイルに

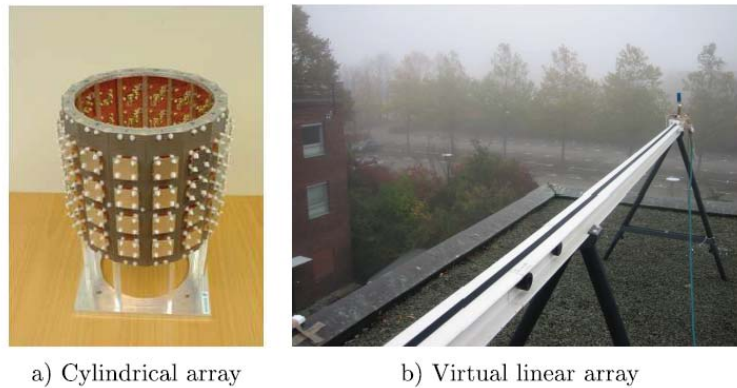


図 5.2: Massive MIMO アンテナ構成の例 (文献 [18] Fig. 2 より引用)

応じた最適アンテナ放射パターンと最適ストリーム数を導出した後，球面構造アンテナを想定し，実現される準最適アンテナ放射パターンを明らかにする．これにより従来のフェーズドアレー構成では実現されない放射パターンも考慮した設計が可能となる．

### 5.1.2 ストリーム数最適化

Massive MIMO システムにおいて第 2 章の最適設計法を用いる場合，最適放射パターンの導出と同時に最適ストリーム数を求めることも重要である．送信側と受信側のアンテナ実装体積に応じて送信側の球モード数と受信側の球モード数は異なる場合がある．また，アンテナ放射パターンと角度プロファイルに応じて球モード数よりも実際に伝送可能なストリーム数の方が小さい場合もある．よって，アンテナ放射パターンの最適設計と同時に，ストリーム数の最適化を行い，何種類のアンテナ放射パターンを形成すればよいかを求める必要がある．最適ストリーム数の導出においても，平均通信路容量の最大化，つまり伝搬路相関行列の行列式の最大化を目的関数とすることが可能である．伝搬路相関行列のストリーム数は従来設計法では送信アンテナ数と受信アンテナ数のうち小さい方の値以下となる．一方，最適設計法では送信側球モード数と受信側球モード数のうち小さい方の値以下となる．取りうるストリーム数の範囲の中で，1 から順にストリーム数を増やしていき，平均通信路容量，または伝搬路相関行列の行列式が最大となるときのストリーム数を最適値とする．そして，得られた最適ストリーム数分の放射パターンを送信側と受信側で形成する．最適ストリーム数で放射パターンの数を

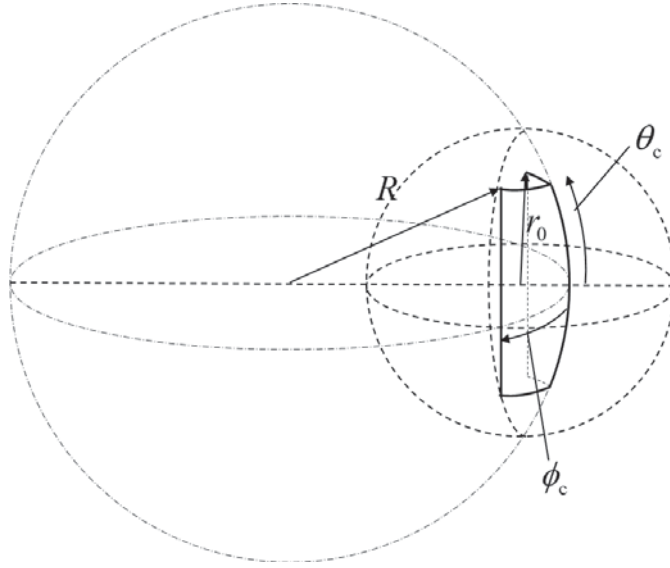


図 5.3: アンテナ実装面

決めた後の伝搬路相関行列は正則となる.

$$\begin{aligned}
 M^{\text{opt}} &= \arg \max_M \sum_{m=1}^M \bar{C}_m \\
 &= \arg \max_M \sum_{m=1}^M \mathbb{E} \left[ \log_2 \left( 1 + \lambda_m \frac{P_t}{MP_n} \right) \right] \\
 &= \arg \max_M \sum_{m=1}^M \det \mathbf{R}_{\text{BS,h,M}} \tag{5.1}
 \end{aligned}$$

このとき,  $\lambda_m$  は  $\mathbf{R}_{\text{BS,h,M}}$  の固有値であり,  $\mathbf{R}_{\text{BS,h,M}}$  は伝搬路相関行列  $\mathbf{R}_{\text{BS,h}}$  の 1 行目から  $M$  行目まで, 1 列目から  $M$  列目までの部分の行列を表す. これにより, 与えられた伝搬環境における平均通信路容量の最大値を得られる.

### 5.1.3 球面構造アンテナ

本章の最適設計法では, 図 5.3 のような半径  $R$ , 角度範囲  $\theta_c, \phi_c$  により定まるアンテナ実装球面を用いる. このような実装面で定義されるアンテナを球面構造アンテナと呼ぶ. 半径  $R = r_0$  の場合はアンテナ実装体積と同一の球面を示し (図 5.4), 半径  $R = \infty$  の場合はアンテナ実装体積の球の中心を通る平面を表す (図 5.5). アンテナ実装面に応じて式 (2.60) の行列  $\mathbf{Z}$  が異なり, 最適アンテナ放射パターンの再現性が変わる.

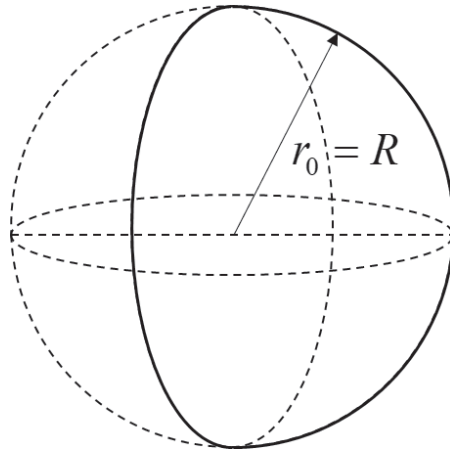


図 5.4: アンテナ実装面が球面の場合

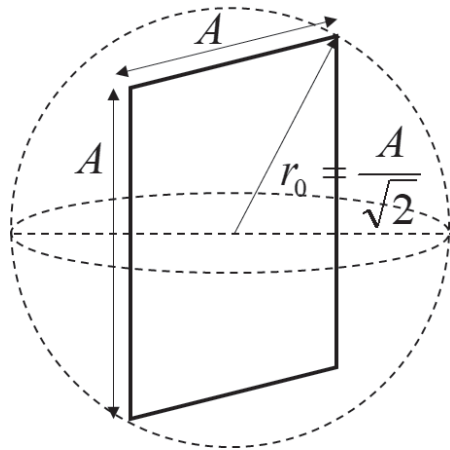


図 5.5: アンテナ実装面が平面の場合

#### 5.1.4 アンテナ構成の比較

表 5.1 は従来ハイブリッド BF と提案する OBPB 法のアナログ BF 構成を比較したものである。

従来ハイブリッド BF のアンテナ構成はフルアレー、サブアレーと大きくつに分類される。平面パッチアレーに線形位相差給電 (Linear Phase Shift Beamforming: LPSB) を行う場合を想定し、形成可能な放射パターン (ビーム) の種類の中から、各ストリームの受信電力最大化、または伝搬路相関行列の行列式最大化を目的関数としてビームを選択する。一方、提案するアンテナ構成は球面、1/32-球面、平面といった同一アンテナ実装体積でありながら曲率の異なるアンテナ実装面を持つ場合を考える。アンテナ実装面上の電流分布を、第 2 章にて述べた最適設計法を用いて求める。

表 5.1: アナログ BF 構成

	従来法: ハイブリッド BF	提案法: OBPB
アンテナ実装面	平面	球面, 平面
アンテナ構成	フルアレー, サブアレー	半球面, 1/32-球面, 平面
ビーム形成方法	Linear Phase Shift Beamforming (LPSB)	Optimal Beam Projection Beamforming (OBPB)
アンテナ	パッチアレー	電流分布面
ビーム選択手法	受信電力, 行列式	行列式
ランク最適化手法	通信路容量	通信路容量

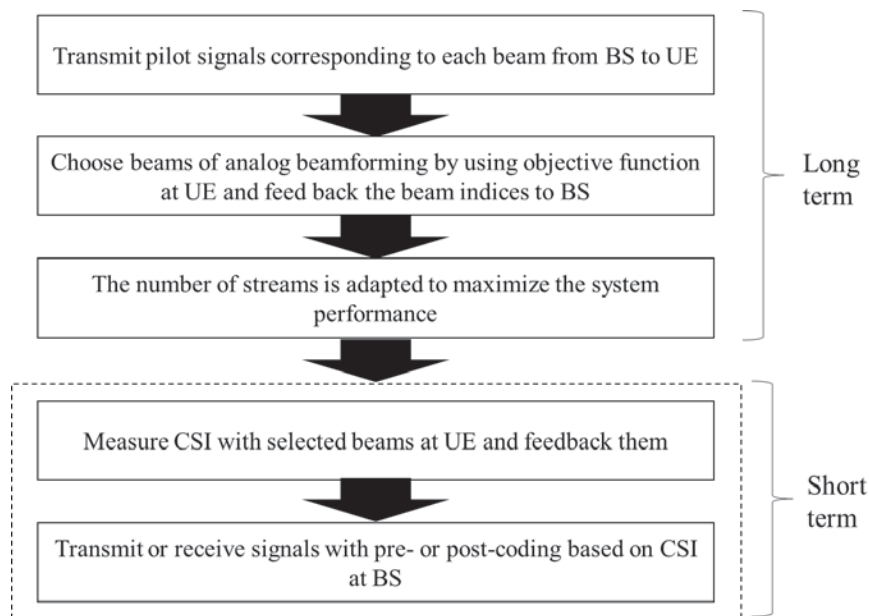


図 5.6: ハイブリッド BF 手順

## 5.2 従来ハイブリッド BF

Massive MIMO システムの実現例であるハイブリッド BF では、アナログ BF とデジタルのプリ/ポストコーディングを組み合わせることで演算量や回路規模の削減が可能である。アナログ BF とデジタルプリ/ポストコーディングはそれぞれ、図 5.6 に示すような長時間での制御により平均通信路容量や平均受信電力等の統計量に対する最適化を行い、短時間での制御により端末の移動や伝搬路の瞬時変動等による変化への対応を行うという 2 段階の役割分担による制御が行われる。

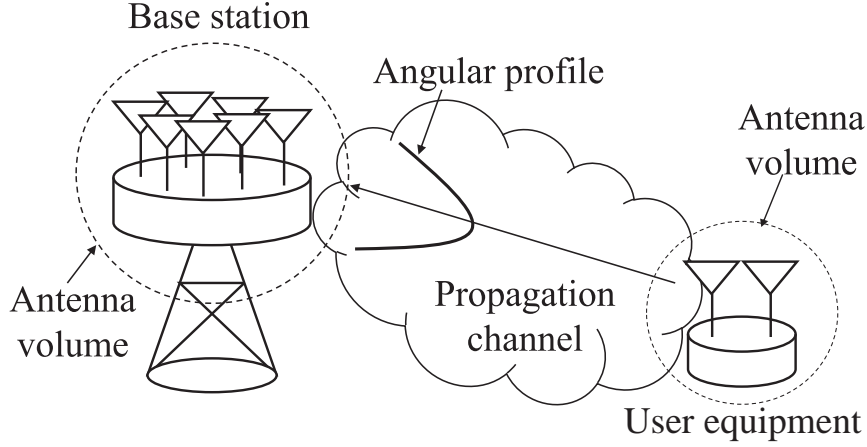


図 5.7: シングルユーザ Massive MIMO システムモデル

### 5.2.1 SU-massive MIMO システムモデル

シングルユーザ Massive MIMO システム (図 5.7) においてある時刻  $t$  のアップリンク方向を例に受信信号モデルを示す。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{BS}}(t) &= \mathbf{W}_{\text{d}}^{\text{T}}(t)\mathbf{W}_{\text{a}}^{\text{T}}\mathbf{H}_0(t)\mathbf{s}_{\text{UE}}(t) + \mathbf{n}_{\text{BS}}(t) \\ &= \mathbf{W}_{\text{d}}^{\text{T}}(t)\mathbf{H}(t)\mathbf{s}_{\text{UE}}(t) + \mathbf{n}_{\text{BS}}(t) \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{H}(t) = \mathbf{W}_{\text{a}}^{\text{T}}\mathbf{H}_0(t) \quad (5.3)$$

このとき  $\mathbf{W}_{\text{d}}(t) \in \mathbb{C}^{M \times M}$  はデジタル プリ/ポストコーディングウェイト行列,  $\mathbf{W}_{\text{a}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{BS}} \times M}$  はアナログ BF ウェイト行列,  $\mathbf{s}_{\text{UE}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{UE}} \times 1}$  は送信信号ベクトル,  $\mathbf{n}_{\text{BS}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  は雑音ベクトルである.  $\mathbf{H}_0(t)$  は伝搬路行列であり,  $\mathbf{H}(t)$  はアナログ BF ウェイト行列を含む伝搬路行列である.  $N_{\text{BS}}, N_{\text{UE}}$  はそれぞれ基地局アンテナ素子数, 端末アンテナ素子数であり, ストリーム数は  $M \leq \min\{N_{\text{BS}}, N_{\text{UE}}\}$  と定義する. 等電力分配を仮定すると瞬時の通信路容量は下記のようなになる.

$$C(t) = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_M + \mathbf{W}_{\text{d}}^{\text{T}}(t)\mathbf{H}(t)\mathbf{H}^{\text{H}}(t)\mathbf{W}_{\text{d}}^*(t) \frac{P}{MP_{\text{n}}} \right) \quad (5.4)$$

ここで  $\mathbf{I}_M$  は  $M \times M$  の単位行列,  $P$  は送信電力,  $P_{\text{n}}$  は雑音電力を表す. プリ/ポストコーディングに SVD (Singular Value Decomposition) を用いることとすると, ウェイト行列はユニタリ行列となるため, 通信路容量は下記のように表される.

$$C(t) = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_M + \mathbf{H}(t)\mathbf{H}^{\text{H}}(t) \frac{P}{MP_{\text{n}}} \right) \quad (5.5)$$

## 5.2.2 アンテナ構成

ハイブリッド BF のアンテナ構成は図 5.8 のようにフルアレーとサブアレーの大きく 2 種類に分類される。各アンテナ素子に移相器を接続することでアンテナ給電位相を変化させビーム方向を変える。フルアレー型では全ての RF ポートが全てのアンテナ素子にマトリクス状に接続され、アナログ BF ウェイト行列  $\mathbf{W}_a$  は第  $m$  番目の RF ポートから  $N_{BS}$  個のアンテナ素子へのウェイトベクトル  $\mathbf{w}_{a,m}$  により下記のように表せる。

$$\mathbf{W}_a = [\mathbf{w}_{a,1}, \dots, \mathbf{w}_{a,M}] \quad (5.6)$$

$$\mathbf{w}_{a,m} = [w_{a,1m}, \dots, w_{a,N_{BS}m}]^T \quad (5.7)$$

サブアレー型では各 RF ポートがそれぞれ対応する  $N_{BS,sub} = N_{BS}/M$  個のアンテナ素子に接続され、マトリクス状の接続を用いずより簡易な回路構成での実現が可能である。この場合のウェイト行列は第  $m$  番目の RF ポートから  $N_{BS,sub}$  個のアンテナ素子への重み付けベクトル  $\mathbf{w}_{a,m}$  により表せる。

$$\mathbf{W}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{a,1} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_{a,2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{w}_{a,M} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

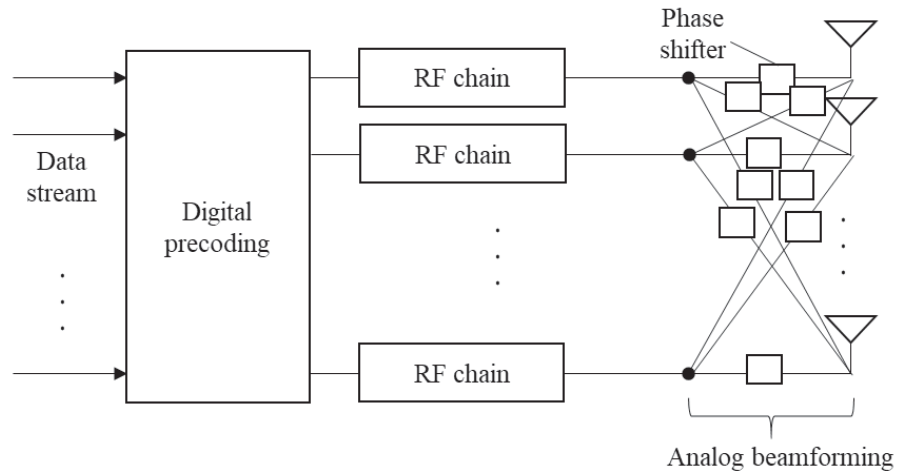
$$\mathbf{w}_{a,m} = [w_{a,1m}, \dots, w_{a,N_{BS,sub}m}]^T \quad (5.9)$$

## 5.2.3 アナログビームフォーミングウェイト

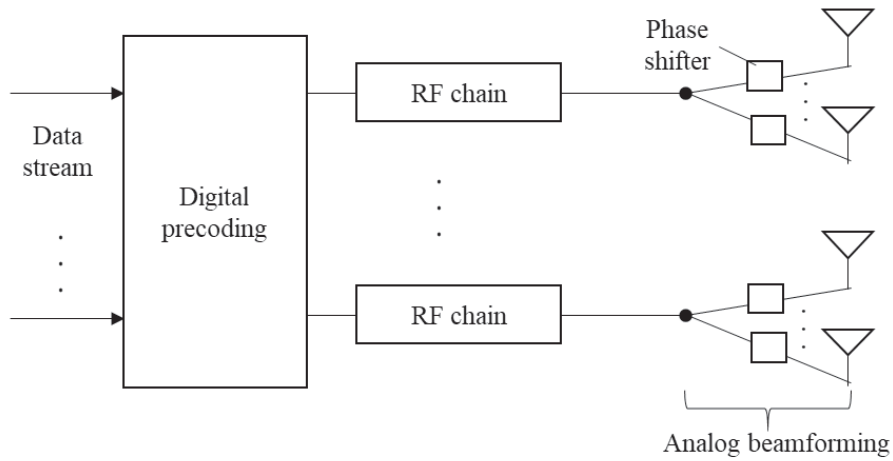
LPSB によるアナログ BF を行う場合のウェイト行列の例として、離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform: DFT) 行列  $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times a^2 N_{BS}}$  を用いる場合がある。  $a$  はビーム同士の間隔を決める係数である。フルアレー構成のアンテナとして、図 5.9 に示す  $N_{BS,V} \times N_{BS,H}$  の素子を持つ 2 次元長方形アレーを用いることを考える。第  $m = (p, q)$  番目のビームに対応したウェイトベクトルのうち、第  $n = (u, v)$  番目のアンテナ素子に対応した成分は下記のように表される。

$$d_{nm} = d_{up}d_{vq} = \frac{1}{\sqrt{N_{BS}}} \exp\left(\frac{-j2\pi(u-1)(p-1)}{aN_{BS,V}}\right) \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi(v-1)(q-1)}{aN_{BS,H}}\right) \quad (5.10)$$

$u, v$  は DFT 行列の行を表し、それぞれ取り得る値は  $\{1, \dots, N_{BS,V}\}$ ,  $\{1, \dots, N_{BS,H}\}$  である。  $p, q$  は DFT 行列の列を表し、それぞれ取り得る値は  $\{1, \dots, aN_{BS,V}\}$ ,  $\{1, \dots, aN_{BS,H}\}$



(a) Full-array configuration



(b) Sub-array configuration

図 5.8: ハイブリッド BF アンテナ構成

である。  $a$  が大きくなるにつれて素子間の位相差が小さく、形成されるビーム同士の間隔が小さくなる。

サブアレー構成の場合のアンテナは、図 5.10 に示す  $N_{BS,V} \times N_{BS,H}$  の素子のうち、  $N_{BS,sub,V} \times N_{BS,sub,H}$  の素子をサブアレーとして考える。第  $m = (p, q)$  番目のビームに対応したウェイトベクトルのうち、第  $n = (u, v)$  番目のアンテナ素子に対応した成分は下記のように表される。

$$d_{nm} = d_{up}d_{vq} = \frac{1}{\sqrt{N_{BS,sub}}} \exp\left(\frac{-j2\pi(u-1)(p-1)}{aN_{BS,sub,V}}\right) \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi(v-1)(q-1)}{aN_{BS,sub,H}}\right) \quad (5.11)$$

$u, v$  は DFT 行列の行を表し、それぞれ取り得る値は  $\{1, \dots, N_{BS,sub,V}\}, \{1, \dots, N_{BS,sub,H}\}$

である．  $p, q$  は DFT 行列の列を表し，それぞれ取り得る値は  $\{1, \dots, aN_{\text{BS,sub,V}}\}$ ,  $\{1, \dots, aN_{\text{BS,sub,H}}\}$  である．

#### 5.2.4 各ストリームの受信電力最大化によるビーム選択

前節で定義したアナログ BF ウェイトの中から目的関数に従い，ビームを選択する方法について述べる．1つ目は各ストリームの受信電力を最大化するウェイトを選択する方法である．この方法では，最初に受信電力が最大となるウェイトを選択する．次に，既に選択されたものを除いたウェイトの中から受信電力が最大となるウェイトを選択する．以降繰り返しこの選択を続けていく．

$$\mathbf{w}_m = \arg \max_{\mathbf{d}_{m'} \in \mathbf{D} \setminus \mathbf{W}_{m-1}} E[\mathbf{d}_{m'}^T \mathbf{H}(t) \mathbf{H}^H(t) \mathbf{d}_{m'}^*] \quad (5.12)$$

$$\mathbf{W}_{m-1} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{m-1}] \quad (5.13)$$

ここで， $\mathbf{d}_{m'}$  は DFT 行列  $\mathbf{D}$  の第  $m'$  番目の列ベクトルである．同時にウェイトベクトルを新たに選択し，ウェイト行列に追加することで平均通信路容量が増えるか減るかを確認し，平均通信路容量が減らないところまで，つまり平均通信路容量が最大となるストリーム数の分だけウェイトベクトルを選択する．

第4章 4.1 節にて定義した偏りのある角度プロファイルに対してこの方法を用いた場合，偏りのある方向に近いビームから順に選択することとなる．そのため，選択されたビーム同士の間隔が狭くなり，伝搬路間相関が高くなるために通信路容量が劣化しやすいと考えられる．

#### 5.2.5 伝搬路相関行列の行列式最大化によるビーム選択

前節のように選択されたビーム同士の間隔が狭くなり，伝搬路相関が高くなることを防ぐため，最適設計法と同様に，伝搬路相関行列に着目してビーム選択を行う．

まず，前節の受信電力を最大化する選択方法と同様に受信電力を最大化するウェイトを第1番目のウェイトベクトルとして求める．次に，既に選択されたウェイトベクトルと次に選択され得るウェイトベクトルを組み合わせたウェイト行列  $\tilde{\mathbf{W}}_{mm'}$  の中から，伝搬路相関行列が最大となるようなウェイトを求め，第  $m$  ( $m = 2, 3, \dots, M^{\text{opt}}$ ) 番目のウェイトとする．

$$\mathbf{w}_m = \arg \max_{\mathbf{d}_{m'} \in \mathbf{D} \setminus \mathbf{W}_{m-1}} \det \left( E[\tilde{\mathbf{W}}_{mm'}^T \mathbf{H}(t) \mathbf{H}^H(t) \tilde{\mathbf{W}}_{mm'}^*] \right) \quad (5.14)$$

$$\mathbf{W}_{m-1} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{m-1}] \quad (5.15)$$

$$\tilde{\mathbf{W}}_{mm'} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{m-1}, \mathbf{d}_{m'}] \quad (5.16)$$

この方法により，各ストリームの受信電力の最大化と伝搬路間相関の最小化を両立したビーム選択が可能となる．

### 5.3 アンテナ放射パターン最適設計法の適用

第3章で述べたアンテナ放射パターンの最適設計法において、送信側、受信側を基地局側 (BS), 端末側 (UE) と置き換え、Massive MIMO システムのためのアンテナ放射パターン最適設計を行う。この場合の伝搬路行列は下記のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(t) &= \int_{\psi_{\text{BS}}} \int_{\psi_{\text{UE}}} \vec{\mathbf{g}}_{\text{BS}}(\psi_{\text{BS}}) \vec{h}(\psi_{\text{UE}}, \psi_{\text{BS}}, t) \vec{\mathbf{g}}_{\text{UE}}(\psi_{\text{UE}}) d\psi_{\text{UE}} d\psi_{\text{BS}} \\ &= \mathbf{Q}_{\text{BS},M}^T \int_{\psi_{\text{BS}}} \int_{\psi_{\text{UE}}} \vec{\mathbf{k}}_{\text{BS}}(\psi_{\text{BS}}) \vec{h}(\psi_{\text{UE}}, \psi_{\text{BS}}, t) \\ &\quad \vec{\mathbf{k}}_{\text{UE}}(\psi_{\text{UE}}) d\psi_{\text{UE}} d\psi_{\text{BS}} \mathbf{Q}_{\text{UE},M}^* \end{aligned} \quad (5.17)$$

$$\vec{\mathbf{g}}_{\text{BS}}(\psi_{\text{BS}}) = \mathbf{Q}_{\text{BS},M}^T \vec{\mathbf{k}}_{\text{BS}}(\psi_{\text{BS}}) \quad (5.18)$$

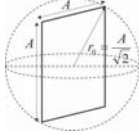
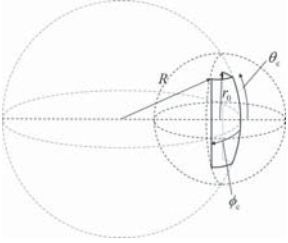
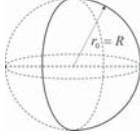
$$\vec{\mathbf{g}}_{\text{UE}}(\psi_{\text{UE}}) = \mathbf{Q}_{\text{UE},M}^T \vec{\mathbf{k}}_{\text{UE}}(\psi_{\text{UE}}) \quad (5.19)$$

$\mathbf{Q}_{\text{BS},M} \in \mathbb{C}^{J_{\text{BS}} \times M}$ ,  $\mathbf{Q}_{\text{UE},M} \in \mathbb{C}^{J_{\text{UE}} \times M}$  は基地局側, 端末側の球モード係数行列である。従来ハイブリッド BF のアナログ BF ウェイト行列に対して、最適設計法における設計パラメタはこの球モード係数行列である。従来ハイブリッド BF において設計対象であるアナログ BF ウェイト行列と既知の各アンテナ素子の放射パターンとの線形結合によりアレーの放射パターンを表すのに対して、最適設計法では設計対象である球モード係数行列と既知の遠方界パターン関数との線形結合により放射パターンを表している。

表 5.2 に基地局側アンテナの実装面の例を示す。第2章にて述べた球面構造アンテナの場合を想定し、実装面は基地局側アンテナの実装体積である半径  $r_{0,\text{BS}}$  の球の中に含まれることとし、球面の半径  $R$  と角度範囲  $\theta_c, \phi_c$  により定義する。本章では平面構造, 1/32-球面構造, 半球面構造の3種類のアンテナ実装面を考える。従来ハイブリッド BF における平面パッチアンテナアレーと最適設計法における球面構造アンテナの電流分布の例を図 5.11 に示す。平面パッチアレーでは規則的に素子が並んでいるが、球面構造アンテナでは同一素子が並ぶという制約をなくし、最適放射パターンを実現する電流分布を先に導出する。電流分布の実現方法の例として、アンテナ実装面を微小領域に分けたそれぞれの位置に素子を配置し、それぞれの位置の電流分布と素子間結合より各素子への給電振幅と位相を求め、各素子を励振するといった方法が考えられる。

同一のアンテナ実装体積内に含まれるように従来ハイブリッド BF のフルアレー構成, サブアレー構成のアンテナの大きさを定義し、従来ハイブリッド BF にて選択されたビームを用いた場合と最適設計法により求めたアンテナ放射パターンを用いた場合とのパターン形状や通信路容量特性について比較を行う。

表 5.2: アンテナ実装面の例

	平面構造	1/32-球面構造	半球面構造
			
$R$	—	$\max\{r_0/(\sqrt{2} \sin \theta_c), r_0/(\sqrt{2} \sin \phi_c)\}$ $= 1.84r_0$	$r_0$
$(\theta_c, \phi_c)$	—	$(\pi/8, \pi/8)$	$(\pi/2, \pi/2)$
行列 $\mathbf{Z}$ のランク ( $J_{\text{BS}} = 646$ )	161	641	646
面積	$2r_0^2$	$2\pi R \cdot (\sqrt{2}r_0)$ $= \frac{\pi r_0^2}{4 \sin(\pi/8)} = 2.05r_0^2$	$2\pi r_0^2$

## 5.4 数値解析結果: 単一偏波成分のみの場合

### 5.4.1 数値解析条件

表 5.3 に示す数値解析条件下で 30 GHz における 3GPP UMa NLOS モデル [65] に従い表 5.4 で定義される角度プロファイルに対する準最適放射パターンを導出し、従来ハイブリッド BF の場合との通信路容量特性比較を行う。方位角および仰角に対する角度プロファイルは図 5.13, 5.14 のようになり、 $\theta$  偏波成分のみを考えることとする。従来ハイブリッド BF の場合の各アンテナ素子放射パターンは [65] に記載のパターンを用いた。基地局および端末アンテナ実装面は図 5.12 のような関係にあり、互いに対向する方向を  $\phi = 0$  度、 $\theta = 90$  度とした。アンテナ実装体積を一定として解析を行うため従来ハイブリッド BF の場合の各アンテナ素子の重なりを許容することとする。

同一アンテナ実装体積の条件の下で、提案法 (最適設計法と球面構造アンテナ) と従来法 (従来ハイブリッド BF と平面パッチアレー) の伝搬路や通信路容量特性の比較を行う。平面パッチアレーにおいて、端末側のアレーの一辺は  $A_{\text{UE}}$  で一定とし、端末側アンテナ素子数に応じて等間隔に波源を配置することとする。そのため、端末側アンテナ数が多くなった場合にアンテナ素子同士が仮想的に重なり

表 5.3: 数値解析条件

アンテナ素子数	$N_{BS} = 64$ $N_{UE} = 4, 9, 16, 25, 36, 49$ $N_{BS,sub} = 4, 8, 16$
基地局アンテナ素子間隔	$\frac{\lambda_0}{2}$
端末アンテナ素子間隔	$\frac{1}{\sqrt{N_{UE}-1}} \cdot \frac{\lambda_0}{2}$
アンテナ素子の大きさ (一辺の長さ)	$\frac{\lambda_0}{2}$
ビーム間隔係数	$a = 4$
アンテナ実装体積の球半径	$r_{0,BS} = \left(\frac{7\lambda_0}{2} + \frac{\lambda_0}{2}\right) / \sqrt{2}$ $r_{0,UE} = \left(\frac{\lambda_0}{2} + \frac{\lambda_0}{2}\right) / \sqrt{2}$
球モード数	$J_{BS} = 646$ $J_{UE} = 48$
最適設計法の 初期アンテナ放射パターン	無指向性
最適設計法の 初期ストリーム数	1
SISO で無指向性使用時の 受信 SNR	-12 dB (1 偏波成分あたり)
基底関数	ディラックデルタ関数

合うことを許容することとする。サブアレー構成の場合、サブアレーアンテナ素子数は  $(N_{BS,sub,V} \times N_{BS,sub,H}) = (1 \times 4), (2 \times 2), (4 \times 1), (1 \times 8), (2 \times 4), (4 \times 2), (8 \times 1), (2 \times 8), (4 \times 4), (8 \times 2)$  の 10 種類の中から平均通信路容量を最大化するものを選択して用いる。

表 5.2 に提案法における球面構造アンテナを想定した、基地局側のアンテナ実装面を示す。基地局側は球半径  $r_{0,BS}$  をアンテナ実装体積とし、その中に含まれるアンテナ実装面として平面、1/32-球面、半球面を用いる。ここで基地局側のアンテナ実装面による特性の違いを確認するため、端末側は球半径  $r_{0,UE}$  をアンテナ実装体積とし、球面全体を用いる球面構造アンテナを常に用いることとする。

基地局と端末を結ぶ直線方向を

$$(\mu_{BS,\theta}, \mu_{BS,\phi}) = (90 [\text{deg.}], 0 [\text{deg.}]) \quad (5.20)$$

$$(\mu_{UE,\theta}, \mu_{UE,\phi}) = (90 [\text{deg.}], 0 [\text{deg.}]) \quad (5.21)$$

と定義し、基地局側のアンテナ実装面は基地局と端末を結ぶ直線方向を中心に定義する。

表 5.4: 角度プロファイルのパラメタ

発射角 と到来角	$\mu_{BS,\theta} = 90$ [deg.] $\mu_{BS,\phi} = 0$ [deg.] $\mu_{UE,\theta} = 90$ [deg.] $\mu_{UE,\phi} = 0$ [deg.]
角度拡がり	$\sigma_{BS,\theta} = 4$ [deg.] $\sigma_{BS,\phi} = 21$ [deg.] $\sigma_{UE,\theta} = 11$ [deg.] $\sigma_{UE,\phi} = 48$ [deg.]
共分散行列 $\mathbf{P}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0.3 & 0 & 0.2 \\ 0.3 & 1 & 0.1 & 0.4 \\ 0 & 0.1 & 1 & 0 \\ 0.2 & 0.4 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
偏波成分	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ <math>\theta</math> 偏波成分のみ (5.4 節)</li> <li>・ 両偏波成分 (電力比: 1:1, 交差偏波比: 7 dB) (5.5 節)</li> </ul>

## 5.4.2 放射パターン

本節では従来ハイブリッド BF において選択された放射パターンおよび OBPB 法により求めた準最適放射パターンについて述べる。フルアレー構成において各ストリームの受信電力の最大化，伝搬路相関行列の行列式の最大化それぞれによりビームを選択した結果が図 5.15, 5.16, 5.17, 5.18 である。各ストリームの受信電力を用いた場合，角度プロファイルのピークに近いビームが順に選ばれビーム間相関が高くなる。一方伝搬路相関行列の行列式を用いた場合，ピークに近くかつ互いに直交するよう十分に離れたビームが選択される。

次にサブアレー構成において各ストリームの受信電力の最大化，伝搬路相関行列の行列式の最大化それぞれにより選択された放射パターンは図 5.19, 5.20 のようになり，同一のパターンも選択される。実効的な波源が十分に離れておりそれぞれのサブアレーにて同一のビームを用いてもビーム間相関が低減されるためである。このとき用いたサブアレーの素子数は  $(N_{BS,sub,V} \times N_{BS,sub,H}) = (8 \times 2)$  ( $N_{UE} = 4$  の場合)， $(4 \times 2)$  ( $N_{UE} = 9$  の場合)， $(4 \times 1)$  (その他の場合) である。

一方 OBPB 法を用いて半球面上の電流分布より放射可能な準最適放射パターンを求めたものが図 5.27, 5.28 であり，第 1 ストリームの放射パターンは角度プロファイルのピーク方向にビームを向け第 2 以降のストリームの放射パターンは角度プロファイルのピーク方向にヌルを形成することがわかる。これによりビーム間の直交性を保ちながら角度プロファイルに合わせて受信電力を大きくすることが可能である。

アンテナ実装面により実現されるアンテナ放射パターンの違いについて確認する。最適放射パターンは図 5.21, 図 5.22 である。アンテナ実装面が平面の場合、準最適放射パターンは図 5.23, 図 5.24 のようになる。実装面上に生じた電流分布により実現可能な放射方向に制約が生じることからアンテナ利得が劣化し、パターンも完全には再現出来ていないことがわかる。しかし、ビークやヌルの方向など放射パターンの傾向は一致している。1/32-球面と半球面の場合、準最適放射パターンはそれぞれ図 5.25, 図 5.26 と, 図 5.27, 図 5.28 となる。これらの場合、最適放射パターンが再現されることが確認出来た。アンテナ実装面が実装体積の球面に近づくほど、実装面上に生じた電流分布により実現可能な放射方向の自由度が高まり、最適放射パターンが再現可能となると考えられる。実際のアンテナ構造として、通信路容量の劣化を許容出来る範囲でアンテナ実装面を球面から平面に近づけることで奥行(本解析における基地局・端末間の対向方向の長さ)が小さくなり、アンテナが占有する空間を小さくすることが出来る。

また、最適放射パターンの球モード係数と、最適設計法により求めた半球面, 1/32-球面, 平面それぞれの実装面により実現される放射パターンに対応する球モード係数を図 5.29 から図 5.32 に示す。今回計算に用いた 646 モードのうち、1 から 32 番目までのモードの係数について示している。半球面, 1/32-球面の場合は最適球モード係数と同様の係数となっている一方で、平面の場合は生じるモードの種類が減り、最適球モード数を再現出来ていないことがわかる。平面上に波源を置いた場合、 $\phi$  平面や  $\theta$  平面に対して電流分布の自由度が縮退し(本解析の場合は  $\phi$  平面に対して縮退)、実現可能な放射パターンや球モードの種類も減るためと考えられる。実装面の面積は 1/32-球面の場合  $2.05r_0^2$ 、平面の場合  $2r_0^2$  であり、ほぼ同程度であるが、凸面の有無によって放射可能な球モードの種類に違いがあり、凸面があることで放射可能な球モードの種類が増えている。以上より、完全な平面ではなく、1/32-球面や半球面のような凸面を用いることで放射可能な球モードの種類が増え、角度プロファイルに応じたアンテナ放射パターンを形成しやすくなることがわかった。

### 5.4.3 伝搬路相関行列

従来ハイブリッド BF のフルアレー構成とサブアレー構成の場合と半球面, 1/32-球面, 平面をアンテナ実装面として OBPB 法を用いた場合について伝搬路相関行列とその行列式の値について計算した結果を表 5.5 に示す。このとき正規化した伝搬路相関行列を第  $i$  行第  $j$  列成分を  $|\tilde{r}_{i,j}| = \frac{|r_{i,j}|^2}{\sqrt{|r_{i,i}|r_{j,j}|}}$  と定義した。半球面の場合伝搬路相関行列は完全に直交化され、行列式の値も他の手法より大きくビーム間相関の低減と伝搬路利得の向上が両立されている。1/32-球面, 平面とアンテナ実装面を平らにするにつれて伝搬路相関行列の直交性が低く行列式が小さくなり、通信路容量の劣化につながる。フルアレー構成では受信電力による最大化よりも行列式最大化を用いてビーム選択を行った方がビーム間相関を低減出来、行列式の値

も大きくなる。サブアレー構成では波源同士が分離されビーム間相関が低減出来ることから受信電力，行列式どちらを用いた場合でも得られる行列式の値は同じとなる。

#### 5.4.4 最適ストリーム数と平均通信路容量

端末側アンテナ数に対して平均通信路容量を最大化する最適ストリーム数を計算した結果が図 5.33，最適ストリーム数に応じた平均通信路容量を示した結果が図 5.34 である。フルアレー構成の場合の最適ストリーム数は 20 (受信電力最大化によるビーム選択)，27 (行列式最大化によるビーム選択) となる。サブアレー構成の場合の最適ストリーム数は 16 であり，これは実現可能な最大ストリーム数が  $N_{BS}/N_{BS,sub} = 16$  であるためである。端末側アンテナ数が小さいほどサブアレー構成でもフルアレー構成と同等の平均通信路容量を得ることがわかる。OBPB 法を用いてアンテナ実装面に応じた放射パターンを用いることで端末側アンテナ数が小さい場合の最適ストリーム数を増やすことが出来，平均通信路容量が 3.5 倍以上増加することがわかる。

このように平均通信路容量が増加する要因として，一つは，角度プロファイルに合わせた放射パターンにより受信電力が増加し，伝搬路の固有値自体が大きくなったことである。そのため，ストリームごとの平均通信路容量が大きくなったと考えられる。二つ目は，放射パターンが角度プロファイルの重み付けを考慮した直交性を持つために伝搬路相関が低減され，有効な固有モード数が増えたことである。これにより，各ストリームの平均通信路容量の総和が大幅に増え，平均通信路容量が 3.5 倍以上と大きく改善出来たと考えられる。図 5.35 にストリームごとの平均通信路容量を示す。平均通信路容量の定義より，ストリームごとの平均通信路容量の値は伝搬路相関行列の固有値の値に依存する。受信電力を用いてビーム選択を行ったフルアレー構成の場合は伝搬路相関が高く，固有値の分布に偏りが生じていることがわかる。伝搬路相関行列を用いてビーム選択を行ったフルアレー構成の場合とサブアレー構成の場合は，ビーム間間隔または実効的な波源位置の違いにより伝搬路相関が低減され，より固有値の偏りがなくなるとともに固有値の値も大きくなり，ストリーム数が 4~16 の場合に，受信電力を用いてビーム選択を行ったフルアレー構成の場合よりも平均通信路容量が改善されることがわかる。さらに，最適設計法により求めた放射パターンおよび球面構造アンテナを用いた場合には固有値の偏りがなくなり，固有値の値も大きくなっているためにストリームごとの平均通信路容量の総和が大幅に増加することが確認出来た。

次に，変調多値数を考慮してストリームごとの通信路容量に上限値を用いた場合の通信路容量を，上限値がない場合の通信路容量と比較する。256QAM を想定し，ストリームごとの通信路容量の上限値を 8 bps/Hz とした場合，図 5.35 より全てのストリームにおいて容量が上限値以下となるため，変調多値数を考慮する

ことにより容量は低減しない。64QAMを想定し、ストリームごとの通信路容量の上限値を6 bps/Hzとした場合、フルアレー構成で受信電力によるビーム選択を行う場合に第1ストリームが上限値の影響を受け、通信路容量の総和が17.9 bps/Hzから17.5 bps/Hzに低減する。図 5.35のストリームごとの通信路容量の分布の違いより、ストリームによって容量の差が大きいフルアレー構成で受信電力によるビーム選択を行う場合が変調多値数を考慮した通信路容量の上限値の影響を受けやすい。

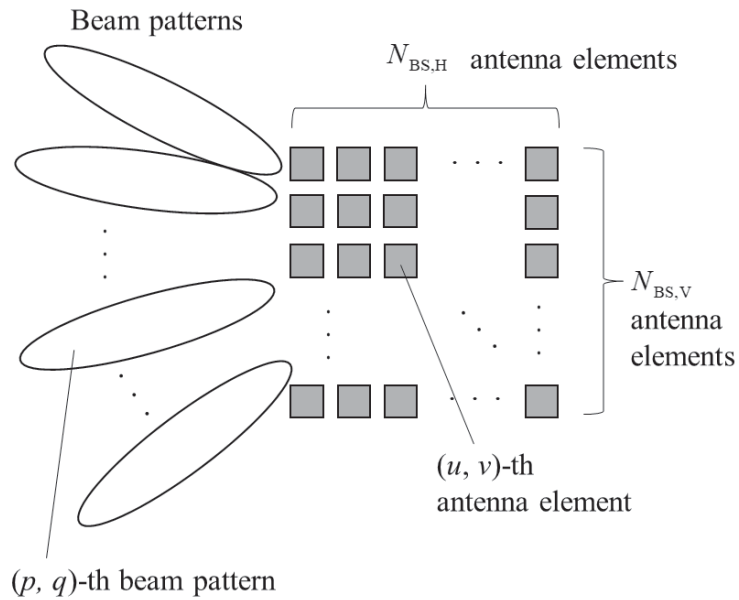


図 5.9: フルアレー構成の2次元長方形アレーアンテナ

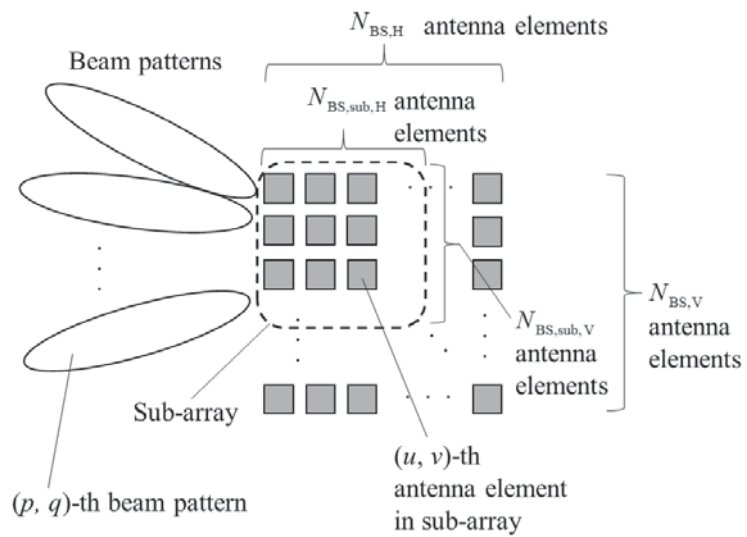


図 5.10: サブアレー構成の2次元長方形アレーアンテナ

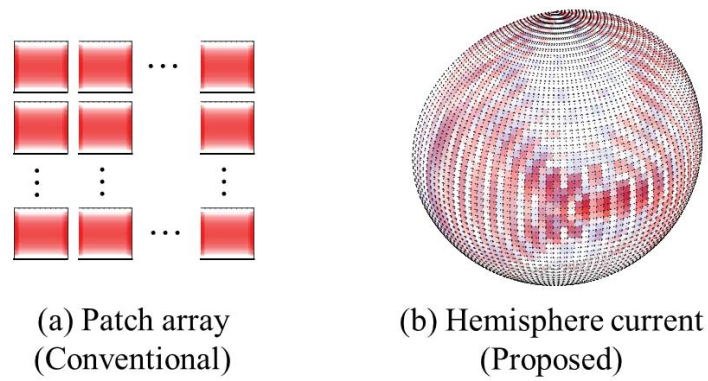


図 5.11: 平面パッチアンテナアレーと球面構造アンテナの電流分布の例

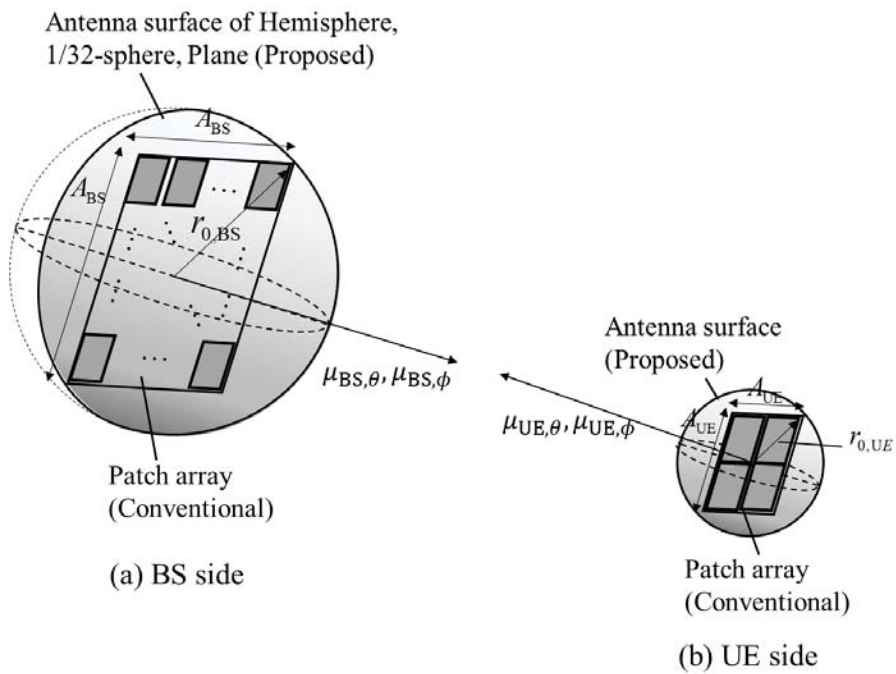


図 5.12: アンテナ構成

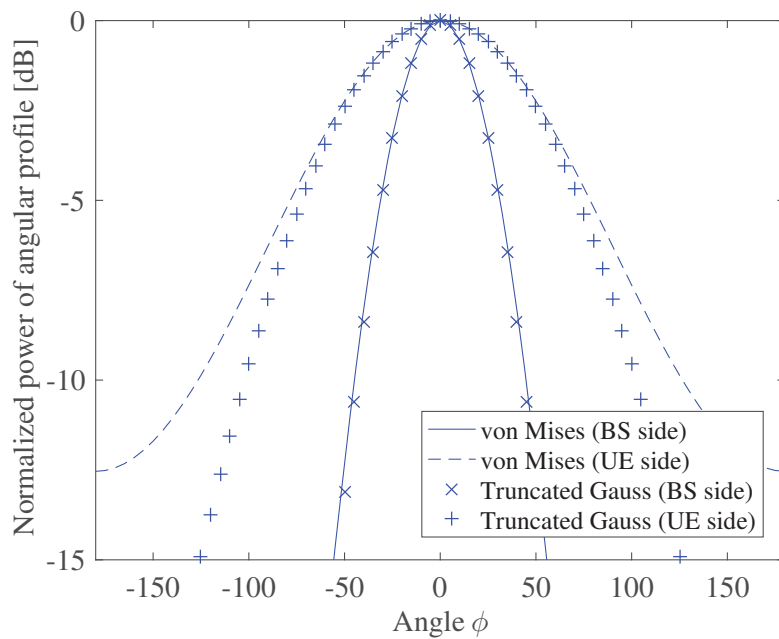


図 5.13: 角度プロファイル ( $\phi$ -平面)

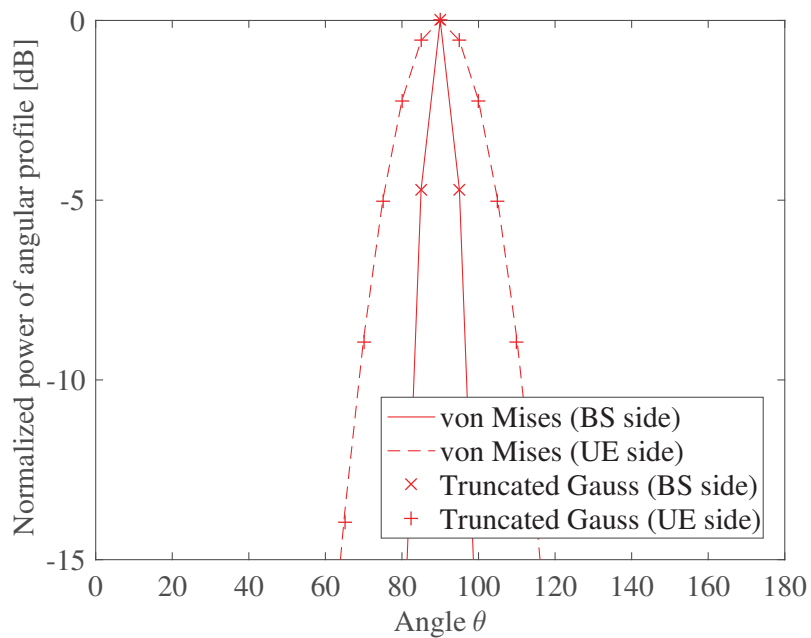


図 5.14: 角度プロファイル ( $\theta$ -平面)

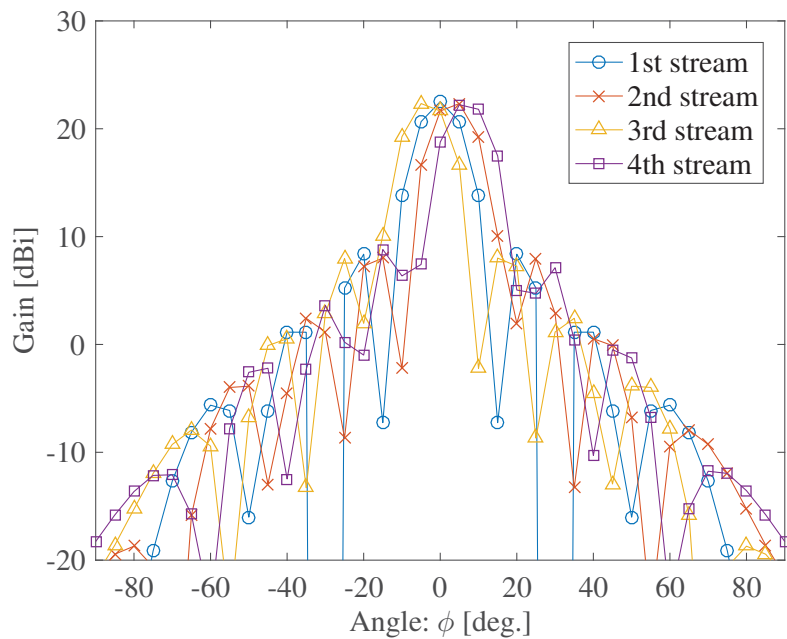


図 5.15: 受信電力最大化により得たフルアレー構成の放射パターン ( $\phi$  平面,  $N_{UE} = 4$ )

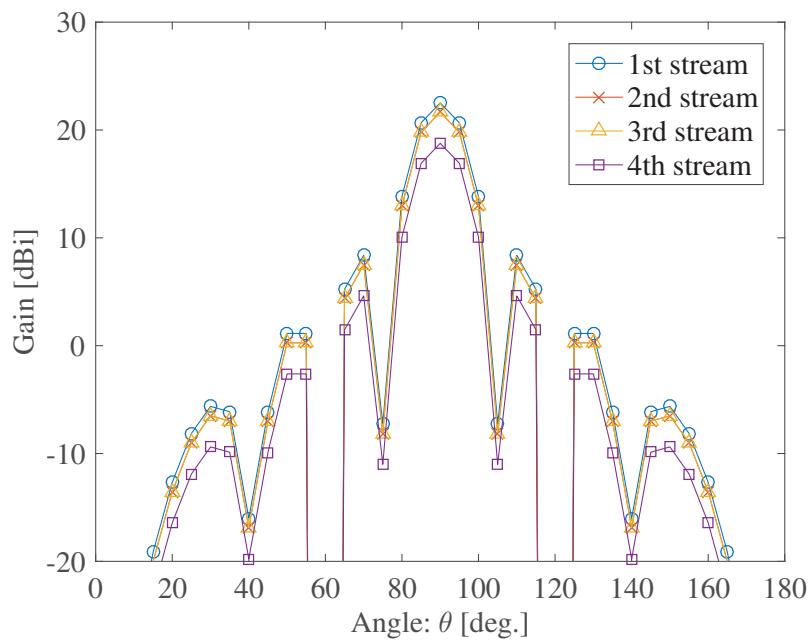


図 5.16: 受信電力最大化により得たフルアレー構成の放射パターン ( $\theta$  平面,  $N_{UE} = 4$ )

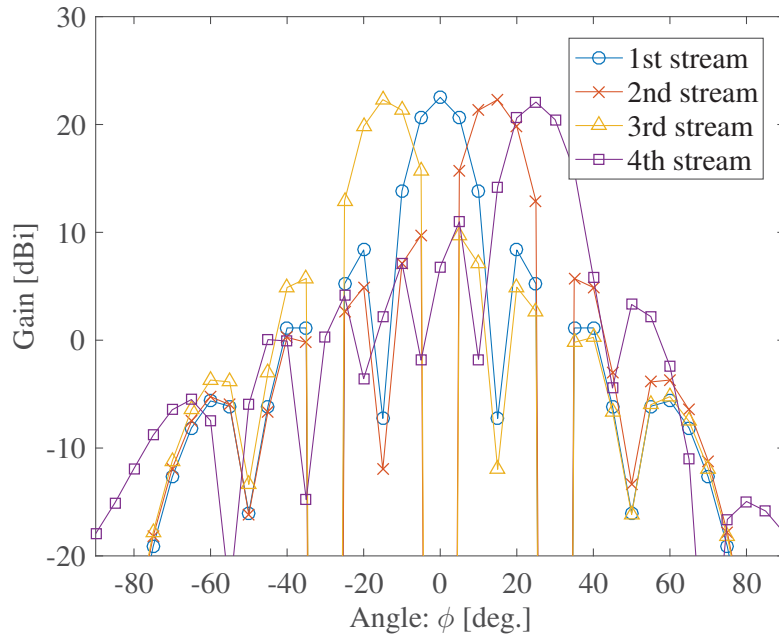


図 5.17: 行列式最大化により得たフルアレー構成の放射パターン ( $\phi$  平面,  $N_{UE} = 4$ )

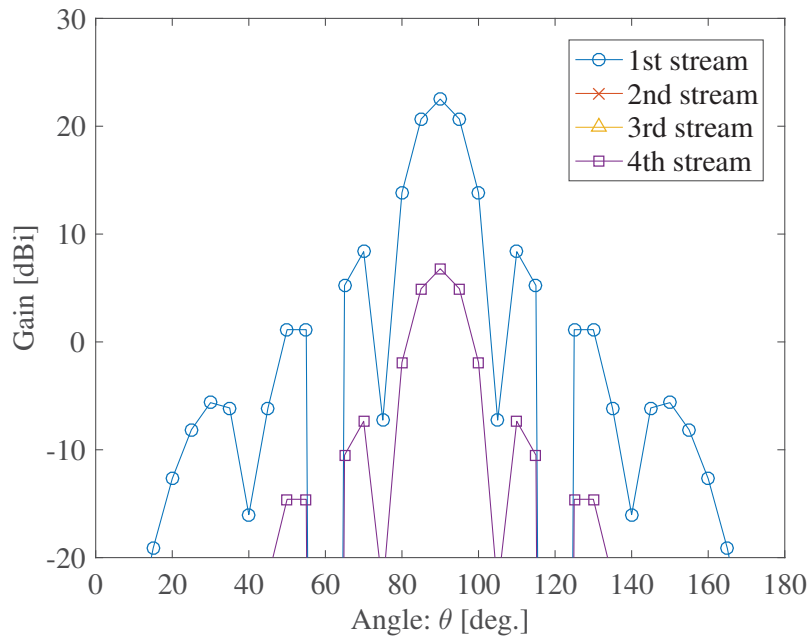


図 5.18: 行列式最大化により得たフルアレー構成の放射パターン ( $\theta$  平面,  $N_{UE} = 4$ )

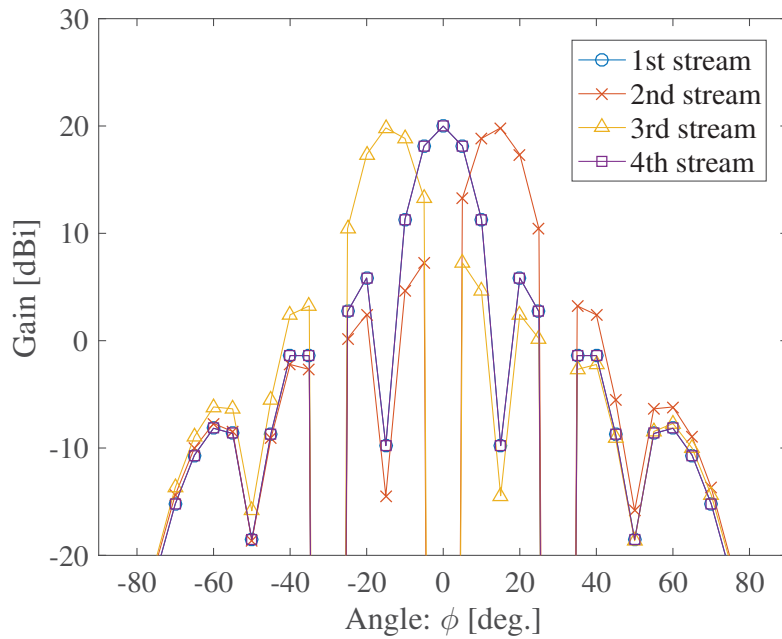


図 5.19: サブアレー構成の放射パターン ( $\phi$  平面,  $N_{UE} = 4$ )

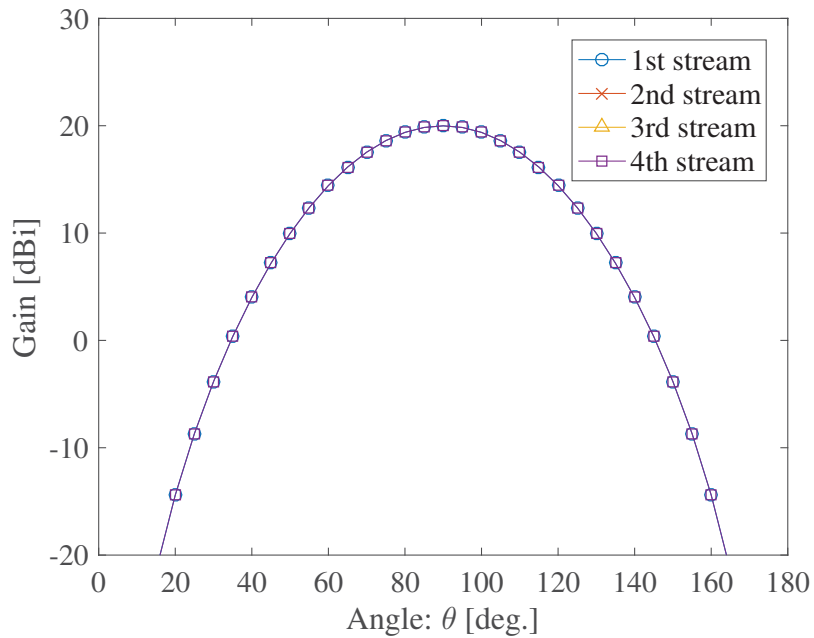


図 5.20: サブアレー構成の放射パターン ( $\theta$  平面,  $N_{UE} = 4$ )

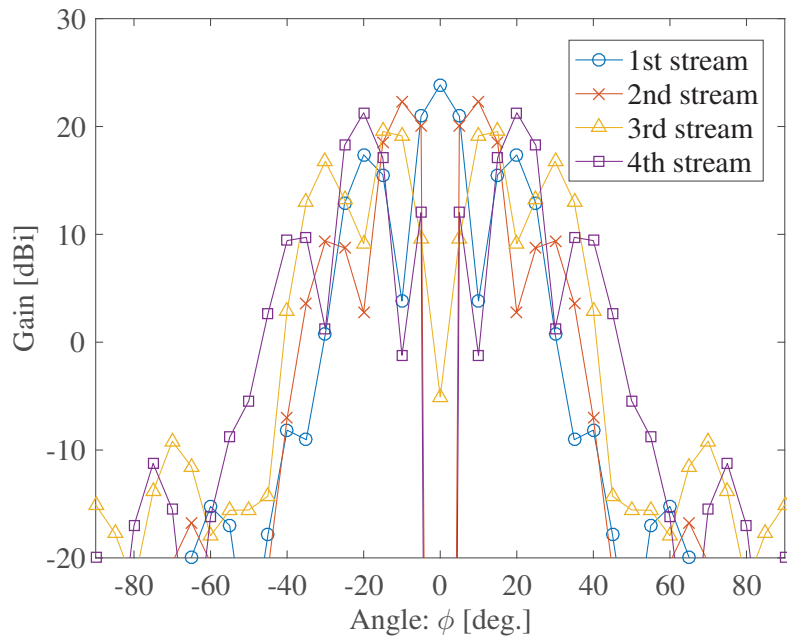


図 5.21: 最適放射パターン ( $\phi$  平面)

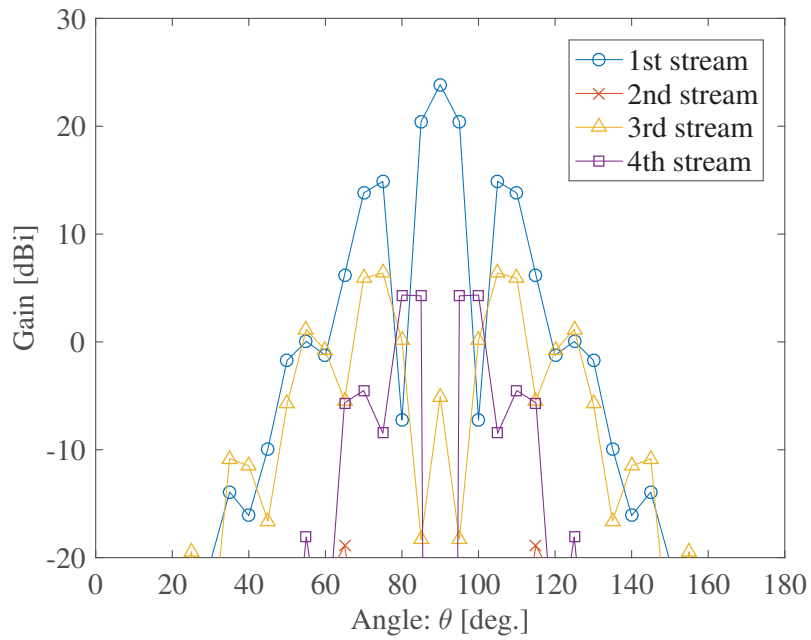


図 5.22: 最適放射パターン ( $\theta$  平面)

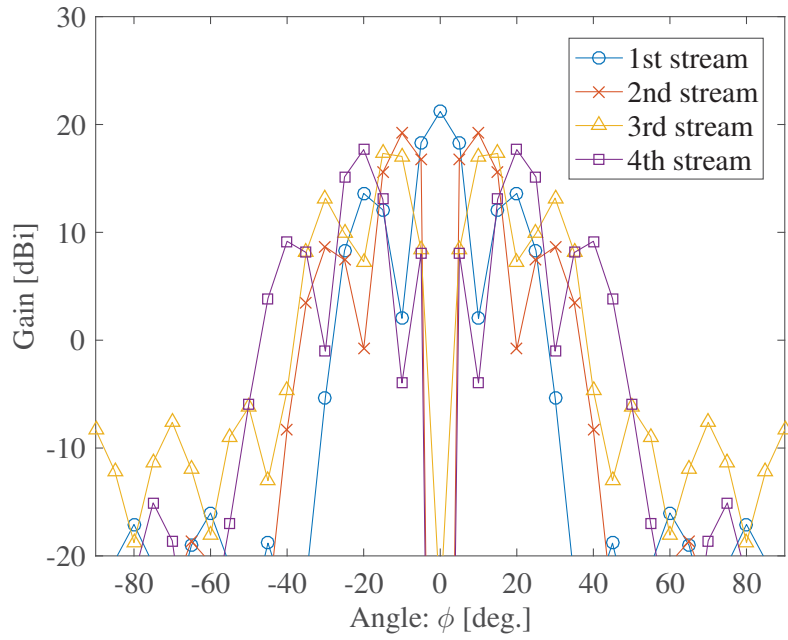


図 5.23: 平面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\phi$  平面)

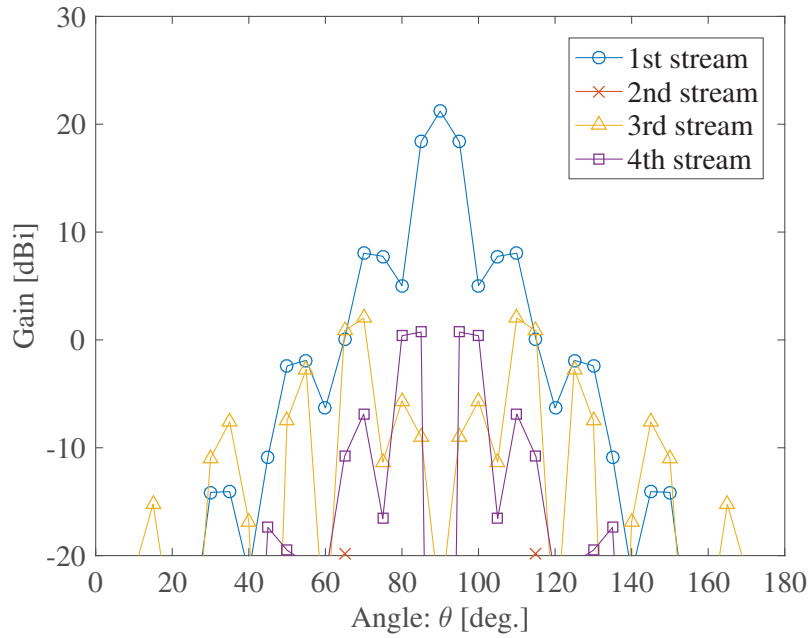


図 5.24: 平面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\theta$  平面)

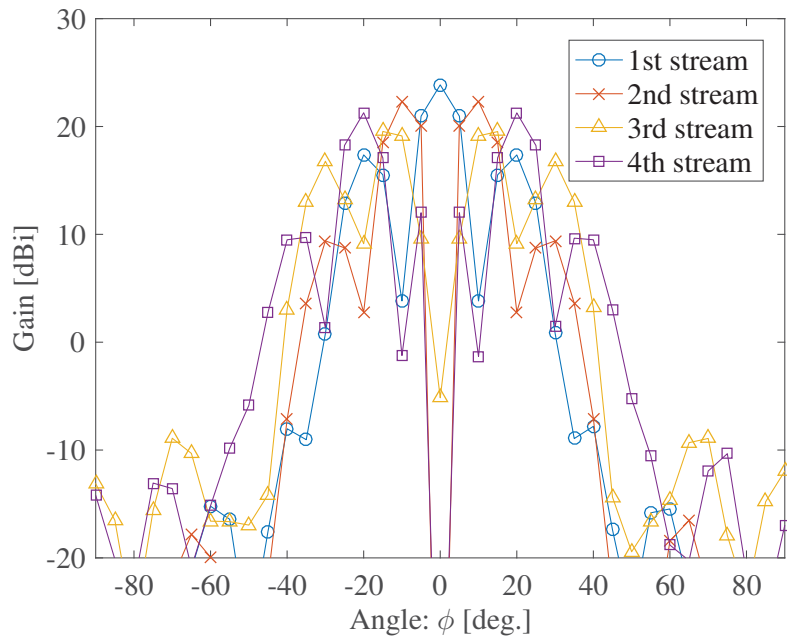


図 5.25: 1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\phi$  平面)

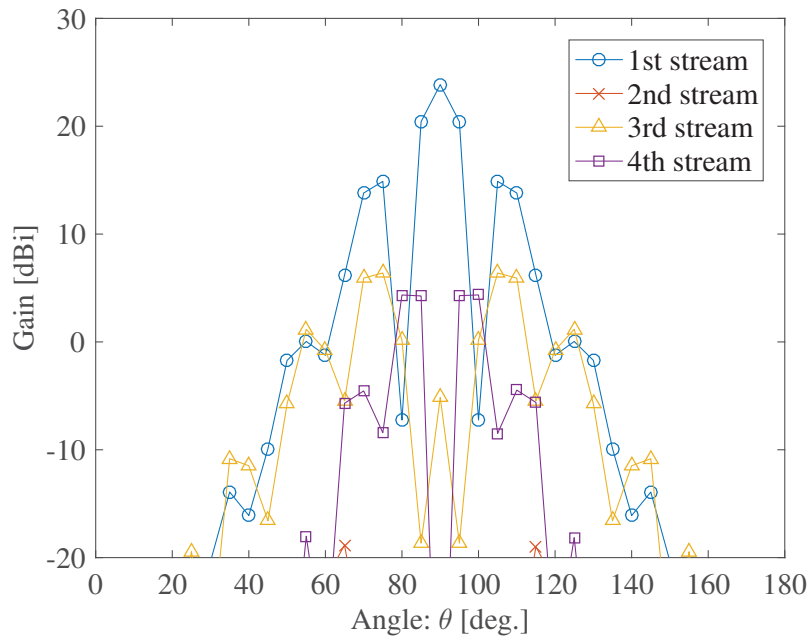


図 5.26: 1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\theta$  平面)

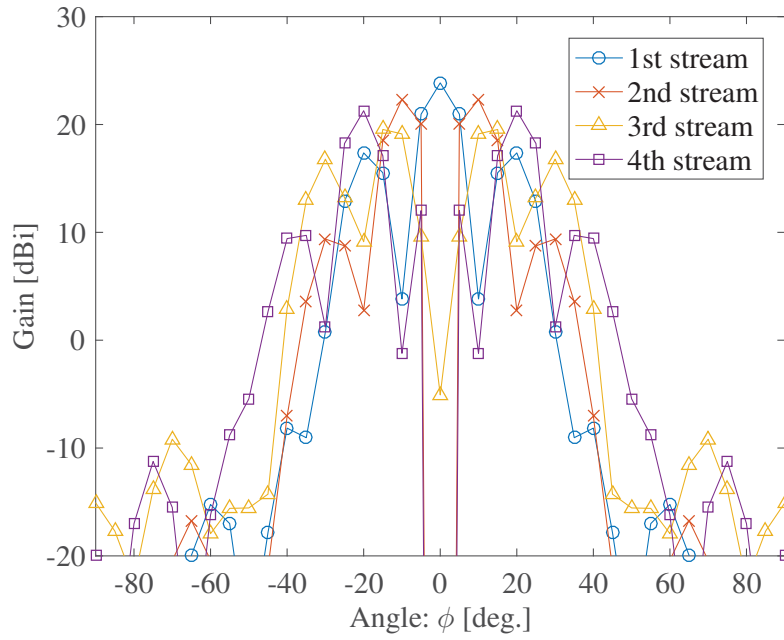


図 5.27: 半球面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\phi$  平面)

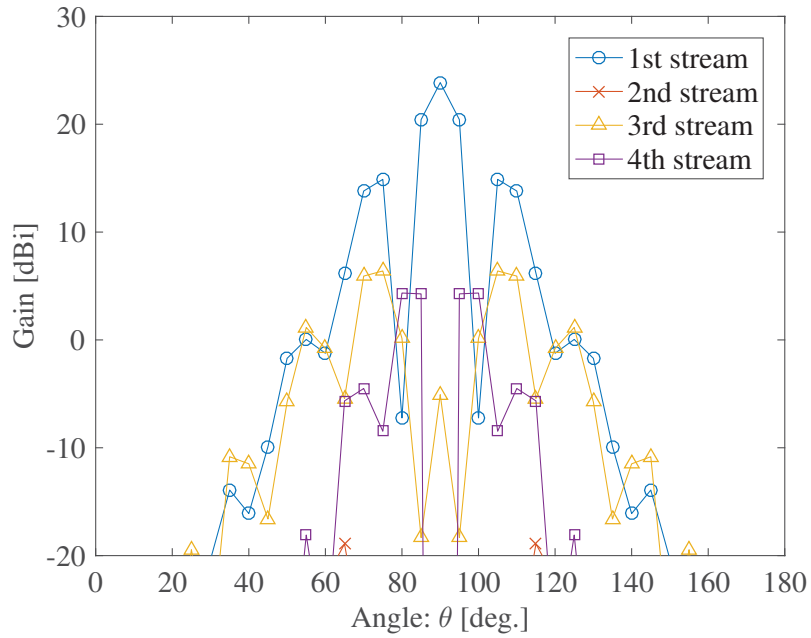


図 5.28: 半球面実装面の場合の準最適放射パターン ( $\theta$  平面)

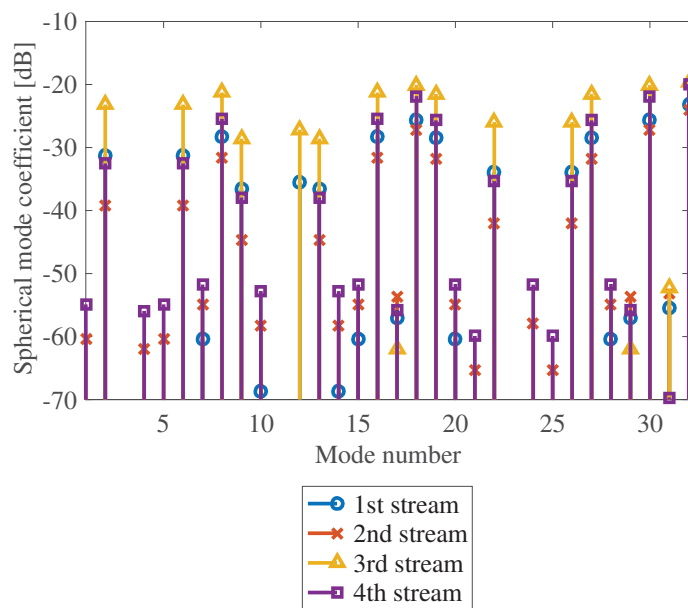


図 5.29: 最適球モード係数

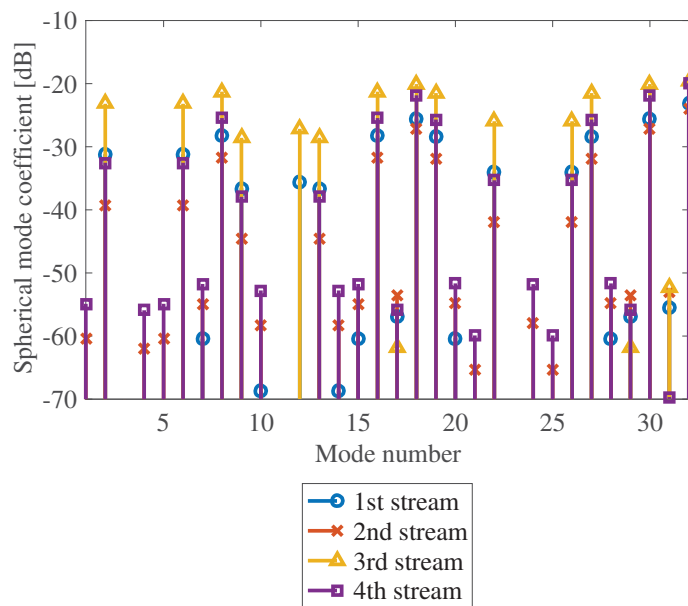


図 5.30: 半球面実装面の場合の球モード係数

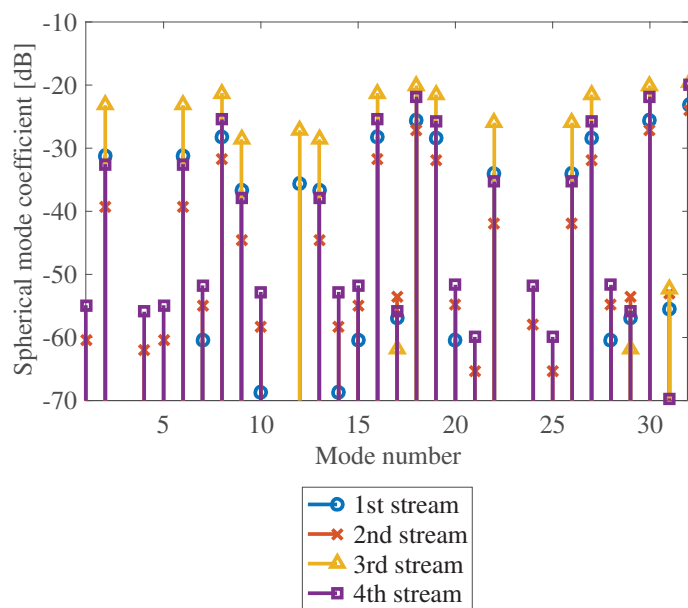


図 5.31: 1/32-球面実装面の場合の球モード係数

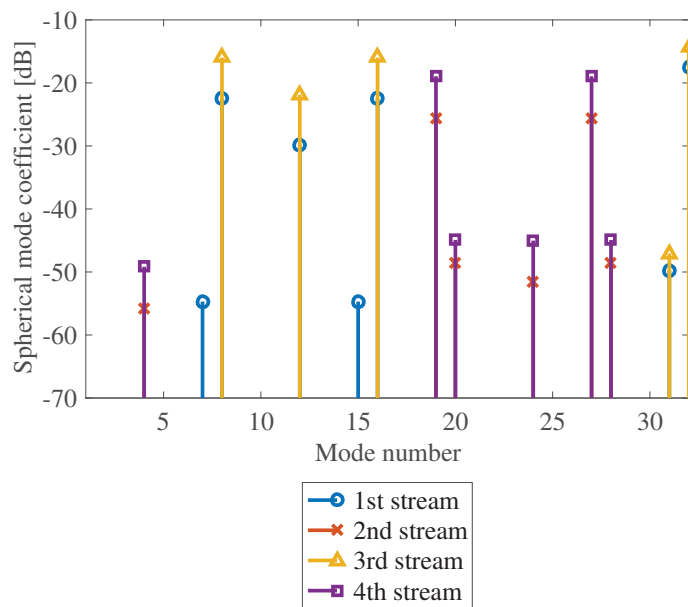


図 5.32: 平面実装面の場合の球モード係数

表 5.5: 1 番目から 4 番目までのストリームの正規化伝搬路行列 ( $N_{UE} = 4$ )

	正規化伝搬路行列	行列式 [dB]
半球面	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	168
1/32-球面	$\begin{bmatrix} 1 & 0.00010 & 0.00052 & 0.00033 \\ 0.00010 & 1 & 0.00028 & 0.00066 \\ 0.00052 & 0.00028 & 1 & 0.00084 \\ 0.00033 & 0.00066 & 0.00084 & 1 \end{bmatrix}$	168
平面	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0.014 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0.021 \\ 0.014 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0.021 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	144
フルアレー (受信電力最大化)	$\begin{bmatrix} 1 & 0.92 & 0.92 & 0.71 \\ 0.92 & 1 & 0.71 & 0.41 \\ 0.92 & 0.71 & 1 & 0.41 \\ 0.71 & 0.92 & 0.41 & 1 \end{bmatrix}$	53.3
フルアレー (行列式最大化)	$\begin{bmatrix} 1 & 0.10 & 0.10 & 0.23 \\ 0.10 & 1 & 0.13 & 0.34 \\ 0.10 & 0.13 & 1 & 0.21 \\ 0.23 & 0.34 & 0.21 & 1 \end{bmatrix}$	100
サブアレー	$\begin{bmatrix} 1 & 0.31 & 0.0030 & 0 \\ 0.31 & 1 & 0.31 & 0.0030 \\ 0.0030 & 0.31 & 1 & 0.31 \\ 0 & 0.0030 & 0.31 & 1 \end{bmatrix}$	100

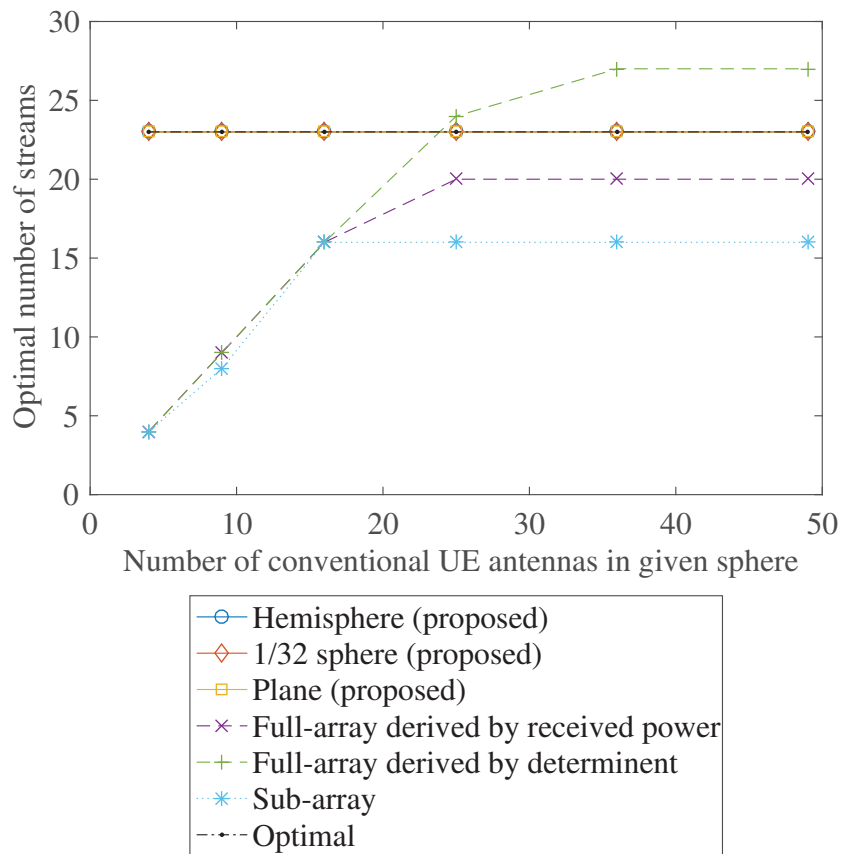


図 5.33: 最適ストリーム数

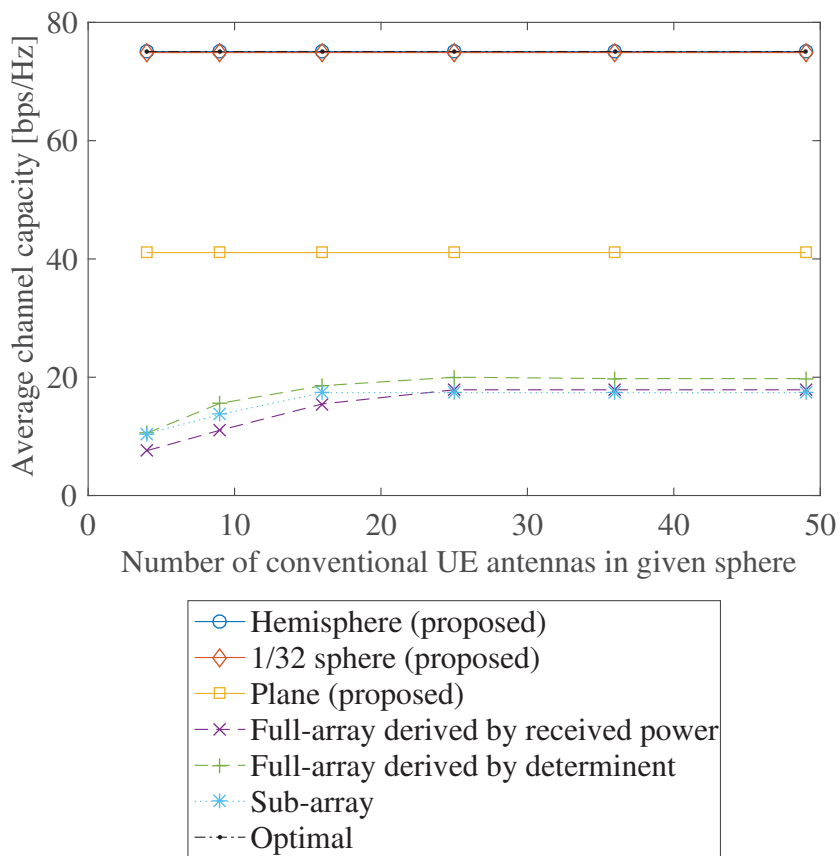


图 5.34: 平均通信路容量

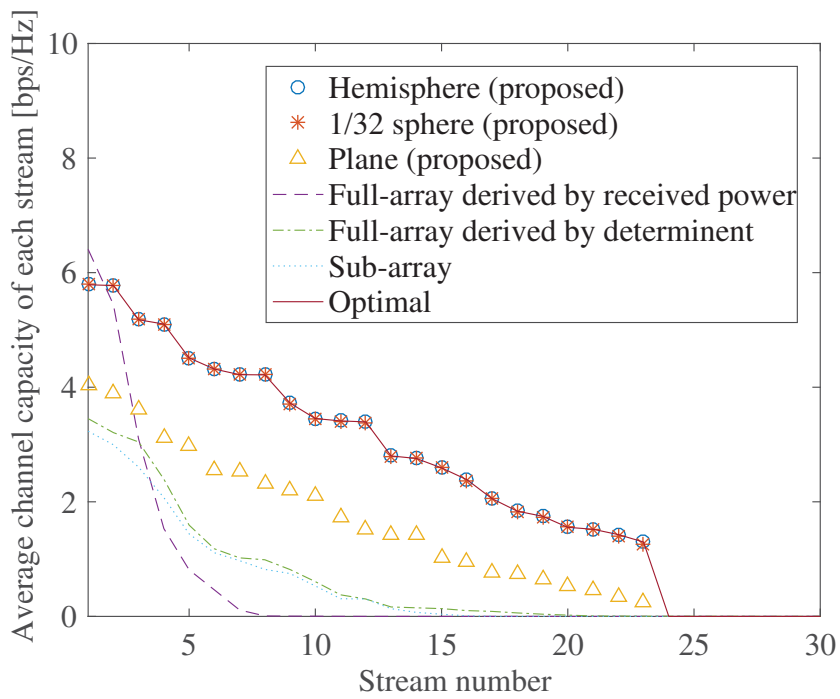


図 5.35: 各ストリームの平均通信路容量

## 5.5 数値解析結果: 両偏波成分を含む場合

### 5.5.1 数値解析条件

$\theta$  偏波成分のみではなく、 $\phi$  偏波成分も同時に存在する場合の解析を行う。表 5.3, 5.4 に記載の条件を用い、偏波成分の項目のみ、両偏波成分とする。電力角度プロファイルの  $\theta$  偏波成分の電力と  $\phi$  偏波成分の電力を同一とする。また、交差偏波比は 7 dB とする。交差偏波比については文献 [65] に記載の定義を用いて、 $\theta$  偏波成分から  $\theta$  偏波成分への電力を 1 とした場合に、 $\theta$  偏波成分から  $\phi$  偏波成分へ遷移する電力が  $1/\kappa$  であるときの  $\kappa$  を交差偏波比 (XPR) と定義し、dB 単位で表す。 $\phi$  偏波成分についても同様の定義とする。両偏波成分を持つ場合の伝搬路相関行列は、 $\theta$  偏波成分から  $\theta$  偏波成分への伝搬路応答  $h_{\theta\theta}(\psi_{BS}, \psi_{UE}, t)$ 、 $\theta$  偏波成分から  $\phi$  偏波成分へ遷移した分の伝搬路応答  $h_{\theta\phi}(\psi_{BS}, \psi_{UE}, t)$ 、 $\phi$  偏波成分から  $\phi$  偏波成分への伝搬路応答  $h_{\phi\phi}(\psi_{BS}, \psi_{UE}, t)$ 、 $\phi$  偏波成分から  $\theta$  偏波成分へ遷移した分の伝搬路応答  $h_{\phi\theta}(\psi_{BS}, \psi_{UE}, t)$  がそれぞれ時間軸および角度方向に無相関であるとし、両偏波成分を含む角度プロファイルを、4 種類の角度プロファイル  $P_{h,\theta\theta}$ ,  $P_{h,\theta\phi}$ ,  $P_{h,\phi\phi}$ ,  $P_{h,\phi\theta}$  により伝搬路相関行列を計算する。従来のアンテナアレー構成の場合は偏波共用アンテナを用いることを想定し、あるアンテナ素子からアンテナ放射パターンの  $\theta$  偏波成分とそれを 90 度回転させたパターンを  $\phi$  偏波成分を放射することとする。よって前節のアンテナ素子数のまま、ポート数が 2 倍となる。ストリームあたりの電力を前節と同一の値とするため、送信電力の総和を 2 倍として考える。このときポートに対する伝搬路相関行列を考えることとし、4 種類の角度プロファイルにより下記のように表す。

$$\bar{\mathbf{R}}_{c,r} = \int_{\psi_r} \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{r,\theta}(\psi_r) P_{h,\theta\theta}(\psi_r) \mathbf{g}_{r,\theta}^T(\psi_r) & \mathbf{g}_{r,\theta}(\psi_r) P_{h,\theta\phi}(\psi_r) \mathbf{g}_{r,\phi}^T(\psi_r) \\ \mathbf{g}_{r,\phi}(\psi_r) P_{h,\phi\theta}(\psi_r) \mathbf{g}_{r,\theta}^T(\psi_r) & \mathbf{g}_{r,\phi}(\psi_r) P_{h,\phi\phi}(\psi_r) \mathbf{g}_{r,\phi}^T(\psi_r) \end{bmatrix} d\psi_r \quad (5.22)$$

一方、最適設計法の場合は 1 つの球モード係数ベクトルに対応する放射パターンが両偏波成分を持つ。このとき伝搬路相関行列は式 (2.34) より 4 種類の角度プロファイルと放射パターンの各偏波成分の和となる。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_{c,r} &= \int_{\psi_r} \mathbf{g}_{r,\theta}(\psi_r) P_{h,\theta\theta}(\psi_r) \mathbf{g}_{r,\theta}^T(\psi_r) + \mathbf{g}_{r,\theta}(\psi_r) P_{h,\theta\phi}(\psi_r) \mathbf{g}_{r,\phi}^T(\psi_r) \\ &+ \mathbf{g}_{r,\phi}(\psi_r) P_{h,\phi\theta}(\psi_r) \mathbf{g}_{r,\theta}^T(\psi_r) + \mathbf{g}_{r,\phi}(\psi_r) P_{h,\phi\phi}(\psi_r) \mathbf{g}_{r,\phi}^T(\psi_r) d\psi_r \end{aligned} \quad (5.23)$$

## 5.5.2 放射パターン

両偏波成分を持つ角度プロファイルに対する最適アンテナ放射パターンの計算結果を図 5.36 から図 5.39 に示す。ストリームによって  $\theta$  偏波成分または  $\phi$  偏波成分を持つ放射パターンとなっており、 $\theta$  偏波成分と  $\phi$  偏波成分の電力は同一であることからストリームによって  $\theta$  偏波成分と  $\phi$  偏波成分の放射パターンが対称となり入れ替わっていることがわかる。半球面構造、1/32-球面構造の場合の準最適アンテナ放射パターンは図 5.40 から図 5.47 のようになり、 $\theta$  偏波成分のみのおきと同様に最適アンテナ放射パターンが再現出来た。平面構造の場合は図 5.48 から図 5.51 のようになる。 $\theta$  偏波成分と  $\phi$  偏波成分の放射パターンが対称となり入れ替わっているという傾向は他の場合と同様であるが、放射パターンは他の場合と異なっている。 $\theta$  偏波成分のみのおきと同様にアンテナ実装面の制約により放射出来ない球モードが存在するため、最適アンテナ放射パターンを再現出来なかったと考えられる。それぞれの場合の球モード係数は図 5.52 から図 5.55 となり、最適球モード係数と半球面構造、1/32-球面構造の場合の球モード係数が一致している。一方、平面構造の場合の球モード係数は使用される放射可能な球モードが他の場合に比べて少ないことが確認出来た。

フルアレー構成、サブアレー構成の場合は、 $\theta$  偏波成分の放射パターンを 90 度回転したパターンを  $\phi$  偏波成分用のパターンとして使用することとする。偏波成分ごとの角度プロファイルが前節と同様であることから選択された放射パターンは同一であった。

## 5.5.3 伝搬路相関行列

角度プロファイルが両偏波成分を含む場合の伝搬路相関路行列とその行列式の値について表 5.6 に示す。5.4.3 節と同様に伝搬路相関路行列の各成分は正規化した値を示す。半球面および 1/32-球面の場合、完全に直交しており、1/32-球面の場合について  $\theta$  偏波のみの場合よりも相関係数が低減されている。また、平面の場合も  $\theta$  偏波のみの場合よりも相関係数が低減されていることがわかる。これは放射パターンの直交性に加えて偏波成分による直交性も実現されるためである。一方で、行列式の値は  $\theta$  偏波のみの場合に比べて減っている。これは、固有値の分布が変わり、最大固有値が低減するとともに最小固有値が増加し、ストリーム数に対してより平坦な分布となったため、第 1 から第 4 のストリームまでを抜き出した行列の行列式の値が低減したと考えられる。固有値の分布により定まるストリームごとの平均通信路容量の値は次節にて述べる。

フルアレー構成、サブアレー構成の場合には  $\theta$  偏波成分、 $\phi$  偏波成分と交互にポートの順番を割り振ることとし、伝搬路相関行列の奇数行、奇数列が  $\theta$  偏波成分を、偶数行、偶数列が  $\phi$  偏波成分を表している。そのため、例えば受信電力によりビー

ムを選択するフルアレー構成の場合では、1行2列目のように奇数番目と偶数番目の間の伝搬路相関係数が単一偏波成分の場合に比べて低減しており、同一偏波成分の放射パターン間の相関よりも異なる偏波成分の放射パターン間の相関の方が低くなっていることを確認出来た。一方で、伝搬路相関行列の行列式によりビームを選択するフルアレー構成の1行2列目は偏波共用アンテナからの異なる偏波成分の放射パターン間の伝搬路相関であり、行列式により選ばれた放射パターン間の相関よりも異なる偏波成分の同一放射パターン間の相関の方が高くなっていることがわかる。その他の伝搬路相関係数については低減していることが確認出来た。

#### 5.5.4 最適ストリーム数と平均通信路容量

角度プロファイルが両偏波成分を含む場合において、端末側アンテナ数に対して平均通信路容量を最大化する最適ストリーム数を計算した結果が図 5.56、最適ストリーム数に応じた平均通信路容量を示した結果が図 5.57 である。フルアレー構成の場合の最適ストリーム数は 40 (受信電力最大化によるビーム選択)、54 (行列式最大化によるビーム選択)、サブアレー構成の場合の最適ストリーム数は 32 であり、両偏波成分を用いる構成でポート数が増えた分ストリーム数が 2 倍に増えている。また、平均通信路容量は単一偏波の場合に対し、受信電力によりビーム選択するフルアレー構成の場合で 1.9 倍、伝搬路相関路行列の行列式によりビーム選択するフルアレー構成の場合で 1.8 倍、サブアレー構成の場合で 1.8 倍と改善している。交差偏波比の影響により完全に偏波成分同士が直交していないことから完全に 2 倍とはならないが、2つの偏波成分を有効に利用出来ることが確認出来た。

最適放射パターンと準最適放射パターンの場合、 $\theta$  偏波成分のみの場合と比べて最適ストリーム数と平均通信路容量が増加している。最適ストリーム数は最適放射パターンの場合、半球面構造の場合、1/32-球面構造の場合には最適ストリーム数が 32 となり、平均通信路容量は 91.2 bps/Hz となる。平面構造の場合には最適ストリーム数が 27 となり、平均通信路容量は 45.8 bps/Hz となる。球面波関数展開を用いる場合、遠方界パターン関数は単一偏波成分だけではなくモードごとにある決まった比率の両偏波成分を持つ。そのため、単一偏波の角度プロファイルに対して最適放射パターンを導出する場合、放射パターン間の直交性を保ちながらもう一方の偏波成分を打ち消すように球モード係数が決定される。しかし、両偏波成分を持つ角度プロファイルに対しては放射パターンだけでなく、偏波成分での直交化が可能となる。さらに、片方の偏波成分を打ち消すのではなく両偏波成分を同時に利用するように球モード係数を決定出来るため、直交な放射パターンの種類が増えるだけでなく受信電力効率も改善され、単一偏波のときに比べて最適ストリーム数および平均通信路容量が改善出来た。

図 5.58 はストリームごとの平均通信路容量である．単一偏波の場合と比べて，最適放射パターンや準最適放射パターンを用いた場合にストリームに対する平均通信路容量が平坦化していることがわかる．偏波成分の直交性と対称性により同程度の固有値を持つストリームが増え，最適ストリーム数分の平均通信路容量の総和が改善される．この結果は前節の伝搬路相関行列の特徴と一致することが確認出来た．

また，変調多値数を考慮してストリームごとの通信路容量に上限値を用いた場合の通信路容量を，上限値がない場合の通信路容量と比較する．256QAMを想定し，ストリームごとの通信路容量の上限値を8 bps/Hzとした場合，図 5.58 より全てのストリームにおいて容量が上限値以下となるため，変調多値数を考慮することにより容量は低減しない．64QAMを想定し，ストリームごとの通信路容量の上限値を6 bps/Hzとした場合，フルアレー構成で受信電力によるビーム選択を行う場合に第1ストリームが上限値の影響を受け，通信路容量の総和が33.4 bps/Hzから32.9 bps/Hzに低減する．単一偏波成分の場合と同様に，図 5.58 のストリームごとの通信路容量の分布の違いより，ストリームによって容量の差が大きいフルアレー構成で受信電力によるビーム選択を行う場合に変調多値数を考慮した通信路容量の上限値の影響を受けやすいことがわかった．

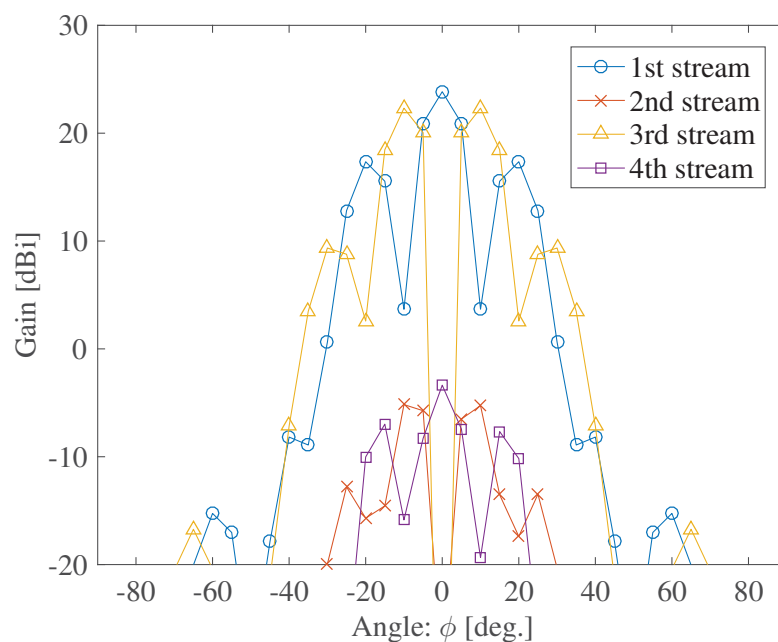


図 5.36: 最適放射パターンの  $\phi$  偏波成分 ( $\phi$  平面，両偏波角度プロファイルの場合)

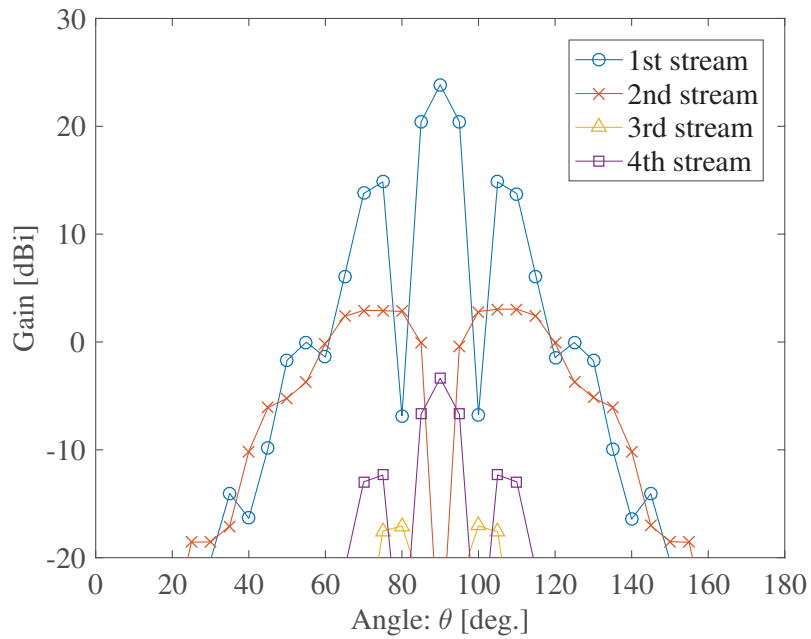


図 5.37: 最適放射パターンの  $\phi$  偏波成分 ( $\theta$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

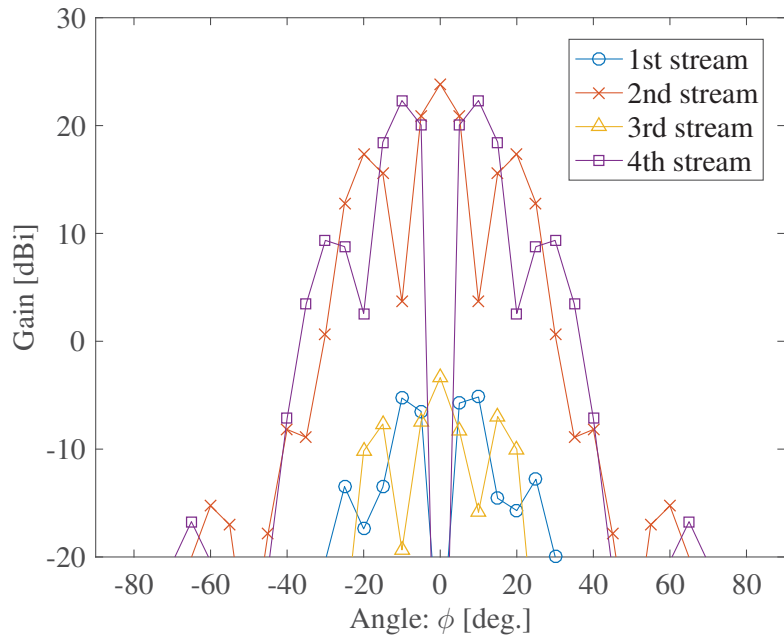


図 5.38: 最適放射パターンの  $\theta$  偏波成分 ( $\phi$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

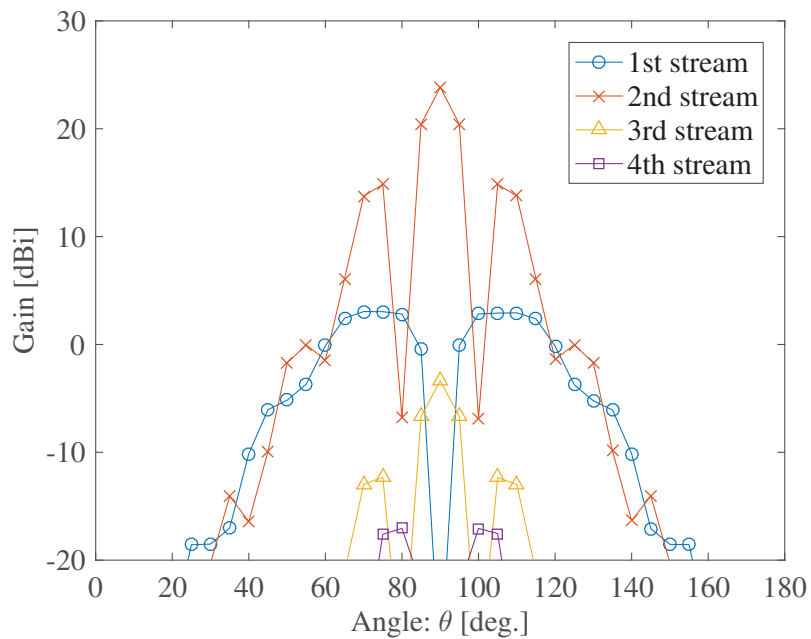


図 5.39: 最適放射パターンの  $\theta$  偏波成分 ( $\theta$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

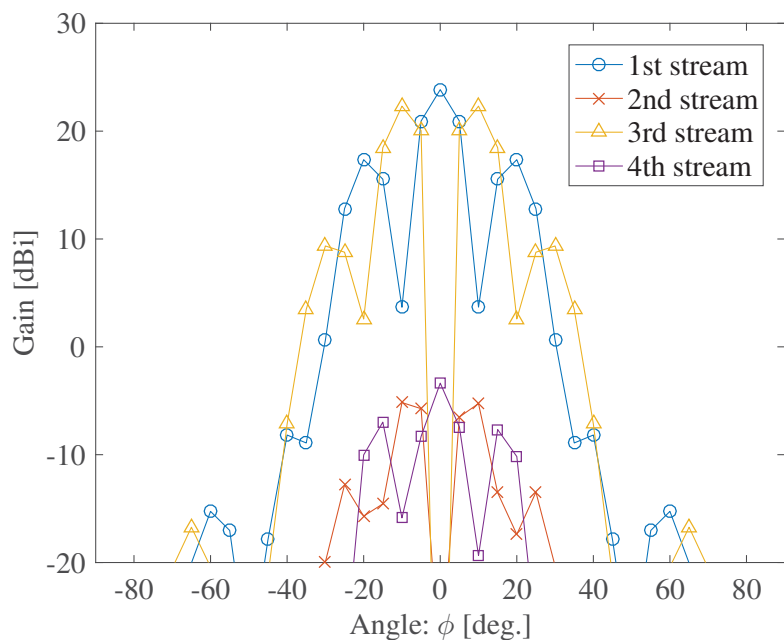


図 5.40: 半球面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\phi$  偏波成分 ( $\phi$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

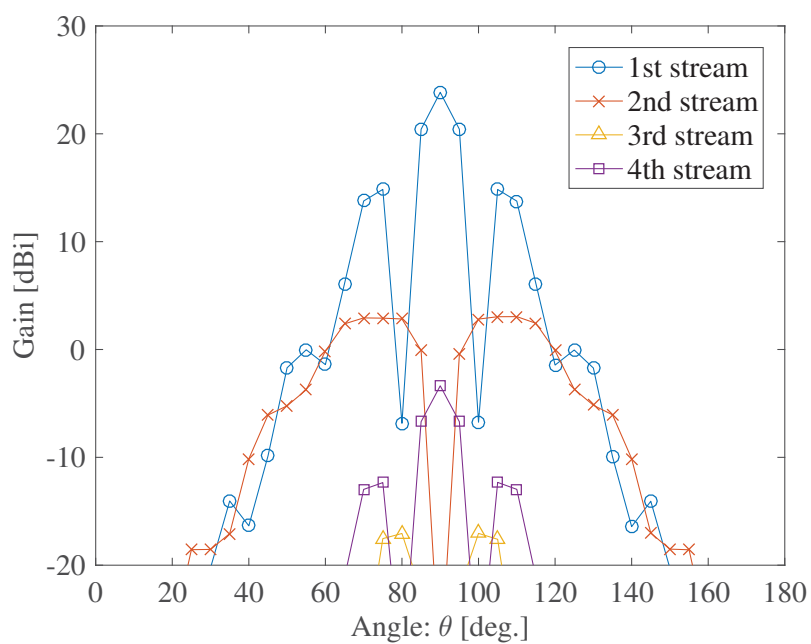


図 5.41: 半球面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\phi$  偏波成分 ( $\theta$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

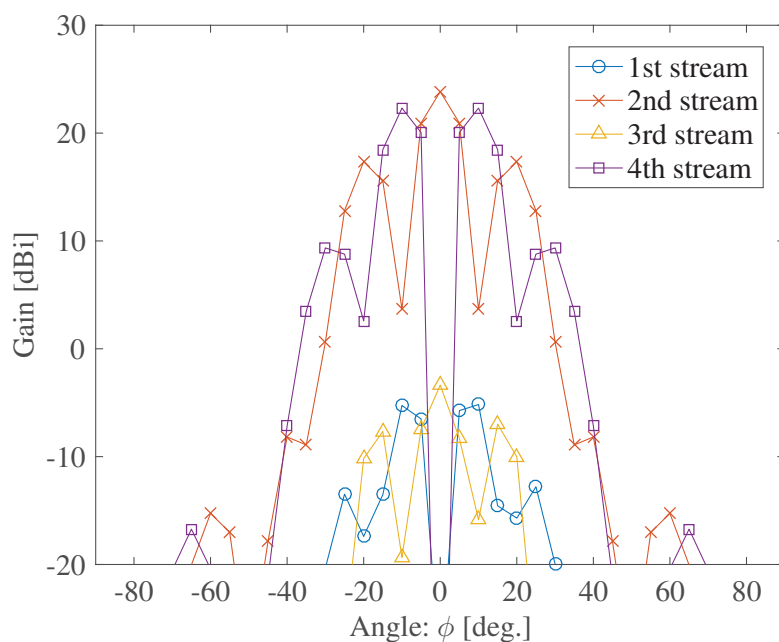


図 5.42: 半球面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\theta$  偏波成分 ( $\phi$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

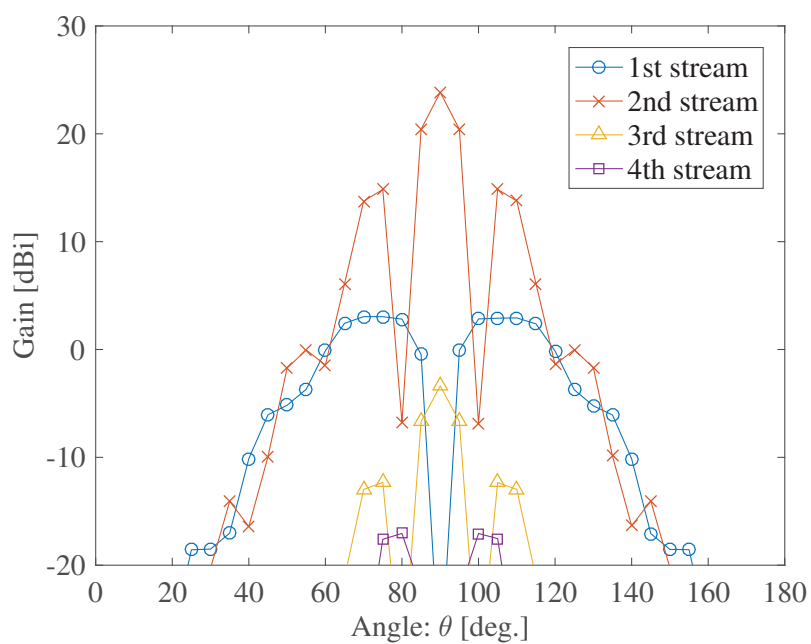


図 5.43: 半球面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\theta$  偏波成分 ( $\theta$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

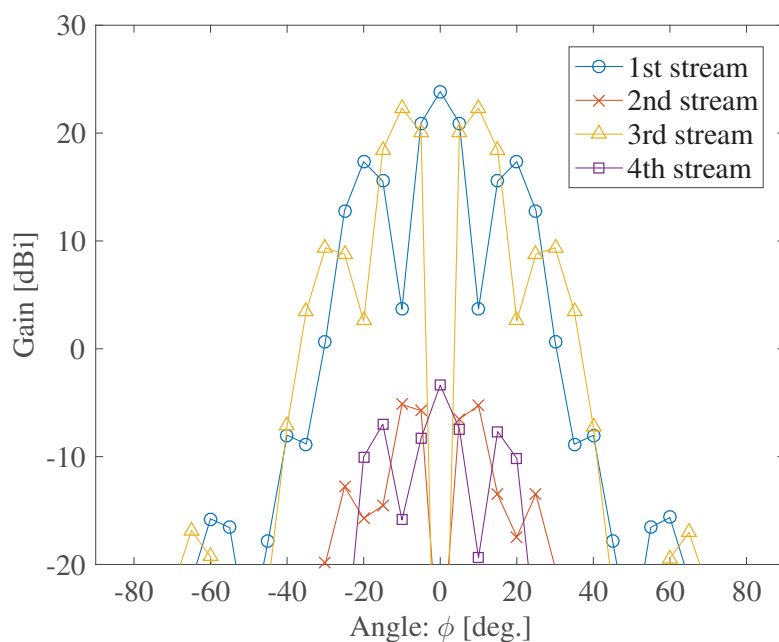


図 5.44: 1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\phi$  偏波成分 ( $\phi$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

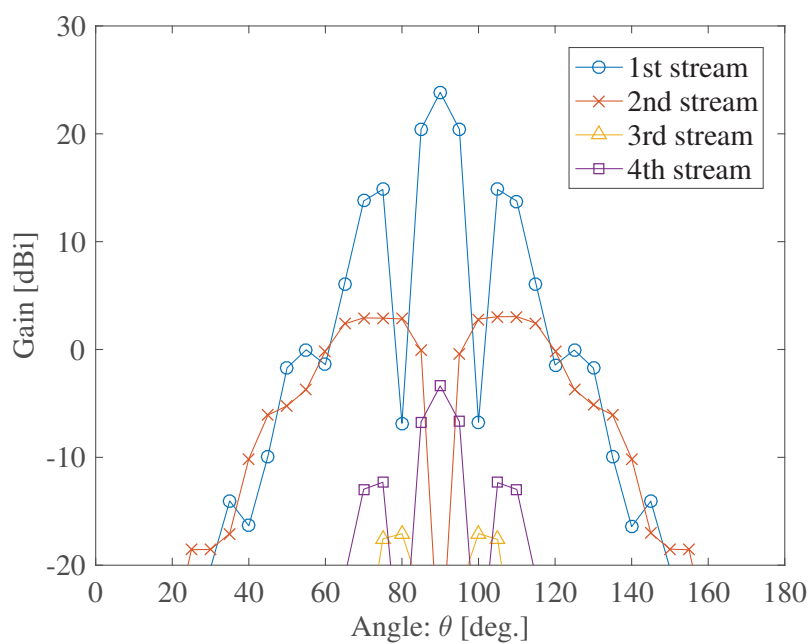


図 5.45: 1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\phi$  偏波成分 ( $\theta$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

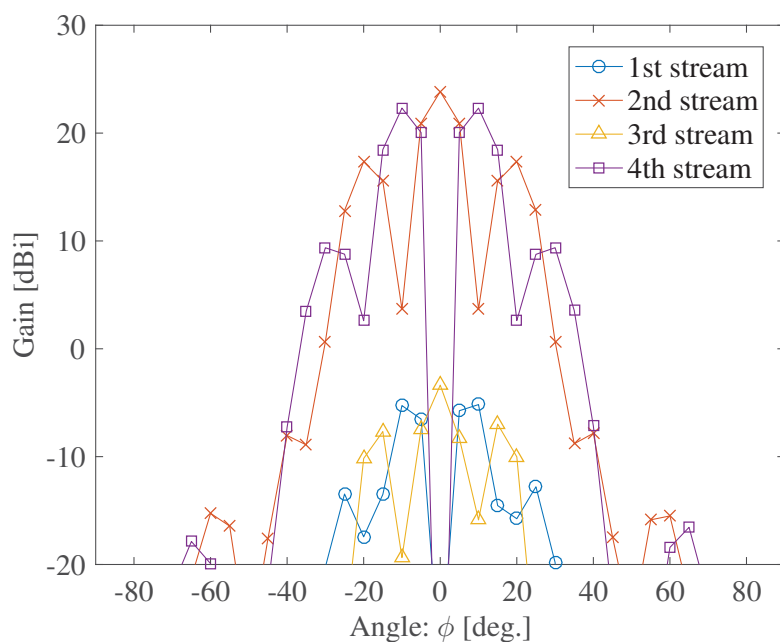


図 5.46: 1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\theta$  偏波成分 ( $\phi$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

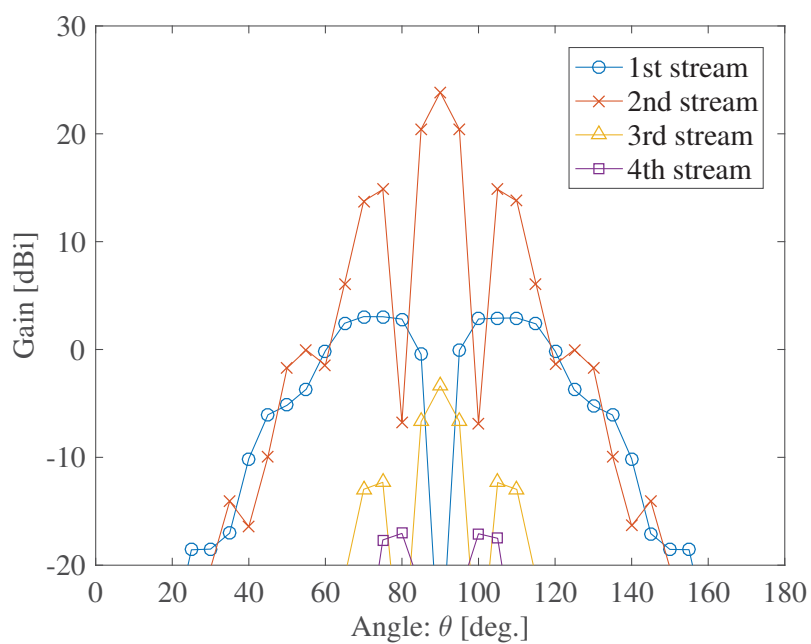


図 5.47: 1/32-球面実装面の場合の準最適放射パターンの $\theta$ 偏波成分 ( $\theta$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

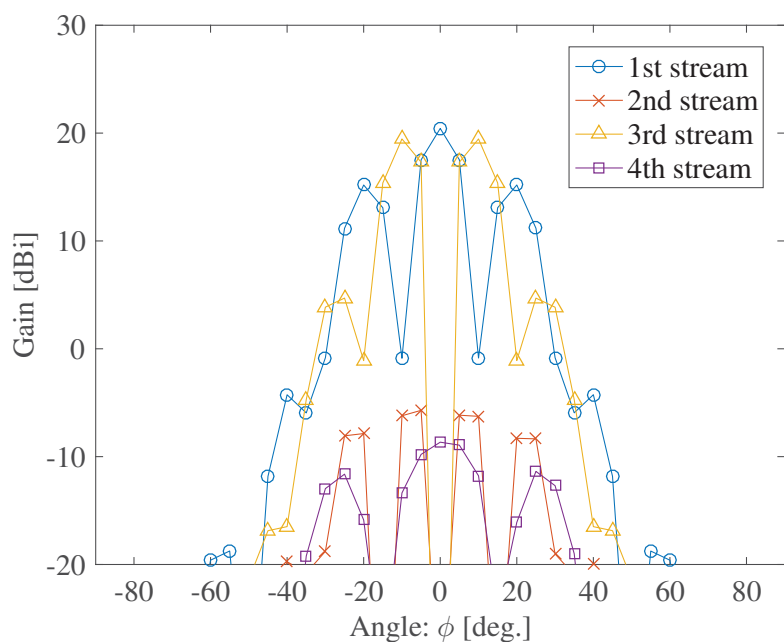


図 5.48: 平面実装面の場合の準最適放射パターンの $\phi$ 偏波成分 ( $\phi$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

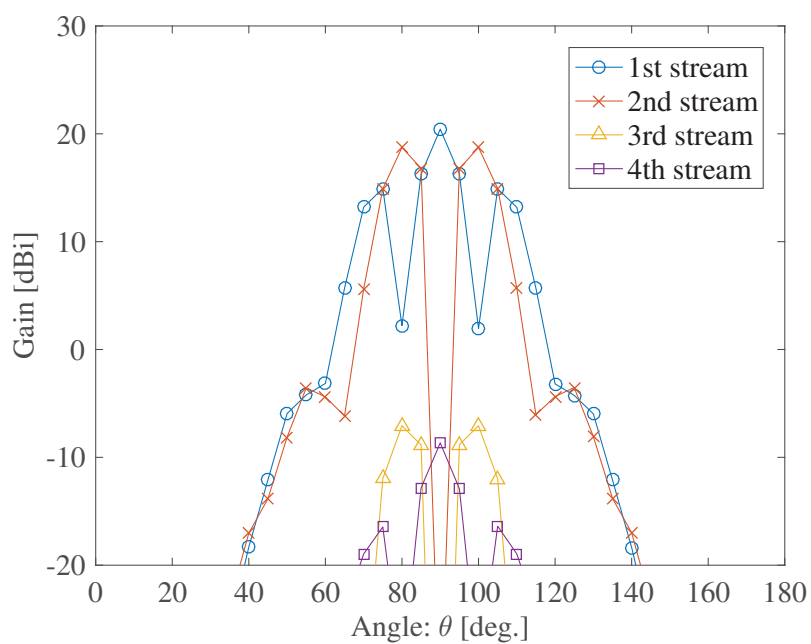


図 5.49: 平面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\phi$  偏波成分 ( $\theta$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

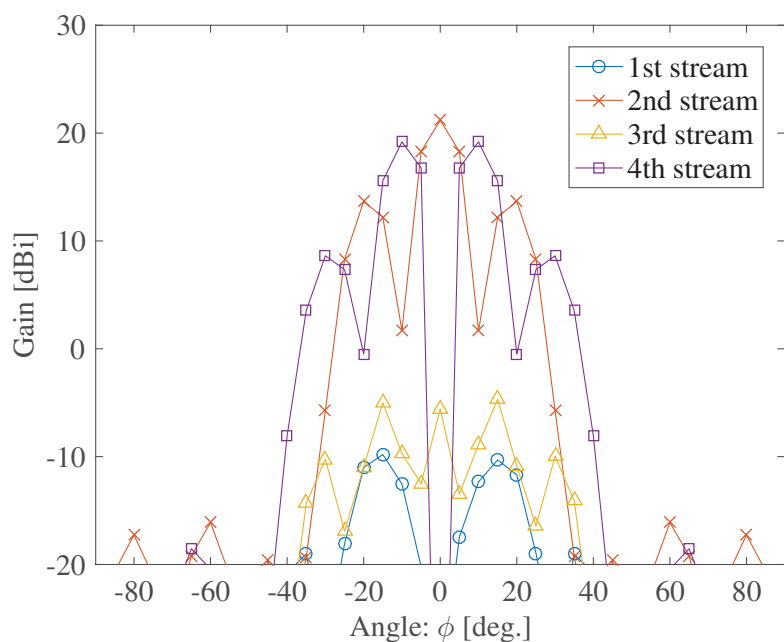


図 5.50: 平面実装面の場合の準最適放射パターンの  $\theta$  偏波成分 ( $\phi$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

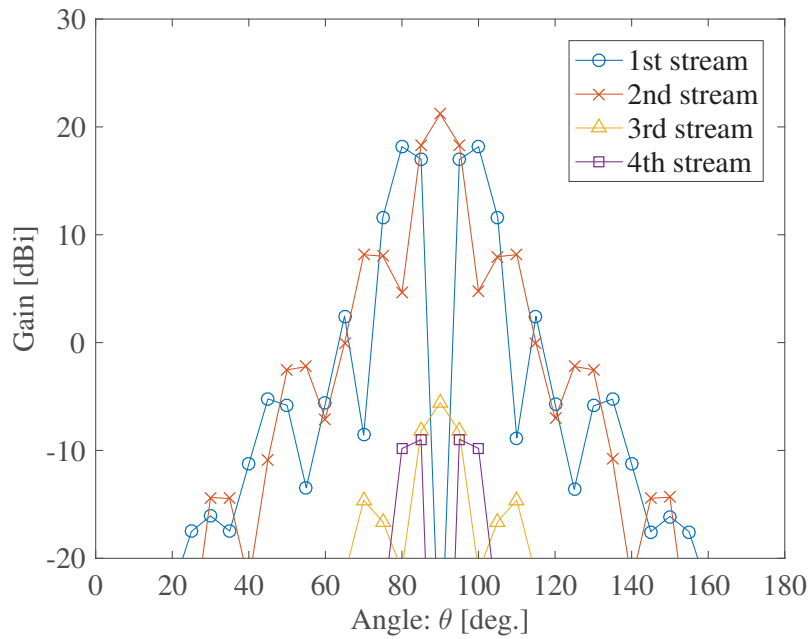


図 5.51: 平面実装面の場合の準最適放射パターン $\theta$  偏波成分 ( $\theta$  平面, 両偏波角度プロファイルの場合)

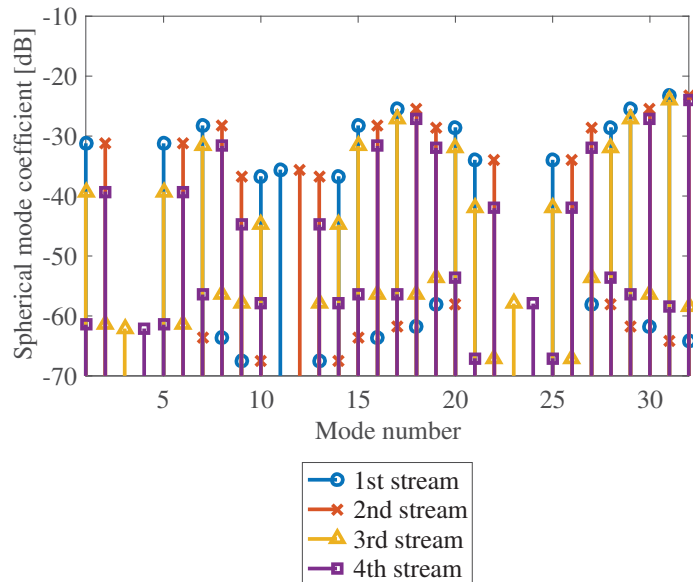


図 5.52: 最適球モード係数 (両偏波角度プロファイルの場合)

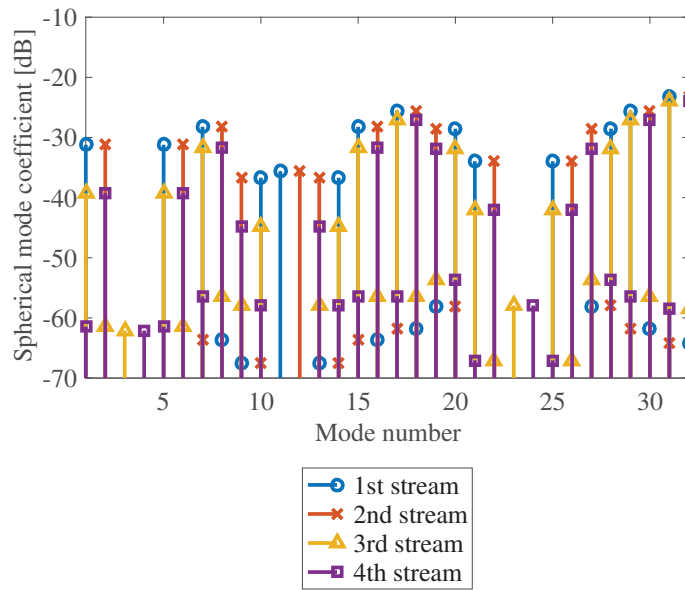


図 5.53: 半球面実装面の場合の球モード係数 (両偏波角度プロファイルの場合)

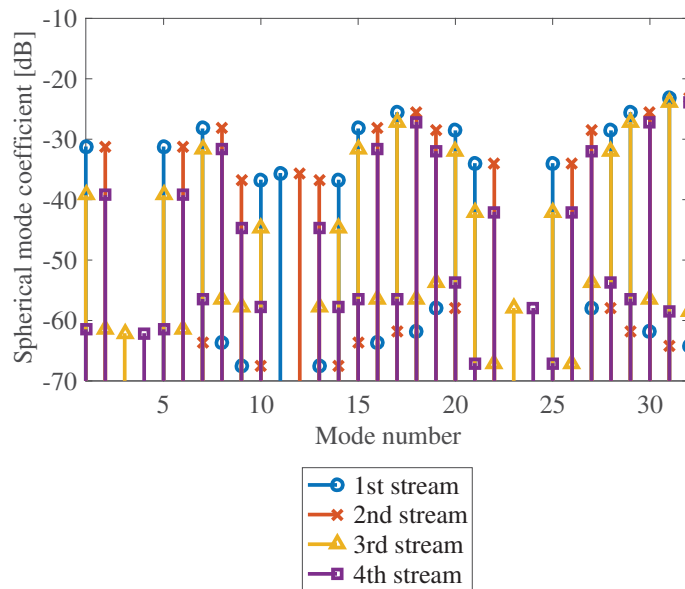


図 5.54: 1/32-球面実装面の場合の球モード係数 (両偏波角度プロファイルの場合)

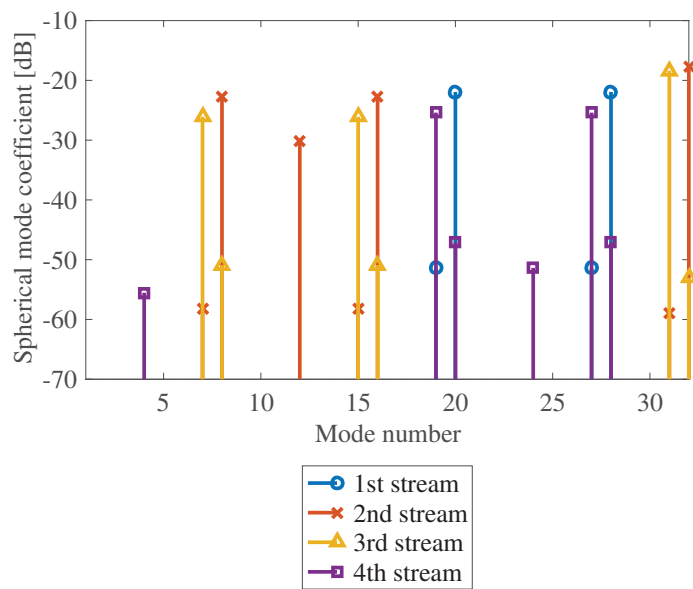


図 5.55: 平面実装面の場合の球モード係数 (両偏波角度プロファイルの場合)

表 5.6: 1 番目から 4 番目までのストリームの正規化伝搬路行列 ( $N_{\text{UE}} = 4$ , 両偏波角度プロファイルの場合)

	正規化伝搬路行列	行列式 [dB]
半球面	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	162
1/32-球面	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	162
平面	$\begin{bmatrix} 1 & 0.00071 & 0 & 0.013 \\ 0.00071 & 1 & 0.011 & 0 \\ 0 & 0.011 & 1 & 0.00068 \\ 0.013 & 0 & 0.00068 & 1 \end{bmatrix}$	142
フルアレー (受信電力最大化)	$\begin{bmatrix} 1 & 0.20 & 0.92 & 0.18 \\ 0.20 & 1 & 0.18 & 0.92 \\ 0.92 & 0.18 & 1 & 0.20 \\ 0.18 & 0.92 & 0.20 & 1 \end{bmatrix}$	91.2
フルアレー (行列式最大化)	$\begin{bmatrix} 1 & 0.20 & 0.10 & 0.020 \\ 0.20 & 1 & 0.020 & 0.10 \\ 0.10 & 0.020 & 1 & 0.20 \\ 0.020 & 0.10 & 0.20 & 1 \end{bmatrix}$	105
サブアレー	$\begin{bmatrix} 1 & 0.20 & 0.31 & 0.06 \\ 0.20 & 1 & 0.06 & 0.31 \\ 0.31 & 0.06 & 1 & 0.20 \\ 0.06 & 0.31 & 0.20 & 1 \end{bmatrix}$	100

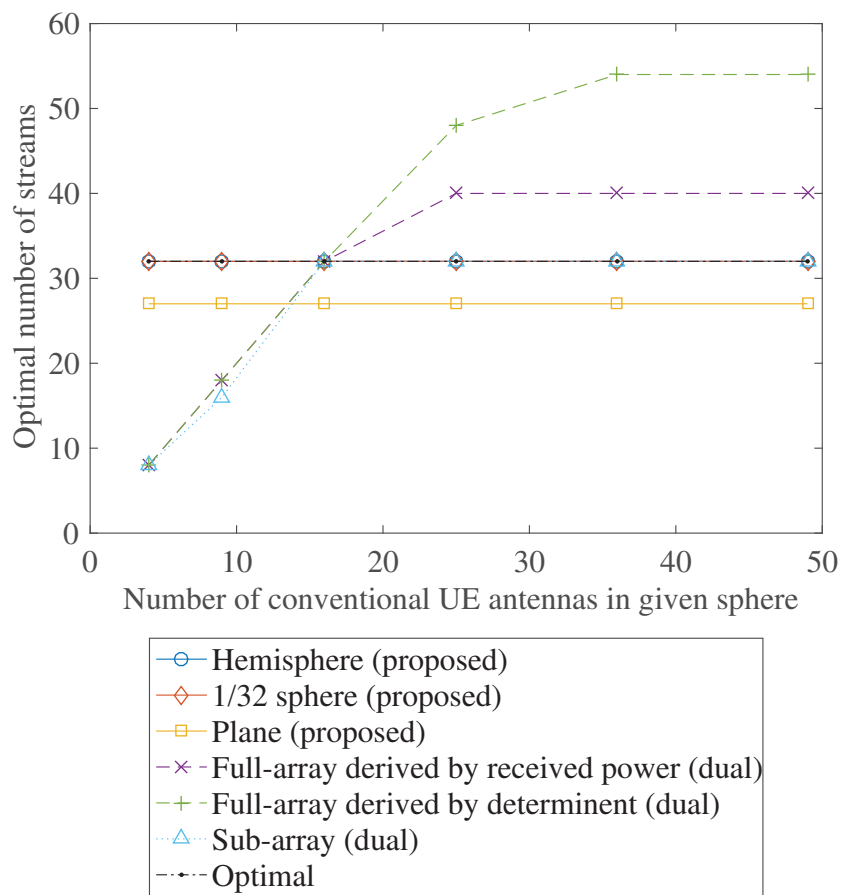


図 5.56: 最適ストリーム数 (両偏波角度プロファイルの場合)

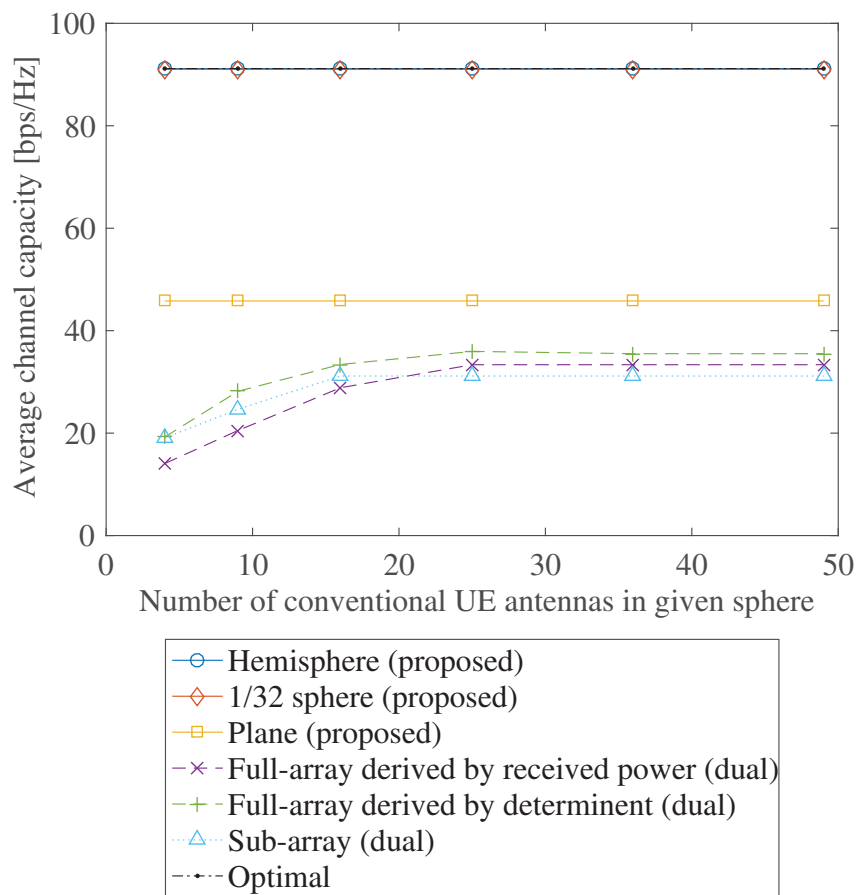


図 5.57: 平均通信路容量 (両偏波角度プロファイルの場合)

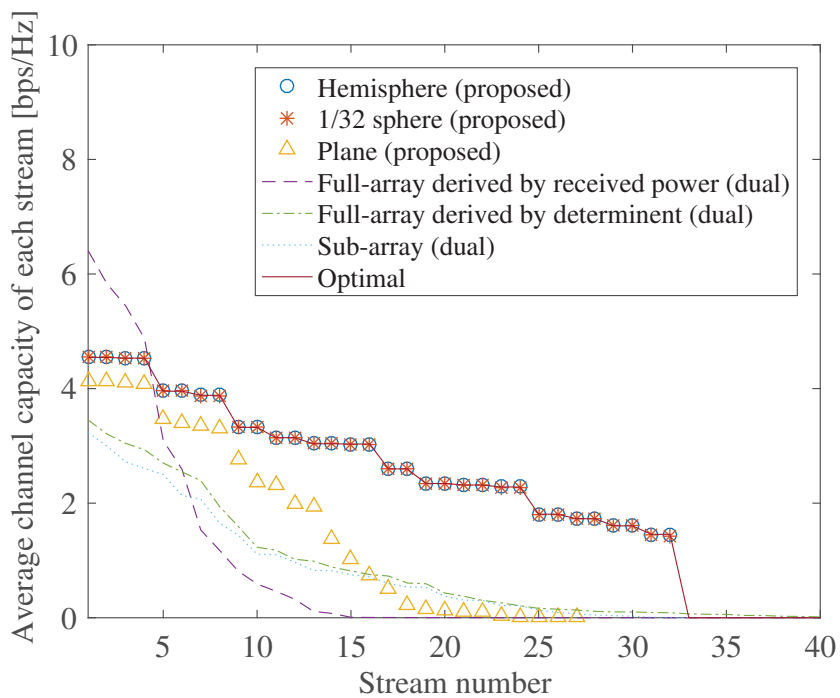


図 5.58: 各ストリームの平均通信路容量 (両偏波角度プロファイルの場合)

## 5.6 まとめ

以上より，シングルユーザ Massive MIMO システムのための基地局側アンテナ放射パターンを OBPB 法を用いた最適設計により導出した．また，アンテナ実装面を条件とした際に実現可能な準最適アンテナ放射パターンを求めた．アンテナ実装面は平面，1/32-球面，半球面の3種類について考え，それぞれの実装面により実現可能な準最適アンテナ放射パターンを求めたところ，平面では最適アンテナ放射パターンからの劣化が確認出来るが，1/32-球面，半球面では最適アンテナ放射パターンを再現することが出来た．このように，アンテナ実装面により最適アンテナ放射パターンの再現性が異なることから，どの程度の劣化を許容するかにより理想的な球面から実装面を平面に近づけ，薄型での実装が可能かどうかが決まる．得られた準最適アンテナ放射パターンを用いた場合の平均通信路容量は，従来ハイブリッド BF の場合の 3.5 倍以上を実現出来ることを確認した．よって，シングルユーザ Massive MIMO において角度プロファイルに応じて受信電力と伝搬路相関の低減を両立し，通信路容量特性を改善出来ることを示した．

## 第6章 結論

MIMO システムの特性を最大限活用するため、アンテナ素子形状や配置などの制約なしで伝搬環境に応じて MIMO アンテナの放射パターンを最適設計する手法について提案した。伝搬環境を表す統計量の一つである角度プロファイルが一様な場合に、伝搬路相関を最小化することで平均通信路容量を最大化する最適アンテナ放射パターンを求めた。角度プロファイルが非一様な場合、受信電力の最大化と伝搬路相関の最小化を同時に考慮するため伝搬路相関行列の行列式最大化を目的関数とし、最適アンテナ放射パターンを導出した。従来のアレーアンテナ構成との平均通信路容量特性の比較を行い、平均通信路容量の改善効果を明らかにした。

提案した最適設計法は、従来、アンテナ素子やその周囲の環境を考慮した送信側または受信側の一方での設計であったのに対して、結合角度プロファイルを用いて送信側と受信側の両側を考慮し、逐次的に最適設計を行うことで通信路容量特性の改善が期待出来る。また、通信路容量特性の理論限界値を求めることにもなり、理論限界値からの劣化量などを用いて MIMO システムの設計目標を明確化出来る。さらに、Massive MIMO システムのようにアンテナ構造が大規模で設計自由度の高い場合に、アンテナ素子の形状や配置などの制約を受けない設計が可能となり、従来の規則的な素子配置のアンテナ構造よりも平均通信路容量を改善出来る見込みを示した。

今後の展望として、伝搬路の角度方向の振幅、位相、電力などの実測値をもとに設計を行ったり、伝搬路の変動に対してアンテナ放射パターンを切り替える時間間隔や伝搬路の傾向に応じて準備しておくべきアンテナ放射パターンの種類をあらかじめ決定したりするといったようなシステムにて実際に使用する放射パターンを設計する必要がある。また、球面構造アンテナにおいて得られたアンテナ電流分布を実現するための素子形状、配置や給電回路構成の具体化も必要である。さらに、広帯域や複数周波数帯を同時に用いるようなシステムにも適用出来るよう、周波数特性を考慮した目的関数となるように応用することで適用範囲を広げることが可能である。

本論文にて述べた最適設計法は、伝搬環境や周波数帯域の多様化、大規模アンテナ使用による設計自由度の増加に対して設計目標、指針を確立し、MIMO システムの通信特性を改善するために有用である。そしてアンテナ素子形状があらかじめ決まっていたり、送信側や受信側のうち一方の伝搬環境のみしか考慮しなかったりする従来の設計法では得られなかった新たなアンテナ構造を見つけ、実現す

るために必要な手法である。この最適設計法をシステム設計や構築に取り入れることで、アンテナ素子、アレー形状、アレー配置などの設計および構築作業の支援に役立てることが出来ると考えられる。アンテナ設計、構築作業には特別な専門的知識や経験を持った技術者などに頼る部分も多い。そこで、本論文の提案する最適設計法を用いることで、通信を行いたい環境の角度プロファイルの条件から高い通信路容量を達成するアンテナ素子、アレー形状、アレー配置などの一例を得ることが出来る。これは、アンテナ設計ソフトや支援ツールとしても適用可能であると考ええる。最適設計法により得られた結果を目安として作業を行うことで専門技術者だけでなく、専門的知識を持たない場合にもアンテナ設計・構築作業を行うことが可能となり、設計期間の短縮が可能となる。また、専門技術者にとっては従来想定されなかった新たな設計結果の発見につながる可能性もある。よって、本論文にて提案した最適設計法は将来の無線通信システムの設計・構築・運用に対して幅広く適用出来る可能性を持ち、設計・構築・運用業務の在り方を変え、人々の利便性向上に貢献出来る可能性がある。

# 付録A アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現

アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現を説明するにあたり、球面波関数の定義やアンテナ実装体積と球面波関数展開のモード数の関係について述べる。

## A.1 球面波関数の定義

### A.1.1 球面波関数

球面波関数は  $s(= 1, 2), m, n, c$  という4つのインデックスを持ち、 $s = 1$  は TE (Transverse Electric wave),  $s = 2$  は TM 波 (Transverse Magnetic wave) を示す。このインデックスにより異なるモードの球面波関数が定義される。

$$\begin{aligned} \vec{f}_{1mn}^{(c)}(r, \theta, \phi) = & \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{n(n+1)}} \left( -\frac{m}{|m|} \right)^m \\ & \left\{ z_n^{(c)}(k_0 r) \frac{im\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\sin\theta} e^{im\phi\hat{\theta}} \right. \\ & \left. - z_n^{(c)}(k_0 r) \frac{d\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{d\theta} e^{im\phi\hat{\phi}} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} \vec{f}_{2mn}^{(c)}(r, \theta, \phi) = & \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{n(n+1)}} \left( -\frac{m}{|m|} \right)^m \\ & \left\{ \frac{n(n+1)}{k_0 r} z_n^{(c)}(k_0 r) \bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta) e^{im\phi\hat{\theta}} \right. \\ & + \frac{1}{k_0 r} \frac{d}{d(k_0 r)} (k_0 r z_n^{(c)}(k_0 r)) \frac{d\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{d\theta} e^{im\phi\hat{\theta}} \\ & \left. + \frac{1}{k_0 r} \frac{d}{d(k_0 r)} (k_0 r z_n^{(c)}(k_0 r)) \frac{im\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\sin\theta} e^{im\phi\hat{\phi}} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

ここで、 $k_0$  は自由空間における波数であり、 $i$  は虚数単位を表す。 $\bar{P}_n^{|m|}(x)$  は次数  $n$ 、位数  $m$  の正規化ルジャンドル陪関数であり、 $n = 1, 2, 3, \dots$ ,  $m = -n, -n+1 \dots 0 \dots n-1, n$  で表される。 $z_n^{(c)}(x)$  は動径関数であり、インデックス  $c$  と次数  $n$  により定義さ

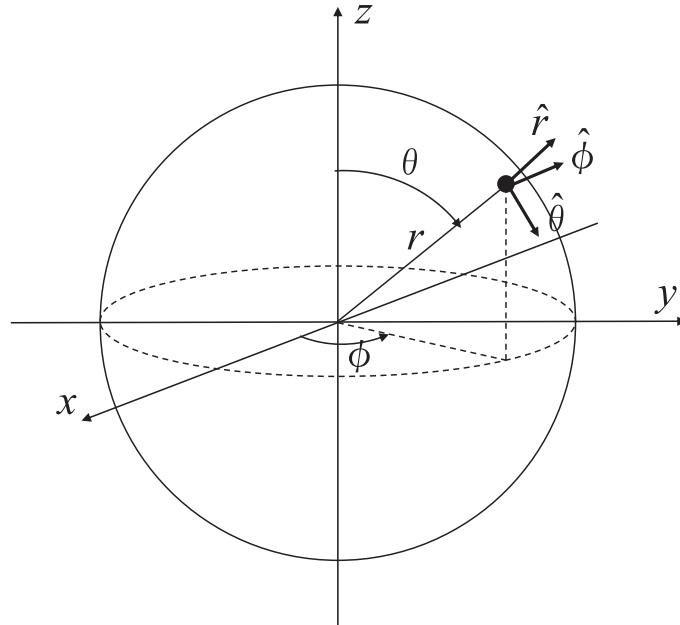


図 A.1: 球座標系の定義

れ、波の状態に応じて表 A.1 に示す  $c = 1, 2, 3, 4$  が決まる。例えば、波源から放射される波を表す場合、 $c = 3$  が用いられる。 $\theta, \phi$  はそれぞれ球座標系における仰角、方位角を表す。また、 $\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi}$  は球座標系の各座標方向に対応した単位ベクトルである。

### A.1.2 遠方界パターン関数

球面波関数の遠方界表現を遠方界パターン関数と呼び、アンテナ放射パターンなどの遠方界における関数に球面波関数展開を適用する際に用いる。遠方界パターン関数は表 A.1 の  $c = 3$  の場合の球面波関数より半径  $r$  方向に無限遠へ極限をとった関数として以下のように求められる。

$$\vec{k}_{smn}(\theta, \phi) = \lim_{k_0 r \rightarrow \infty} \left\{ \sqrt{4\pi} \frac{k_0 r}{e^{-ik_0 r}} f_{smn}^{(3)}(r, \theta, \phi) \right\} \quad (\text{A.3})$$

表 A.1: 動径関数  $z_n^{(c)}(x)$

インデックス $c$	$z_n^{(c)}(x)$	関数
$c = 1$	$j_n(x)$	球ベッセル関数 (原点から有限の距離までの動径方向定在波)
$c = 2$	$n_n(x)$	球ノイマン関数 (原点から無限遠までの動径方向定在波)
$c = 3$	$h_n^{(1)}(x)$	第一種球ハンケル関数 (原点から無限遠までの動径方向放射波)
$c = 4$	$h_n^{(2)}(x)$	第二種ハンケル関数 (無限遠から原点までの動径方向入射波)

$$\vec{k}_{1mn}(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{2}{n(n+1)}} \left(-\frac{m}{|m|}\right)^m e^{im\phi} (-i)^{n+1} \left\{ \frac{im\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\sin\theta} \hat{\theta} - \frac{d\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{d\theta} \hat{\phi} \right\} \quad (\text{A.4})$$

$$\vec{k}_{2mn}(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{2}{n(n+1)}} \left(-\frac{m}{|m|}\right)^m e^{im\phi} (-i)^n \left\{ \frac{d\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{d\theta} \hat{\theta} + \frac{im\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\sin\theta} \hat{\phi} \right\} \quad (\text{A.5})$$

よって、遠方界パターン関数は仰角方向の  $\hat{\theta}$  成分，方位角方向の  $\hat{\phi}$  成分に分けられ，それぞれを  $\theta$  偏波成分， $\phi$  偏波成分と呼ぶ．このように球面波関数展開では2種類の偏波成分を同時にかつ独立に表現し，扱うことが出来る．

## A.2 アンテナ放射パターン

アンテナ放射パターンの球面波関数展開表現は，遠方界パターン関数の線形結合として以下ようになる．

$$\vec{g}(\theta, \phi) = \sum_{smn} q_{smn} \vec{k}_{smn}(\theta, \phi) \quad (\text{A.6})$$

ここで， $\vec{g}(\theta, \phi)$  は  $\theta$  および  $\phi$  偏波成分を含むアンテナ放射パターンのベクトル関数である．遠方界パターン関数は既知であることから，アンテナ放射パターンの設計はすなわち各モードの遠方界パターン関数に対応した重み付け係数  $q_{smn}$  を設計することとなる．この重み付け係数を球モード係数と呼ぶ．

3つのインデックス  $s, m, n$  を下記のようにまとめて1つのインデックス  $j$  で置き換えることができる。

$$j = 2(n^2 + n - 1 + m) + s \quad (\text{A.7})$$

インデックス  $s$  は2通りであり、位数  $m$  の最大値は次数  $n$  によって決まる。次数  $n$  の最大値は理想的には無限大であるが、アンテナの実装体積に応じて、最大値  $N$  で打ち切っても問題ないことが知られている [20]。よって、インデックス  $j$  の数は次数  $n$  の最大値  $N$  によって決まり、アンテナ実装体積が大きくなるほど次数  $n$  の最大値  $N$  が大きくなり、インデックス  $j$  の数 (モード数  $J$  と呼ぶ) も大きくなる。これは、アンテナ実装体積が増え、波源となる電流分布および生じるアンテナ放射パターンの自由度が増えより多くの種類の球面波関数または遠方界パターン関数を用いてを表現する必要があるためである。次数  $n$  の最大値およびモード数は以下のようになる。

$$N = \lfloor k_0 r_0 \rfloor + n_1 \quad (\text{A.8})$$

$$J = 2N(N + 2) \quad (\text{A.9})$$

$\lfloor \cdot \rfloor$  はある数以下の最大の整数を示す床関数を表す記号である。 $n_1$  はモード打ち切りを補正する値である。インデックス  $j$  を用いることで式 (A.6) は下記のベクトル表現とすることが出来る。

$$\vec{g}(\theta, \phi) = \sum_{j=1}^J q_j \vec{k}_j(\theta, \phi) = \mathbf{q}^T \vec{\mathbf{k}}(\theta, \phi) \quad (\text{A.10})$$

$$\mathbf{q} = [q_1, \dots, q_J]^T \quad (\text{A.11})$$

$$\vec{\mathbf{k}}(\theta, \phi) = [\vec{k}_1(\theta, \phi), \dots, \vec{k}_J(\theta, \phi)]^T \quad (\text{A.12})$$

このとき、 $\mathbf{q} \in \mathbb{C}^J$  は球モード係数をまとめたベクトル、 $\vec{\mathbf{k}}(\theta, \phi) \in \mathbb{C}^J$  は遠方界パターン関数をまとめたベクトルである。遠方界パターン関数は既知であり、伝搬環境などの条件によらず定義されることから、放射パターンを設計することは球モード係数ベクトル  $\mathbf{q}$  を設計することと等価である。

## 付録B フーリエ変換法

所望のアンテナ放射パターンに対応するアンテナ励振係数を求める際に用いられるフーリエ変換法について述べる。

### B.1 アンテナ放射パターンのスペースファクタ

スペースファクタとは、連続的な電流源 (電流分布) に対する連続的なアレーファクタである。アレー素子放射パターンとアレーファクタによりアレーアンテナ放射パターンが定まるように、ある位置の電流源の放射パターン  $g_0(\theta)$  とスペースファクタ  $SF(\theta)$  によりアンテナ放射パターンを以下のように表す。

$$g_{\text{array}}(\theta) = SF(\theta)g_0(\theta) \quad (\text{B.1})$$

よって、スペースファクタは既知のアレーアンテナ放射パターン、電流源の放射パターンに対して下記のように求められる。

$$SF(\theta) = \frac{g_{\text{array}}(\theta)}{g_0(\theta)} \quad (\text{B.2})$$

本論文の計算では、 $g_0(\theta)$  として微小ダイポール放射パターンを用いた。

### B.2 線形電流分布とスペースファクタ

次に、線形電流分布とスペースファクタは下記の関係にある [42]。

$$\begin{aligned} SF(\theta) &= \int_{-\infty}^{\infty} I(z') \exp(i(k_0 \cos \theta - k_z)z') dz' \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} I(z') \exp(i\xi z') dz' \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

$$I(z') = \begin{cases} I(z') & (-l/2 \leq z' \leq l/2) \\ 0 & (\text{elsewhere}) \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

$$\xi = k_0 \cos \theta - k_z \quad (\text{B.5})$$

$I(z')$  は電流源の振幅,  $k_z$  は電流源の位相を表す係数である. 本論文の計算では位相分布が一様であるとして  $\phi_n(z') = 0$  とした. よって, 電流分布とスペースファクタはフーリエ変換の関係にあり, 一方が既知である場合にもう一方を計算することが出来る. 本論文では, 既知のアレーアンテナ放射パターン, つまり最適放射パターンと微小ダイポールの放射パターンから得たスペースファクタを求め電流分布を計算する.

$$I(z') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} SF(\xi) \exp(-iz'\xi) d\xi \quad (\text{B.6})$$

連続な電流分布  $I(z')$  のうち, アンテナ波源が位置する点における電流分布の振幅, 位相を励振係数とすることで微小ダイポールアンテナアレーの励振係数を導出出来る.

## 参考文献

- [1] Cisco VNI Forecast, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021,” Cisco Public Information, Feb. 2017.
- [2] I. E. Telatar, “Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, pp. 585-595, 1999.
- [3] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas,” *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, 1998.
- [4] 阪口 啓, 高田 潤一, “MIMO 伝搬特性の測定装置・測定方法・解析方法・モデル化,” 電子情報通信学会論文誌. B, vol. 88, no. 9, pp. 1624-1640, Sep. 2005.
- [5] IEEE Std 802.11n-2009, “IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Specific requirements– Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput,” pp.1-565, Oct. 29 2009.
- [6] ITU-R Recommendation M.1645, “Framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000,” 2008.
- [7] D. W. Browne, M. Manteghi, M.P. Fitz, and Y. Rahmat-Samii, “Experiments With Compact Antenna Arrays for MIMO Radio Communications,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol.54, no.11, pp.3239-3250, Nov. 2006.
- [8] Shin-Chang Chen, Yu-Shin Wang, and Shyh-Jong Chung, “A Decoupling Technique for Increasing the Port Isolation Between Two Strongly Coupled Antennas,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol.56, no.12, pp.3650-3658, Dec. 2008.
- [9] J. P. Kermoal, L. Schumacher, F. Frederiksen, and P.E. Mogensen, “Polarization Diversity in MIMO Radio Channels: Experimental Validation of a Stochastic Model and Performance Assessment,” *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol.1, pp. 22-26, Oct. 2001.

- [10] S. Clauzier, S. M. Mikki and Y. M. M. Antar, "A Generalized Methodology for Obtaining Antenna Array Surface Current Distributions With Optimum Cross-Correlation Performance for MIMO and Spatial Diversity Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1451-1454, 2015.
- [11] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Gallo, M. Ferrando-Bataller and M. Bozzetti, "Design of a multimode MIMO antenna using characteristic modes," 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, 2009, pp. 1840-1844.
- [12] B. T. Quist, M. A. Jensen, "Optimal antenna pattern design for MIMO systems," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2007)*, pp. 1905-1908, June 2007.
- [13] B. T. Quist, M. A. Jensen, "Optimal antenna radiation characteristics for diversity and MIMO systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 11, pp. 3474-3481, Nov. 2009.
- [14] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, R. Zhang, "An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 742-758, Oct. 2014.
- [15] H. Ji et al., "Overview of Full-Dimension MIMO in LTE-Advanced Pro," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 176-184, February 2017.
- [16] B. L. Ng et al., "Fulfilling the promise of massive MIMO with 2D active antenna array," 2012 IEEE Globecom Workshops, Anaheim, CA, 2012, pp. 691-696.
- [17] A. L. Swindlehurst, E. Ayanoglu, P. Heydari, F. Capolino, "Millimeter-wave massive MIMO: the next wireless revolution?," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 9, pp. 56-62, September 2014.
- [18] X. Gao, O. Edfors, J. Liu and F. Tufvesson, "Antenna selection in measured massive MIMO channels using convex optimization," 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Atlanta, GA, 2013, pp. 129-134.
- [19] 電子情報通信学会, "アンテナ工学ハンドブック", オーム社, 1980.
- [20] J. E. Hansen, "Spherical near-field antenna measurements theory and practice," *Peter Peregrinus Ltd. IEEE electromagnetic waves series 26*, 1988.
- [21] Q. T. Zhang, X.W. Cui, and X.M. Li, "Very tight capacity bounds for MIMO-correlated Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.4, no.2, pp.681-688, Mar. 2005.

- [22] E. F. Beckenbach, R. Bellman, "Inequalities," Springer. p. 64, 1965.
- [23] O. M. Baksalary, G. Trenkler, "Functions of orthogonal projectors involving the Moore-Penrose inverse," *Computers & Mathematics with Applications*, Volume 59, Issue 2, pp 764-778, 2010.
- [24] R. Khanna, Huaping Liu; T. Rangarajan, "Wireless Data Center Management: Sensor Network Applications and Challenges," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 7, pp. S45-S60, Nov./Dec. 2014.
- [25] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, E. Cayirci, "Wireless sensor networks: a survey," *Computer Networks*, vol. 38, pp. 393-422, 2002.
- [26] R. Kataoka, K. Nishimori, T. Hiraguri, N. Honma, T. Seki, K. Hiraga, H. Makino, "Analog Decoding Method for Simplified Short-Range MIMO Transmission," *IEICE Transactions on Communications*, vol. 97, no. 3, pp. 620-630, March 2014.
- [27] T. Svantesson, "On the Potential of Multimode Antenna Diversity," *Proc. of IEEE 52nd Vehicular Technology Conf. (VTC)-Fall*, vol. 5, pp. 2368-2372, 2000.
- [28] T. Svantesson, "Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimode Antennas," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 6, pp. 1304-1312, Nov. 2002.
- [29] M. Sanchez-Fernandez, E. Rajo-Iglesias, O. Quevedo-Teruel, M. Pablo-Gonzalez, "Spectral Efficiency in MIMO Systems Using Space and Pattern Diversities Under Compactness Constraints," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 3, pp. 1637-1645, May 2008.
- [30] Zeland Fidelity Workshop, Zeland Software Inc., <http://www.zeland.com>.
- [31] M. Takeshita, T. Taga, T. Imai, "Cross polarization characteristics in indoor environments," *IEICE Technical Report*, vol. 107, no. 144, AP2007-64, pp. 127-132, July 2007.
- [32] I. J. Bahl, P. Bhartia, "Microstrip antennas," *Artech House*, 1980.
- [33] J. R. James, P. S. Hall, C. Wood, "Microstrip Antenna Theory and Design," *Peter Peregrinus LTD.*, Chapter 4, 1981.
- [34] J. B. Andersen, "Array Gain and Capacity for Known Random Channels with Multiple Element Arrays at Both Ends," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 11, pp. 2172-2178, Nov. 2000.

- [35] J. Fuhl, A. F. Molisch, E. Bonek, "Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas," *IEE Proc. of Radar, Sonar and Navigation*, vol. 145, no. 1, pp. 32-41, Feb. 1998.
- [36] A. Adrian, D. H. Schaubert, "Dual Aperture-Coupled Microstrip Antenna for Dual or Circular Polarisation," *Electronics Letters*, vol. 23, no. 23, pp. 1226-1228, Nov. 1987.
- [37] M. Haneishi, M. Konno, "Dual-Polarized Planar Antenna Fed by Dog-Bone Slots," *11th International Conference on Antennas and Propagation (IEE Conf. Publ. No. 480)*, vol. 1, pp. 45-48, April 2001.
- [38] K. V. Mardia, G. Hughes, C. C. Taylor, H. Singh, "A multivariate von Mises distribution with applications to bioinformatics," *Can. J. Stat.* 36(1), pp. 99-109, 2008.
- [39] K. V. Mardia, P. E. Jupp, "Directional Statistics," *Springer Texts in Statistics*, Chapter 5, 2009.
- [40] K. V. Mardia, J. Voss, "Some fundamental properties of a multivariate von Mises distribution," *Commun. Stat-Theor. M.* 43(6), pp. 1132-1144, 2014.
- [41] M. Bilodeau, D. Brenner, "Theory of multivariate statistics," *Wiley Series in Probability and Statistics*, Chapter 3, pp. 58-59, 1999.
- [42] C. A. Balanis, "Antenna theory : analysis and design," New York, Wiley, 1997.
- [43] G. Golub, W. Kahan, "Calculating the Singular Values and Pseudo-Inverse of a Matrix," *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics Series B Numerical Analysis*, 2(2), pp. 205-224, 1965.
- [44] D. Rodrigo, L. Jofre, "Frequency and Radiation Pattern Reconfigurability of a Multi-Size Pixel Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2219-2225, May 2012.
- [45] D. Rodrigo, B. A. Cetiner, L. Jofre, "Frequency, Radiation Pattern and Polarization Reconfigurable Antenna Using a Parasitic Pixel Layer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 3422-3427, June 2014.
- [46] K. Kagoshima, S. Takeda, A. Kagaya, and K. Ito, "Design and Analysis of Decoupling and Matching Feeding Networks for Array Antennas," *IEICE Trans. (B)*, vol. J97-B, no. 9, pp.699-713, Sept. 2014.
- [47] A. A. Glazunov, M. Gustafsson, A. F.Molisch, F. Tufvesson, and G. Kristensson, "Spherical Vector Wave Expansion of Gaussian Electromagnetic Fields for

Antenna-Channel Interaction Analysis,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol.57, no.7, July 2009.

- [48] O. Klemp, S. K. Hampel, and H. Eul, “Study of MIMO Capacity for Linear Dipole Arrangements using Spherical Mode Expansions,” *Proc. of the 14. IST Mobile & Wireless Comm. Summit, Dresden*, 2005.
- [49] J. Rubio, M. A. Gonzalez, J. Zapata, “Generalized-scattering-matrix analysis of a class of finite arrays of coupled antennas by using 3-D FEM and spherical mode expansion,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol.53, no.3, pp.1133-1144, March 2005.
- [50] O. Klemp, G. Armbrecht, and H. Eul, “Computation of antenna pattern correlation and MIMO performance by means of surface current distribution and spherical wave theory,” *Adv. Radio Sci.*, vol. 4, pp. 33-39, 2006.
- [51] G. Armbrecht, O. Klemp, and H. Eul, “Spherical mode analysis of planar frequency-independent multi-arm antennas based on its surface current distribution,” *Adv. Radio Sci., U.R.S.I.*, vol. 4, 2006.
- [52] S. Nordebo, A. Bernland, M. Gustafsson, C. Sohl and G. Kristensson, “On the Relation Between Optimal Wideband Matching and Scattering of Spherical Waves,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 9, pp. 3358-3369, Sept. 2011.
- [53] Y. Miao, K. Haneda, M. Kim and J. Takada, “Antenna De-Embedding of Radio Propagation Channel With Truncated Modes in the Spherical Vector Wave Domain,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 9, pp. 4100-4110, Sept. 2015.
- [54] J. Driscoll, and D. Healy, Jr, “Computing Fourier transforms and convolutions on the 2-sphere,” *J. Advanced in Applied Mathematics*, vol.15, pp. 202-250, 1994.
- [55] E. W. Weisstein, “Spherical Harmonic,” *MathWorld—A Wolfram Web Resource*. <http://mathworld.wolfram.com/SphericalHarmonic.html>.
- [56] A. Goldsmith, “Wireless Communications,” *Cambridge University Press*, 2005.
- [57] H. Iwai, A. Yamamoto, K. Ogawa, J. Takada, “Channel Capacity of a Handset MIMO Antenna Influenced by the Effects of 3D Angular Spectrum, Polarization and Human Operator,” *IEICE Tech. Report, AP2005-107*, vol. 105, no. 355, pp. 133-138, Oct. 2005 (in Japanese).

- [58] Jue Wang, Jianing Zhao, and Xiqi Gao, "Modeling and Analysis of Polarized MIMO Channels in 3D Propagation Environment," *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) 2010 IEEE 21st International Symposium on*, pp.319-323, Sept. 2010.
- [59] Navarat Lertsiripon, Gilbert Siy Ching, Mir Ghoraishi, Jun-ichi Takada, Ichiro Ida, and Yasuyuki Oishi, "Double directional channel characteristics of microcell environment inside university campus," IEICE Tech. Report, AP2006-139, Feb. 2007.
- [60] Y. H. Nam et al., "Full-dimension MIMO (FD-MIMO) for next generation cellular technology," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 6, pp. 172-179, June 2013.
- [61] F. Sofrabi, 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.
- [62] Z. Xiao, P. Xia, X. G. Xia, "Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter-Wave MIMO Systems: A Low-Complexity Overall Solution," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16100-16110, 2017.
- [63] J. Nsenga, A. Bourdoux and F. Horlin, "Mixed Analog/Digital Beamforming for 60 GHz MIMO Frequency Selective Channels," 2010 IEEE International Conference on Communications, Cape Town, 2010, pp. 1-6.
- [64] T. Obara, S. Suyama, J. Shen, Y. Okumura, "Joint Processing of Analog Fixed Beamforming and CSI-Based Precoding for Super High Bit Rate Massive MIMO Transmission Using Higher Frequency Bands," *IEICE Trans. on Commun.*, vol.E98-B, no. 8, pp. 1474-1481, 2015.
- [65] 3GPP TR 38.900, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz (Release 14)," V14.3.1, 2017-07-03.
- [66] 3GPP TR 36.783, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Introduction of 1024 Quadrature Amplitude Modulation (QAM) in LTE downlink (Release 15)," V15.0.0, 2017-09.

## 本研究に関する業績

- [67] M. Arai, T. Seki, K. Hiraga, K. Sakamoto, H. Toshinaga, and T. Nakagawa, “Orthogonalized Directional MIMO Transmission Using Higher Order Mode Microstrip Antennas,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E99-B, pp.48-57, Jan. 2016.
- [68] M. Arai, M. Iwabuchi, K. Sakaguchi, and K. Araki, “Optimal Design Method of MIMO Antenna Directivities and Corresponding Current Distributions by Using Spherical Mode Expansion,” IEICE Transaction on Communications, Vol.E100-B, No.10, pp.1891-1903, Oct. 2017.
- [69] M. Arai, K. Sakaguchi, and K. Araki, “A Study on Optimal Beam Patterns for Single User Massive MIMO Transmissions,” IEICE Transaction on Communications, Vol.E102-B, No.2, pp.-, Feb. 2019 (Accepted).
- [70] M. Arai, T. Seki, K. Hiraga, K. Sakamoto, H. Toshimaga, T. Nakagawa, and K. Uehara, “Study on MIMO Transmission Using Orthogonal Directivities Obtained from Higher Order Microstrip Antenna Modes,” Electronics Letters, vol.50, No.7, pp.562-564, March 2014.
- [71] M. Arai, M. Iwabuchi, K. Sakaguchi, and K. Araki, “Optimization of diversity antenna directivities based on spherical mode expansion,” APMC2010, Dec. 2010.
- [72] 新井 麻希, 阪口 啓, 荒木 純道, 小柳 芳雄, 外山 隆行, “球面波関数展開を用いた MIMO アンテナ指向性最適化とアンテナ電流分布の導出,” 電子情報通信学会技術研究報告 AP2011-99, 2011 年 11 月.
- [73] 新井 麻希, 阪口 啓, 荒木 純道, “シングルユーザ Massive MIMO のアナログビームフォーミング指向性最適化に関する検討,” 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2018-5 (2018-04), 2018 年 4 月.

# 謝辞

本論文は、東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻博士後期課程での研究成果をまとめたものです。本論文の執筆にあたり、お世話になった皆様に心より感謝の意を表します。

東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻 教授 阪口 啓 先生には指導教官としてご指導いただき、本研究を進めるにあたって多くの議論の場を設けていただきとともに数々のご助言を賜りました。ここに深謝の意を表します。同専攻 教授 廣川 二郎 先生には副査として入学から現在に至るまで数々のサポートをしていただき、深謝の意を表します。並びに、同専攻 名誉教授 荒木 純道 先生には理論的な観点と実装の観点からアドバイスをいただき、深謝の意を表します。同専攻 助教 タンザカン 先生には論文執筆にあたって細部にわたるご助言をいただき、感謝の意を表します。研究活動を行うにあたりご支援いただいた 船橋 由美 氏、南 悦子 氏に感謝の意を表します。

本研究の第3章の検討を行うにあたり、日本大学生産工学部電気電子工学科 教授 関 智弘 先生にアンテナ理論や試作方法に至るまで多くのご指導をいただき、深謝の意を表します。また、博士課程在籍中の研究遂行にあたってご助言いただいた日本電信電話株式会社 NTT 未来ねっと研究所 主任研究員 加保 貴奈 博士、並びに同研究所 主任研究員 山口 陽 博士、平賀 健 博士、坂元 一光 氏にも感謝の意を表します。

本研究の基礎となる検討を進められた株式会社 NTT ドコモ 岩渕 匡史 氏には球面波関数理論や最適化手法に関してのご指導、ご助言をいただき感謝の意を表します。

最後に、本研究を進めるにあたり励ましを送り続けてくれた家族、友人に心より感謝の意を表します。

2018年8月 新井 麻希