

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	高信頼素材伝送のためのMIMO無線伝送技術に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	鈴木慎一
Author(English)	Shin-Ichi Suzuki
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9461号, 授与年月日:2014年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:府川 和彦,鈴木 博,荒木 純道,植松 友彦,高田 潤一,松本 隆太郎
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第9461号, Conferred date:2014/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

高信頼素材伝送のための MIMO無線伝送技術に関する研究

[学 位 論 文]

2014 年 1 月

指導教官 府川 和彦 准教授
副指導教官 鈴木 博 教授

提出者 大学院 理工学研究科
集積システム専攻
鈴木 慎一

目次

第1章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	ミリ波帯を用いた無線素材伝送技術	2
1.3	ワイヤレスカメラの課題	4
1.4	本研究の目的と意義	6
1.5	論文の構成	9
第2章	MIMO-OFDM 伝送の基礎技術	11
2.1	まえがき	11
2.2	OFDM 伝送技術	11
2.2.1	OFDM 変復調	12
2.2.2	ガードインターバル	14
2.3	MIMO 伝送技術	17
2.3.1	MIMO 伝送技術の種類	18
2.3.2	MIMO 多重伝送	21
2.3.3	時空間符号化	24
2.4	標準規格 ARIB STD B-43	25
2.4.1	チャネル構成	26
2.4.2	構成および伝送パラメータ	27
2.4.3	OFDM 信号の伝搬路推定	27
2.4.4	MIMO-OFDM 伝送	28
2.4.5	パイロットキャリアの多重方式	28
2.5	むすび	31
第3章	撮影環境におけるミリ波帯 MIMO 伝搬特性	32
3.1	まえがき	32
3.2	測定方法および評価パラメータ	33

3.3	55 GHz 帯の伝搬特性 (50 坪級スタジオ)	37
3.3.1	送受信アンテナの設置条件	38
3.3.2	送信アンテナ配置に応じた伝搬特性	40
3.3.3	受信アンテナ配置に応じた伝搬特性	40
3.3.4	スタジオ環境下における 55GHz 帯伝搬特性の考察	42
3.4	42 GHz 帯の伝搬特性	44
3.4.1	NHK ホール	44
3.4.2	コンサートホール	46
3.4.3	屋外陸上競技場	51
3.4.4	撮影環境下における 42GHz 帯伝搬特性の考察	55
3.4.5	4 × 4 伝搬路の MIMO チャンネル容量の推定	56
3.5	むすび	58
第 4 章	撮影環境でのミリ波帯 MIMO 伝送の適用	60
4.1	まえがき	60
4.2	55 GHz 帯の MIMO 伝送特性 (50 坪級スタジオ)	62
4.2.1	伝送実験系統と実験方法	62
4.2.2	受信アンテナ配置と BER 分布	63
4.2.3	送信場所率と送信エリア	64
4.2.4	受信アンテナ配置と送信エリア	68
4.2.5	送信エリアの拡大に向けた受信機の数と配置の検討	68
4.3	直交偏波 MIMO 多重の屋外伝送実験	68
4.3.1	42 GHz 帯垂直/水平偏波オムニアンテナ	70
4.3.2	屋外伝送実験	73
4.3.3	遅延プロファイルの測定結果	76
4.3.4	直交偏波を用いない MIMO 多重伝送の伝送特性	77
4.3.5	直交偏波による伝搬路特性の変化	78
4.3.6	直交偏波 MIMO 多重伝送の伝送特性	81
4.4	むすび	85
第 5 章	ミリ波帯ハイビジョンワイヤレスカメラ	87
5.1	まえがき	87
5.2	システム構成	89

5.3	シンボル同期検出	93
5.3.1	相関検出方式	93
5.3.2	振幅差分検出	93
5.4	本線伝送の MIMO 多重伝送	95
5.5	送り返し伝送の時空間符号化	102
5.6	計算機シミュレーションによるシステム評価	105
5.6.1	伝搬路モデル	105
5.6.2	シンボル同期の検討	107
5.6.3	伝搬路応答の推定精度	112
5.6.4	本線および送り返し伝送の評価	114
5.7	試作装置を用いた伝送実験	117
5.7.1	本線伝送実験	117
5.7.2	送り返し伝送実験	119
5.8	第 61 回 NHK 紅白歌合戦での運用	124
5.9	むすび	127
第 6 章	MIMO 多重伝送の最適信号検出方式の検討	129
6.1	まえがき	129
6.2	MIMO 信号モデル	131
6.3	従来の MIMO 信号検出	132
6.3.1	MLD (Maximum Likelihood Detection)	132
6.3.2	QRM-MLD	133
6.4	提案方式	134
6.4.1	ブロックハウスホルダー変換	134
6.4.2	ブロック QR 分解を用いた QRM-MLD	136
6.4.3	並び替えブロック QR 分解	138
6.5	計算機シミュレーション	139
6.5.1	シミュレーション諸元	139
6.5.2	CNR-BER 特性 (QPSK 変調)	142
6.5.3	CNR-BER 特性 (16 QAM 変調)	147
6.5.4	並び替えブロック QR 分解による固有値の変化	147
6.6	演算量の評価	149
6.7	むすび	152

第 7 章	結 論	154
	謝 辞	159
	参 考 文 献	160
	発表論文	178
付録 I	標準規格 ARIB STD B-43	183
	I.1 送受信機の構成	183
	I.2 伝送パラメータ	188
	I.3 時間インタリーブの効果	188
付録 II	コーデック処理後の画質評価	193
付録 III	ミリ波帯ワイヤレスカメラの番組運用例	195
	III.1 ゴルフ中継での番組撮影例	195

第1章

序論

1.1 研究の背景

近年，移動通信技術は急速に発展し，携帯電話や無線LANに代表されるように，画像・映像などの大量のデータを自由にやりとりする無線通信システムの恩恵を誰もが容易に享受できる時代となった．その代表的なシステムとして，Wi-Fi(Wireless Fidelity)[1]，WiMAX(Mobile Worldwide Interoperability for Micro Access)[2]，HSPA(High-Speed Packet Access)[3]やLTE(Long Term Evolution)などが挙げられる．これらのシステムでは，その多くが複数の送受信アンテナを用いるMIMO(Multiple-Input Multi-Output)-OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技術[4][5]を採用している．このMIMO-OFDM技術には，周波数帯域を拡大せずにブロードバンド化を実現するMIMO多重伝送技術や，高い回線信頼性を実現する時空間符号化(STC: Space-Time Coding)技術などがあり，既にいくつかの規格で実用化されている．

そして，このブロードバンド化の流れは放送の分野でも変わらない．1953年に輝度信号のみを伝送するモノクロ映像の放送開始から，1960年にNTSC(National Television System Committee)方式のカラー映像，1989年にMUSE(Multiple Sub-Nyquist-Sampling Encoding system)方式のアナログハイビジョン映像，2000年にISDB(Integrated Services Digital Broadcasting)-Satellite方式によるBSデジタル放送および2003年のISDB-Terrestrial方式による地上デジタル放送のデジタルハイビジョン映像と，大容量のデータが必要となる高精細なテレビ映像を視聴者に届けられるように放送は進化を続けている．それに伴い，中継現場から放送局に収録した映像・音声などの番組素材を伝

送する素材伝送技術も進歩を続け、より高精細な映像を伝送するために伝送容量の拡大が進められてきた。現在では、2020年からの本放送開始が予定されている、ハイビジョン映像の16倍の画素数を持つスーパーハイビジョン映像[6]-[9]を用いた中継を実現するために、数百Mbps以上の圧縮スーパーハイビジョン映像を伝送する新しい素材伝送技術の開発が行われている。

この素材伝送技術を応用した撮影システムに、テレビ撮影用カメラで撮影した映像を、カメラケーブルの代わりに無線で伝送するワイヤレスカメラがある。1970年代から国産のハンディカメラが普及し始めると、これまでの遠距離から望遠レンズでズームして撮影するカメラワークから、その機動性を活かして対象に近接して撮影するカメラワークが主流となり、ケーブルの制約にとらわれずに高い機動性を誇る撮影用ワイヤレスカメラの需要は益々大きくなっていく。そして、10GHz帯を用いたNTSC映像を伝送するワイヤレスカメラが実用化され、さらに、1994年の皇太子の結婚に伴うパレード中継では、アナログハイビジョン映像を伝送する42GHz帯を用いたワイヤレスカメラが初めて生放送の撮影に使用された[10]。その後、1990年代後半には、デジタル化に伴う圧縮符号化技術の急速な進展によって、伝送帯域の狭いマイクロ波帯でも情報量の多いハイビジョン映像が伝送可能となり、マイクロ波帯FPU(Field Pick-up Unit)を用いたワイヤレスハイビジョンカメラが中継番組の撮影に多用されるようになって現在に至る。しかし、これらのワイヤレスカメラは、圧縮符号化に伴う画質の劣化や映像遅延などの課題を抱えているのが現状である。

1.2 ミリ波帯を用いた無線素材伝送技術

素材伝送システムは、番組撮影で収録した映像や音声などの番組素材と呼ばれるデータを放送局まで伝送する放送事業者専用の回線システムである。素材伝送システムは、光ファイバーなどを利用した有線システムと、FPUに代表される電波を用いた無線システムに分類される[11]。有線システムは、大容量の情報を安定して伝送することが可能であり、非圧縮ハイビジョン映像などの高画質・高音質な番組素材を低遅延で伝送することができる。しかし、その伝送範囲は有線の回線が敷設された範囲に限られる上、回線の確保に要する時間も費用も無視できない。一方、無線システムは、有線システムの1/100

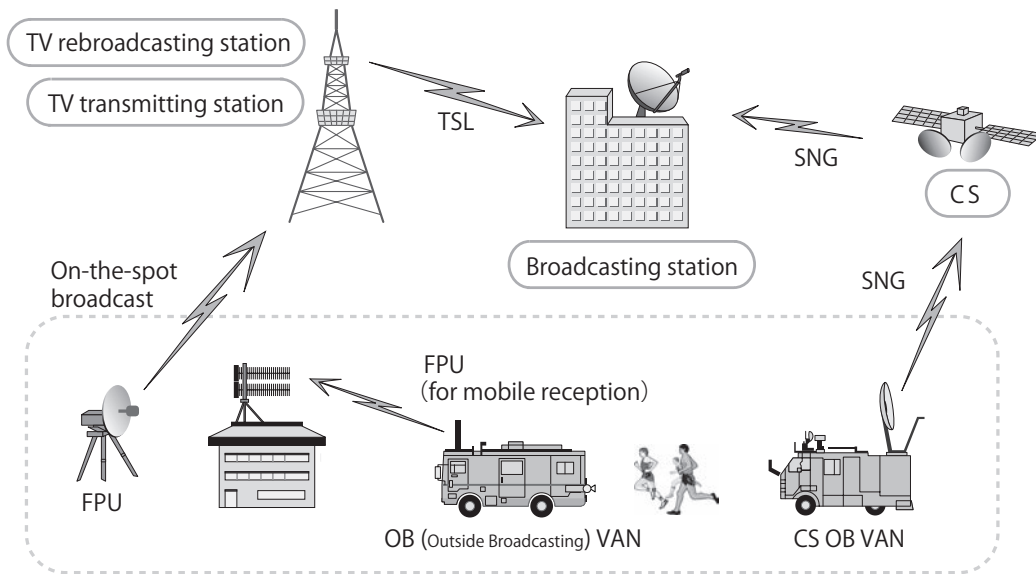


図 1.1 無線素材伝送システム

～1/000 程度の伝送レートしか得られないものの、カメラケーブルに捉われない機動性や設営準備の容易性から、マラソン中継やゴルフ中継などのスポーツ中継をはじめ、緊急性を要する報道番組などの屋外移動中継の場で主に活躍している。図 1.1 に、素材伝送の無線システム (以下、無線素材伝送システム) の概要を示す [11]。

無線素材伝送システムには、現場で収録した映像を専用回線を用いて放送局 (Broadcasting Station) に伝送する FPU や CS 衛星を経由して伝送する SNG (Satellite News Gathering) などがある。この中で、FPU は固定伝送だけでなく移動中継の場でも運用され、さらに、この送信装置を撮影者が装備して移動撮影することでワイヤレスカメラとしても活躍している。この FPU には、マイクロ波帯とミリ波帯の周波数が放送事業者に割り当てられている [12] (表 1.1)。ただし、この 800MHz 帯に関しては、2019 年 3 月を目途に、周波数再編に伴う 1.2 GHz 帯および 2.3 GHz 帯への完全移行が定められている。

このマイクロ波帯では、1 チャンネルあたりの帯域幅として 9 MHz (ハーフモード) および 18 MHz (フルモード) が割り当てられており、1 チャンネル当たりで伝送できる映像 TS レートは標準規格 ARIB STD B-33 [12] において最大 60 Mbps と規定されている。実際の運用としては、ワイヤレスカメラなど激しい動きを伴う移動伝送を行う場合には、フェージングマージンなどを考慮して

30 Mbps 以下の映像 TS レートで使用されている。また，800MHz 帯にはフルモードは規定されておらず，他のマイクロ波帯のフルモードでの最大空中線電力は表 1.1 の電力値の 2 倍となる。

ミリ波帯については，1980 年代から NHK 放送技術研究所にて素材伝送技術の開発が進められている [11]。ミリ波帯 FPU としては，38 GHz 帯を用いたハイビジョン用アナログ FPU が試作され [13]，42 GHz 帯に周波数移行した後も TCI(Time Compressed Integration) 方式のハイビジョン用アナログ FPU(帯域幅 80MHz) として実用化された [14]。この 42 GHz 帯アナログ FPU はハイビジョンワイヤレスカメラとしても活躍し，1998 年の長野オリンピックのアルペンスキー中継で使用された [15]。他にも，ハイビジョン映像の各コンポーネント信号の FM 変調信号を周波数及び偏波で多重した 42 GHz 帯ハイビジョンワイヤレスカメラ(帯域幅 80MHz)[16] が，アメリカで開催されたスーパーボールの中継でも使用された実績を持っている [17]。しかし，これらのアナログ信号を伝送するワイヤレスカメラでは回線信頼性が大きな問題となり，ワイヤレスカメラの醍醐味である「移動の制約を受けない自由かつダイナミックな動き」による撮影は困難であった。

その後，マイクロ波帯を用いた OFDM 信号方式のデジタル FPU が普及するとともにミリ波帯アナログ FPU の需要は減り，このマイクロ波帯デジタル FPU を応用したワイヤレスカメラが広く番組中継において使用されるようになる。しかし，このマイクロ波帯ワイヤレスカメラには，デジタル圧縮に伴う符号化遅延などの課題があり，その高い有効性にも関わらず，生放送の中継では限定的な運用しかされていない。そのため，2006 年には非圧縮ハイビジョン映像を ASK 変調で低遅延伝送する 60 GHz 帯無線伝送システムが 2006 年のトリノオリンピックで使用され [18]，2008 年に 42 GHz 帯や 55 GHz 帯を用いた広帯域デジタル FPU の標準規格化 [42] が行われたりと，再びミリ波帯を用いた大容量の無線素材伝送が注目されている。

1.3 ワイヤレスカメラの課題

屋外の中継番組に加え，特にスタジオなどでスタジオで使用するワイヤレスハイビジョンカメラには，従来のカメラケーブル接続のハイビジョンカメラと同等の性能・機能を実現する必要がある。下記にワイヤレスハイビジョ

表 1.1 FPU の主な周波数割り当て

(a) マイクロ波帯 (ハーフモード時)

周波数帯	範囲	空中線電力 (隣接アナログ有/無)
700 MHz 帯	770 MHz - 806 MHz	-/5 W
B バンド	5.850 GHz - 5.925 GHz	0.1/2.5 W
C バンド	6.425 GHz - 6.570 GHz	0.1/2.5 W
D バンド	6.870 GHz - 7.125 GHz	0.1/2.5 W
E バンド	10.250 GHz - 10.450 GHz	0.1/2.5 W
F バンド	10.550 GHz - 10.600 GHz	0.1/2.5 W
	10.600 GHz - 10.680 GHz	0.1/0.25 W
G バンド	12.950 GHz - 13.250 GHz	0.1/2.5 W

(b) ミリ波帯

周波数帯	範囲
42 GHz 帯	41.0 GHz - 42.0 GHz
55 GHz 帯	54.27 GHz - 55.27 GHz
60 GHz 帯	59.0 MHz - 66.0 GHz

ンカメラに求められる要求条件を示す [19].

1. 高画質 (低圧縮) ハイビジョン映像伝送 (100Mbps 程度)
2. 映像の低遅延伝送 (1 フレーム以内)
3. 高い回線信頼性 (数十～数百 m の範囲を移動しても途切れない)
4. カメラと副調整室との間の双方向通信
5. 複数台の同時利用

(1)-(3) の要求条件は, 従来のカメラケーブル接続のハイビジョンカメラの映像と切り替わっても違和感を覚えない自然なハイビジョン映像を視聴者に届けるために必要となる. 一方, (4) の要求条件は, 従来のカメラケーブル接続のハイビジョンカメラと同等の操作性を実現するために, カメラから副調整室に撮影映像を送信する「本線」伝送に加えて, 副調整室からカメラに制御

信号や確認映像などを送信する「送り返し」伝送の2種類の無線伝送が必要であることを示している。また、(5)の要求条件は、スタジオなどにおいて、従来のカメラケーブル接続のハイビジョンカメラと同じ様に使用されるには、複数台のハイビジョンワイヤレスカメラを同時に運用する必要がある、複数の周波数帯域を確保する必要性を示唆している。これらの要求条件は、特に画質および複数の帯域確保の面において、従来のマイクロ波帯のFPU装置をベースとしたワイヤレスカメラでは実現が難しい。

この他にも、近い将来、次世代のテレビ映像として期待されるスーパーハイビジョン映像を伝送するワイヤレスカメラも同様に必要となる。このスーパーハイビジョン映像を圧縮した場合のレートは数百Mbpsにのぼると考えられ、従来のFPUの伝送容量を遥かに超える無線素材伝送システムの早期実現が求められている。

1.4 本研究の目的と意義

スポーツ中継や音楽番組、ドラマ番組などの撮影現場において、カメラケーブルにとらわれない番組撮影用のワイヤレスカメラの需要は大きい。従来のカメラケーブル接続の撮影用ハイビジョンカメラと比較して、機動性を活かした多彩なカメラワークが期待できるだけでなく、設営準備の簡素化やケーブル捌きの作業が軽減されるとともに、撮影者を含む出演者や観客に対する安全性の向上など様々な効果を生み出せることが背景にある。本研究では、1.3章で述べた要求条件を満たす機動性の高いワイヤレスカメラと、スーパーハイビジョン映像のワイヤレスカメラの実現を目的とする。そのために、我々は、広帯域利用が可能なミリ波帯電波(42 GHz/55 GHz 帯)と、複数の送受信アンテナを用いるMIMO-OFDM技術を適用し、数百Mbps級の映像を伝送する大容量伝送と、数百メートルの範囲を移動撮影しても途切れない高い回線信頼性を実現することを検討した。

ミリ波帯を用いた大容量伝送の検討は、数多く行われている[22][23][24]。特に、60 GHz帯を用いた標準規格IEEE802.15.3c[20]およびIEEE802.11ad[21]の標準化は終了しており、日本では7 GHzから9 GHzの広帯域(各チャネル間の間隔は2.16 GHz)を免許不要で使用することで、伝送速度は最大約7 Gbpsを実現している。しかし、用途として固定伝送を目的としており、60GHz帯を用

いて想定する撮影範囲を自由に移動しても途切れない無線伝送を実現することは難しい。また、更なる大容量化のために、この 60GHz 帯を用いた MIMO 多重伝送も検討されているが、その多くは伝送距離が数 km の見通し環境における固定伝送 [25][26][27] や会議室の中など比較的狭い範囲に限定した移動伝送 [28][29] を想定しており、数百メートルの範囲を自由に移動伝送しても途切れないミリ波帯を用いた MIMO 多重伝送を検討した例は数少ない。移動伝送を想定した例としては、次世代の通信システムとして、携帯電話などの端末に対して複数の基地局を配置し、比較的電力が確保される範囲でのみ MIMO 多重伝送を用いた大容量伝送技術の検討 [30][31] は近年行われ始めているものの、自由に移動伝送しても途切れずに安定した伝送を実現するシステムの構築には未だ至っていない。

本論文では、ハイビジョンおよびスーパーハイビジョン映像を高画質・低遅延で無線伝送するワイヤレスカメラの実現を目指し、次の各項目について議論を進めた。

撮影環境におけるミリ波帯の MIMO 伝送技術の適用検討

各送受信アンテナ間の伝搬路応答の相違をもとに、複数の送信信号が同一周波数上で混信した受信信号から元の送信信号を検出する MIMO 信号検出では、平均受信 CNR(Carrier-to-Noise Ratio) だけでなく各伝搬路応答間の相関特性が信号検出の検出精度に大きな影響を与える。しかし、2 GHz 帯や 5 GHz 帯を用いた屋内および屋外の MIMO 伝搬特性の報告は多数されているものの [32][33][34]、42 GHz 帯および 55 GHz 帯の MIMO 伝搬特性の報告例はない。そこで、屋内および屋外の撮影環境における 42 GHz および 55 GHz 帯の MIMO 伝搬特性を測定し、各撮影環境での平均受信 CNR や伝搬路間の相関特性を評価するとともに、MIMO チャネル容量を基準として検討を行うことで、MIMO 伝送技術のワイヤレスカメラへの適用の有効性を検証する。

また、 2×4 MIMO 伝送実験の測定結果から、スタジオ環境における最適な受信アンテナ配置や、屋外見通し環境における MIMO 多重伝送の実現性について検討する。特に、屋外見通し環境など各送受信アンテナ間で高い相関特性を持つ伝搬路では伝送特性が大きく劣化するため [35]、偏波変換板 [36] を用いた偏波間で高い交差偏波識別度 (XPD: Cross-Polarization Discrimination) を実現する水平偏波および垂直偏波のミリ波帯オムニア

ンテナを提案し、これらのアンテナを用いた直交偏波 MIMO 多重伝送の有効性を屋外見通し環境における伝送実験の実験結果をもとに実証する。

信号検出技術の改善

異なる複数の信号を同一周波数上で多重して送信することで伝送容量を拡大する MIMO 多重伝送では、最尤推定検出 (MLD: Maximum Likelihood Detection)[37][38] が最も検出精度の高い信号検出方式として知られている。しかし、多重する送信信号数や変調多値数の増加によって演算規模が指数関数的に増大するために、装置実装化は難しい。そのため、MLD の信号検出精度の劣化を最小限としながら、演算規模を大幅に削減する演算量削減型 MLD が数多く提案されている [40][41]。ただし、これらの演算量削減型 MLD では伝搬路応答への QR 分解の処理に多くの演算量が必要となるため、多重する送信信号数や変調多値数が小規模であるシステムには、効率的に演算量を削減する方法とはならない場合がある。

本論文では、伝搬路行列をより小さい行列単位に直交化するブロック QR 分解を適用することで、伝搬路応答の直交化に必要な乗算回数を従来方式よりも効率的に削減する演算量削減型 MLD を提案する。

MIMO 伝送技術を適用したハイビジョンワイヤレスカメラの開発

提案する 2×4 MIMO 多重伝送の信号検出方式を適用した本線伝送と、時空間符号化の一種である 4×1 STBC(Space-Time Block Coding) 技術を適用した送り返し伝送を実装した双方向の無線伝送システムを試作した。本論文では、この双方向の無線伝送システムを用いた伝送実験の測定結果から、本線および送り返しの伝送方式の有効性を示すとともに、この実験結果をもとに規格化した標準規格 ARIB STD B-43[42] について概要を説明する。また、この標準規格に従って開発したミリ波帯ハイビジョンワイヤレスカメラ「ミリ波モバイルカメラ」の構成、パイロットキャリア多重方式やシンボル同期などの基本技術、実際の番組撮影での運用例についても述べる。

1.5 論文の構成

本論文は、以下のように構成されている(図 1.2). まず, 第2章では, 本研究の要素技術である OFDM 伝送技術および MIMO 伝送技術について概要を説明する. ここでは, 本研究で試作するミリ波帯ハイビジョンワイヤレスカメラで用いる OFDM 信号を規定した, ミリ波帯の素材伝送方式に関する標準規格 ARIB STD B-43[42] についても述べる. 次に, 第3章では, 屋内および屋外の複数の撮影環境で測定した 42 GHz 帯および 55 GHz 帯の MIMO 伝搬特性を示し, 屋内および屋外の撮影環境における MIMO 伝送技術の適用の可能性について論じる. 第4章では, 逆行列演算をベースとした ZF(Zero-Forcing) を MIMO 信号検出に用いた, 屋内および屋外環境における伝送実験の測定結果についてまとめ, 屋内スタジオ環境における最適な受信アンテナ配置や, 屋外見通し環境における試作した垂直および水平偏波のミリ波帯オムニアンテナを用いた直交偏波 MIMO 伝送の有効性について, 述べる. 第5章では, 第3章と第4章の検討結果をもとに開発したミリ波帯ハイビジョンワイヤレスカメラ「ミリ波モバイルカメラ」の概要と, その番組運用例について説明する. また, このミリ波モバイルカメラで使用している, 2×4 MIMO 多重伝送技術(本線伝送)と 4×1 STBC 技術(送り返し伝送)について述べ, 計算機シミュレーションによる検討結果と試作装置を用いた伝送実験の測定結果についても説明する. 第6章では, スーパーハイビジョン映像のワイヤレスカメラの開発を目的として, 第5章で述べた 2×4 MIMO 多重伝送の伝送容量の拡大を検討し, 4×4 MIMO 多重伝送を行った場合の信号検出の演算規模を効率的に削減する, ブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD を提案する. また, 従来方式である MLD や QRM-MLD と演算規模や伝送特性について比較し, 提案方式の有効性について述べる. 最後に, 第7章で本論文を統括する.

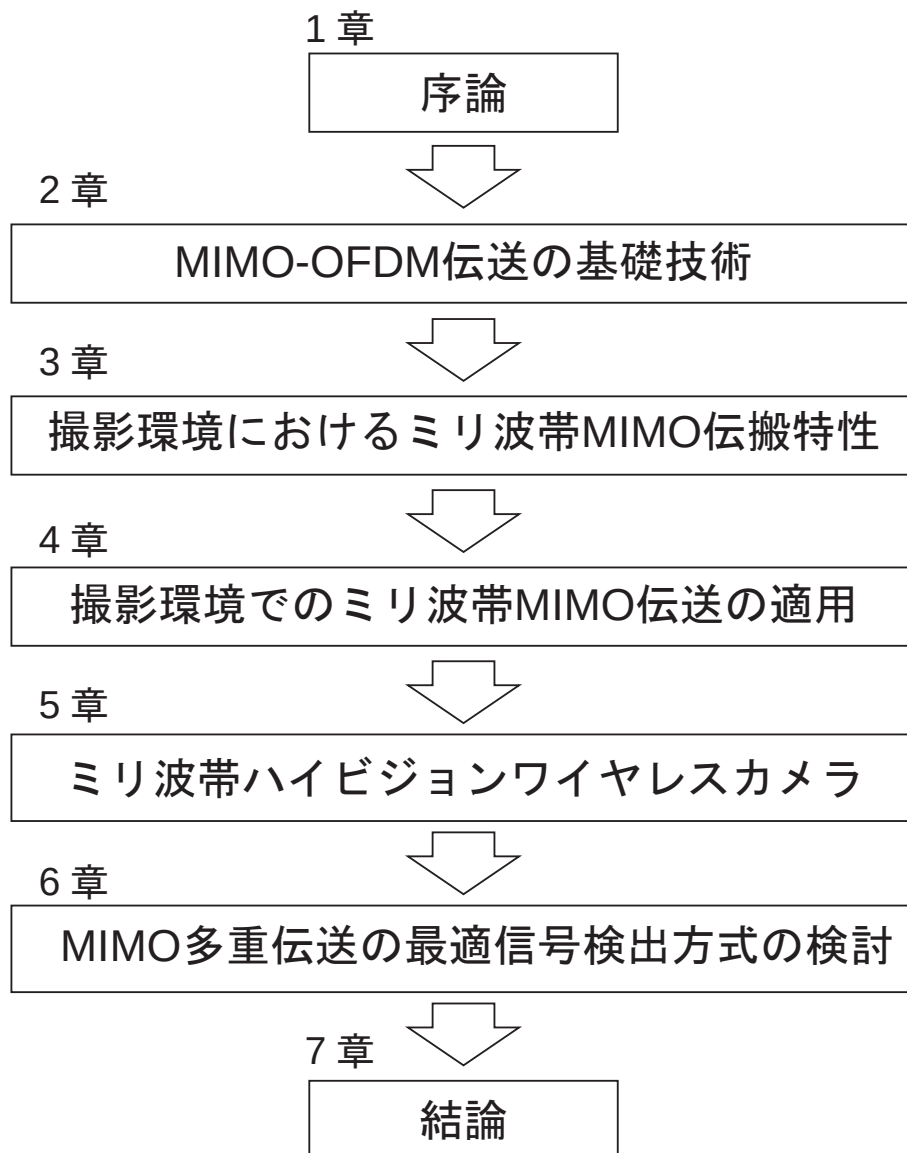


図 1.2 本論文の構成

第2章

MIMO-OFDM 伝送の基礎技術

2.1 まえがき

本章では，放送・通信の分野で幅広く実用化されている OFDM 伝送技術や MIMO 伝送技術の中でも，特に本論文に深く関わる技術について述べる．はじめに，ミリ波帯などの広帯域伝送において，サブキャリアと呼ばれる多数の狭帯域な搬送波を周波数軸上に直交して配置する OFDM 伝送技術について概略を説明する．次に，複数の送受信アンテナを用いることで空間ダイバーシティ効果を得る MIMO 伝送技術について概要を述べる．MIMO 伝送技術としては，本研究の目的であるワイヤレスカメラシステムに適用する MIMO 多重伝送や時空間符号化について，主に説明する [44]．また，MIMO 伝送技術を行う場合に必須となる伝搬路推定に関して，検討を行った直交符号を用いたパイロット信号の多重方式について述べる．最後に，OFDM 伝送技術をベースとした，ミリ波帯の素材伝送方式を規定した標準規格 ARIB STD B-43[42] について概要を述べる．本研究では，この標準規格 ARIB STD B-43 に準拠する OFDM 信号をベースとした MIMO-OFDM 伝送装置を試作している．

2.2 OFDM 伝送技術

送信機または受信機が移動する移動伝送では，送信信号が障害物によって反射，回折，散乱の影響を受ける．このようなマルチパス環境では，特にミリ波帯などの広帯域伝送を行った場合において，帯域内の周波数特性に歪み(周波数選択性フェージング)が生じ，最大遅延時間に対してシンボル長が短

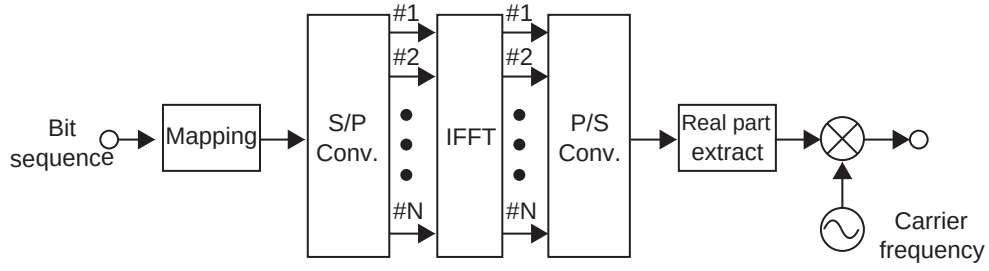


図 2.1 OFDM 変調の系統図

い信号はシンボル間干渉 (ISI, intersymbol interference) の影響を強く受けるため、回線信頼性が低下する原因となる。OFDM 信号は、直交関係が成立する多数の搬送波 (サブキャリア) を周波数多重して伝送する直交マルチキャリア変調方式であり、1つ1つのサブキャリアはフェージングの影響を受けない程度の狭い帯域幅を持つことで十分に長いシンボル時間を実現し、周波数選択性フェージングに強い耐性を持つ。そのため、周波数選択性フェージングの影響がフラットフェージングと等価であるとみなせるので、MIMO 伝送技術との相性も良い。さらに、極限まで接近した複数のサブキャリアによる周波数分割多重という性質から、高い周波数利用効率も実現している [45][46]。この他にも、OFDM 信号は、後述するガードインターバルによる ISI 除去、パイロットキャリアを用いた周波数等化などの工夫によって非常に強いマルチパス耐性を実現しているため、通信の分野だけでなく、地上デジタル放送や素材伝送などの放送分野においても幅広く実用化されている。

2.2.1 OFDM 変復調

OFDM 変調の原理を簡単に説明する [43]。搬送波を含む OFDM 変調のブロック図を図 2.1 に示す。OFDM 信号は、複数の搬送波周波数 $nf_0 (n = 0, \dots, N-1)$ と、OFDM 信号の周期であるシンボル長 $T = 1/f_0$ をパラメータとすると、時間 t に対して $1 \leq t \leq T$ のシンボル時間内のベースバンドの OFDM 信号 $s_B(t)$ は、式 (2.1) の N 次元データ系列 $\mathbf{a}$, $\mathbf{b}$ を用いて式 (2.2) で表される。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{a}^H &= [a^*(0), a^*(1), \dots, a^*(N-1)] \\
 \mathbf{b}^H &= [b^*(0), b^*(1), \dots, b^*(N-1)] \\
 d_n &= \mathbf{a}(n) - j\mathbf{b}(n)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

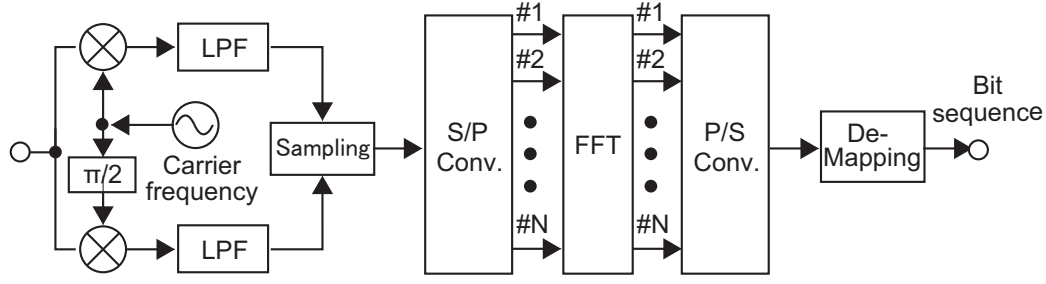


図 2.2 OFDM 復調の系統図

$$\begin{aligned}
 s_B(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \{ \mathbf{a}(n) \cos(2\pi n f_0 t) - \mathbf{b}(n) \sin(2\pi n f_0 t) \} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp(j2\pi n f_0 t)
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

$s_B(t)$ を $1/(Nf_0)$ の間隔で 1 シンボル長 $1/f_0$ の区間をサンプリングすることで、式 (2.3) の信号が得られる。

$$\begin{aligned}
 s_B\left(\frac{k}{Nf_0}\right) &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp\left(j2\pi n f_0 \frac{k}{Nf_0}\right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp\left(j\frac{2\pi nk}{N}\right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(\exp\left(j\frac{2\pi}{N}\right)\right)^{nk} \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1)
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

式 (2.4) から類推できるように、 $s_B(t)$ の N 個のサンプリング値は、 N 個の複素データシンボル d_n を逆離散フーリエ変換 (IDFT, Inverse Discrete Fourier Transform) した値と等価である。よって、 $d_n (n = 0, 1, \dots, N-1)$ に IDFT の処理を施して連続信号を生成することで、ベースバンドの OFDM 信号 s_B を得ることができる。実際の変調装置では、 $s_B(t)$ の実部のみを抽出して OFDM 信号として送信する。

次に、OFDM 復調の原理を簡単に説明する [43]。搬送波を含む OFDM 復調のブロック図を図 2.2 に示す。受信した OFDM 信号からベースバンドの OFDM 信号 $s_B(t)$ を抽出し、 $1/(Nf_0)$ の間隔で 1 周期 (1 シンボル長) でサンプリングすると、式 (2.4) を得る。

$$s_B\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp\left(j\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \tag{2.4}$$

$s_B(k/Nf_0) (k = 0, 1, \dots, N-1)$ は、式 (2.1) の $d_n (n = 0, 1, \dots, N-1)$ の逆フーリエ変換であるため、式 (2.4) をフーリエ変換処理することによって、式 (2.5) を

得る．

$$\begin{aligned}
 d_q &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_B \left(\frac{k}{Nf_0} \right) \exp \left(-j \frac{2\pi k q}{N} \right) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp \left(j \frac{2\pi n k}{N} \right) \exp \left(-j \frac{2\pi k q}{N} \right) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp \left(j \frac{2\pi k (n - q)}{N} \right)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

ただし, $n' = n - q$ とすると, 式 (2.6) の条件を満たす．

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \exp \left\{ -j \left(\frac{2\pi n' k}{N} \right) \right\} = \begin{cases} 1 & n' = 0, \pm N, \pm 2N, \dots \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2.6}$$

$|n - q| < N$ より, 送信シンボル d_q を正しく復調できる．

DFT および IDFT の演算処理を行う場合, N^2 回の複素数の乗算処理が必要となるが, 高速フーリエ変換 (FFT, Fast Fourier Transform) の適用により [47], $(N \log_2 N)$ 回に削減することができる．

2.2.2 ガードインターバル

送受信機間の伝搬路においてマルチパスが存在する場合, 希望するシンボルの OFDM 信号に隣接シンボルの OFDM 信号が混信することで ISI が生じる．また, サブキャリアの時間軸上の周期性が崩れると, キャリア間干渉 (ICI, Inter-carrier Interference) が発生し, 復調精度の劣化につながる．例えば, 第 i シンボルの OFDM 信号に対して FFT サンプリングを行う場合, 第 $(i - 1)$ シンボルの OFDM 信号の一部が遅延波として直接波と同時に受信されると, 第 i シンボルの OFDM 信号は第 $(i - 1)$ シンボルの OFDM 信号の影響を受けて ISI および ICI が発生してしまうため, 伝送特性が大きく劣化する．直接波に対して遅延時間 τ の遅延波が到来して混信した場合の受信信号を図 2.3 に示す．

受信側でこの ICI および ISI の影響を除去する場合, 送信側に付加したガードインターバル (GI, Guard Interval) により OFDM 信号からこの ISI の影響を除去する．その後, パイロットキャリアを用いた等化処理により ICI の影響を除去して, サブキャリア単位で QAM などのデジタル復調を行い, OFDM 信号を復調する．ガードインターバルの概念を図 2.4 に示す．

OFDM の各サブキャリアは $f_n = n/(Nf_0)$ ($n = 1, 2, \dots, N - 1$) のでシンボル時間単位で周期性を有しており, OFDM 信号のシンボルの先端と終端が連続

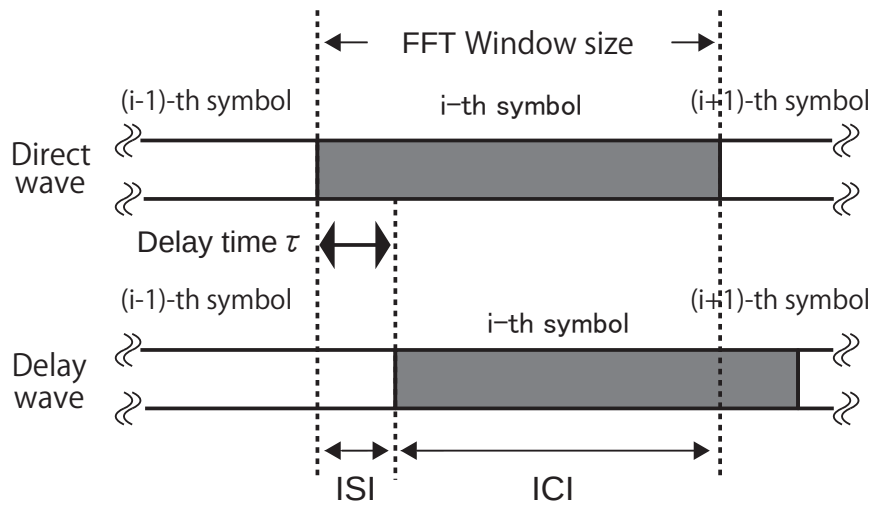


図 2.3 マルチパスによる直接波と遅延波の関係

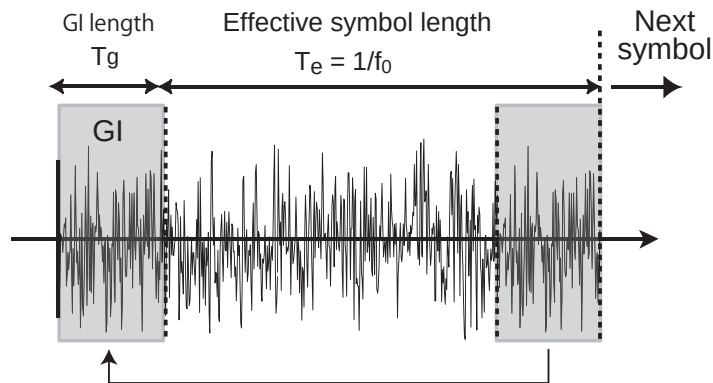


図 2.4 ガードインターバルの概念

した信号となっている．そのため，OFDM 信号の終端を先端の前に移動しても，OFDM 信号のシンボル時間単位での周期性は維持することができる．そこで，OFDM 信号では，GI として OFDM 信号の終端を先端にコピーして付加することで，OFDM 信号に冗長性を生み出す．送信側で OFDM 信号に付加した GI を，受信側で得られた OFDM 信号から除去することで，遅延波によって隣接シンボルの影響 (ISI) を受けた箇所を，追加した冗長性と一緒切り離し，最大遅延時間が GI 長以下の遅延波による ISI の影響を受信信号から完全に排除することができる．ただし，GI を追加することで，送信できる情報量が GI 長分だけ削減されるために伝送効率が下がるため，伝搬環境で生じる遅延波を想定し，必要最小限となる GI 長を検討する必要がある．GI を付加し

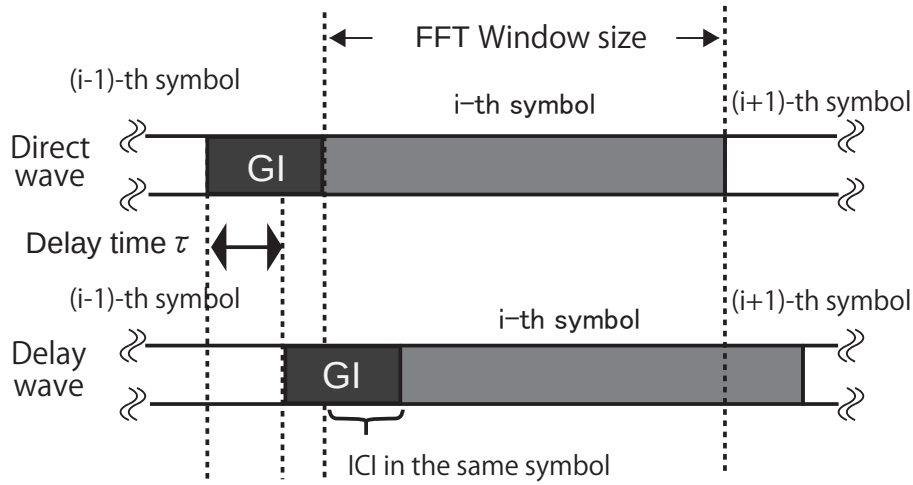


図 2.5 マルチパス環境での GI の効果

た OFDM 信号に対して遅延波が加わった受信信号を図 2.5 に示す．図 2.5 に記した FFT 窓のタイミングで IFFT サンプリグを行うことによって，隣接シンボルの OFDM 信号の影響を受けていない希望する OFDM 信号を得ることができる．この受信信号では，直接波および遅延波に対してもサブキャリアの直交性は維持されており，隣接シンボルによる ISI の影響を受けずに各サブキャリアでデジタル復調を行うことができる．この ISI の影響を除去した受信した OFDM 信号の m 番目のサブキャリアに対して，遅延時間 τ で振幅が直接波の r 倍の遅延波の影響を受けた場合，受信信号 y_d は式 (2.7) で表すことができる [43]．

$$\begin{aligned} y_d &= d_k \exp \{j2\pi(kf_0)t\} + r d_k \exp \{j2\pi(kf_0)(t - \tau)\} \\ &= (1 + r \exp \{-j2\pi(kf_0)\tau\}) d_k \exp \{j2\pi(kf_0)t\} \end{aligned} \quad (2.7)$$

式 (2.7) より，送信した OFDM 信号 d_k の代わりに， $(1 + r \exp \{-j2\pi(kf_0)\tau\})d_k$ が受信信号として得られる．このことは，式 (2.7) では隣接シンボルの OFDM 信号の影響を受けておらず，シンボル信号 d_k に対して単純な振幅歪みと位相歪みだけが加わったことを意味している．このように，GI を付加することで，隣接シンボルの OFDM 信号による ISI を受信側で簡単に除去することができる．一方，シンボル内の振幅歪みと位相歪みの量は，受信側で既知の基準信号であるパイロットキャリアにより，送受信機間の伝搬路応答 (CSI, Channel State Information) を推定することで見積もることができ，歪み分を逆特性として加えることで ICI を補正することができる (等化処理)．

2.3 MIMO 伝送技術

MIMO は, “Multiple-Input Multi-Output” の略であり, 送信側と受信側で複数のアンテナを用いるシステムの総称である. 複数の送受信アンテナ間の伝搬路 (以下, MIMO 伝搬路) を中心として考えると, MIMO 伝搬路に対して送信アンテナから複数の信号入力があり, また MIMO 伝搬路から受信アンテナへ複数の信号出力があると考えることができるため, “MIMO” と呼ばれるようになった. 送信アンテナ数 N_T および受信アンテナ数 N_R とした MIMO 伝送技術の伝送系統を, 図 2.6 に示す. 本論文では, この MIMO を用いた伝送を MIMO 伝送, MIMO 伝送を実現する技術を MIMO 伝送技術と定義する.

MIMO 伝送技術では, 図 2.6 に示すように, 送信元となるデータ系列 (情報ビット) に対して, MIMO 変調処理を施すことで複数の送信信号 $(x_1, x_2, \dots, x_{N_T})$ を生成する. 次に, この送信信号 $(x_1, x_2, \dots, x_{N_T})$ を各送信アンテナに割り当て, 同一周波数上かつ同時に送信する. その後, MIMO 伝搬路を経由した送信信号は, 各受信アンテナに受信信号 $(y_1, y_2, \dots, y_{N_R})$ として入力される. 受信側では, この受信信号 $(y_1, y_2, \dots, y_{N_R})$ に対して MIMO 信号検出の処理を施し, 検出ビットとして元のデータ系列を得る. MIMO 伝搬路を経由する際に, 送信信号 $(x_1, x_2, \dots, x_{N_T})$ 同士が複雑に合成されて干渉を受けるが, 受信側で推定した伝搬路応答をもとにこの送信信号間の干渉を除外することで送信信号を分離・検出する. この分離・検出により, 受信側では帯域幅を増やすことなく複数のデータ系列を同時に伝送することができるため, 伝送容量の拡大や送信ダイバーシティの増加による回線信頼性の向上などの効果を得ることが可能となる.

MIMO 伝送技術は, 第 2.2.1 章で述べたシンボル間干渉に強い耐性を持つ OFDM 信号と併せて用いることで, 広帯域な信号伝送にも適用が可能となる. これは, サブキャリア同士が独立した伝送系列であり, 周波数選択性フェージングの影響をフラットフェージングとして見なすことができることが理由として挙げられる. MIMO 伝送技術と OFDM 伝送技術を組み合わせた伝送方式を, 特に MIMO-OFDM 伝送技術と呼ぶ. 以下に, MIMO 伝送の送受信信号と伝搬路応答の関係性を記す.

k 番目 ($1 \leq k \leq N_T$) の送信アンテナと l 番目 ($1 \leq l \leq N_R$) の受信アンテナ間の伝搬路応答 h_{lk} とすると, シンボル時間 i の k 番目の送信アンテナからの送信信号 $x_k(i)$ と l 番目の受信アンテナの受信信号 $y_l(i)$ との関係は, MIMO 伝搬

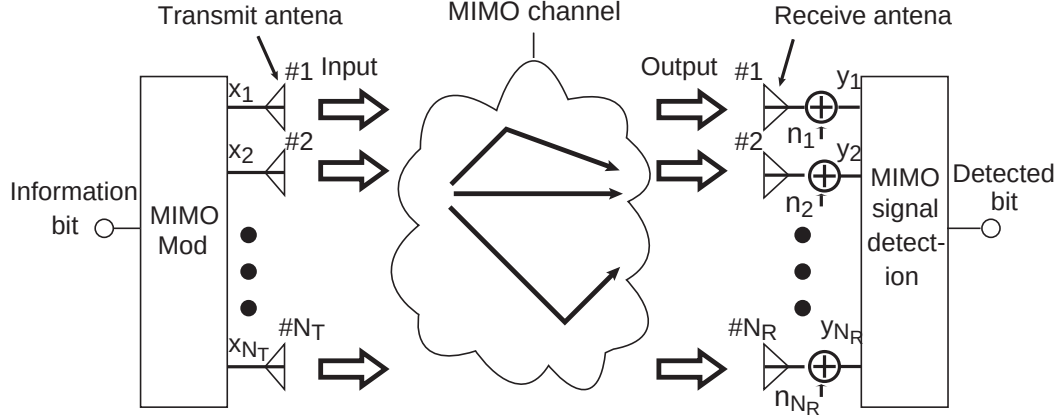


図 2.6 MIMO 伝送技術の伝送系統

方程式として式 (2.8) で表わすことができる.

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (2.8)$$

ここで, $n_l(i)$ は l 番目の受信機における白色ガウス雑音であり, 平均 0 で平均電力 σ_n^2 の性質を持つ. また, $\mathbf{y}(i)$ は受信信号の N_R 次元列ベクトル, $\mathbf{H}$ は $N_R \times N_T$ 伝搬路行列, $\mathbf{x}(i)$ は送信信号の N_T 次元列ベクトル, $\mathbf{n}(i)$ は雑音の N_R 次元列ベクトルを示し, 式 (2.9) から式 (2.13) のように定義する.

$$\mathbf{y}^H(i) = [y_1^*(i), y_2^*(i), \dots, y_{N_R}^*(i)] \quad (2.9)$$

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_T}] \quad (2.10)$$

$$\mathbf{h}_k^H = [h_{1k}^*, h_{2k}^*, \dots, h_{N_R k}^*] \quad (2.11)$$

$$\mathbf{x}^H(i) = [x_1^*(i), x_2^*(i), \dots, x_{N_T}^*(i)] \quad (2.12)$$

$$\mathbf{n}^H(i) = [n_1^*(i), n_2^*(i), \dots, n_{N_R}^*(i)] \quad (2.13)$$

ここでは, $\mathbf{h}_k$ は N_R 次元の列ベクトル, H は複素共役転置, $*$ は複素共役を示す.

2.3.1 MIMO 伝送技術の種類

MIMO 伝送技術は大きく分けて, MIMO 多重伝送, 時空間符号化, 固有モード伝送に分類できる. MIMO 伝送技術の分類を図 2.7 に示す.

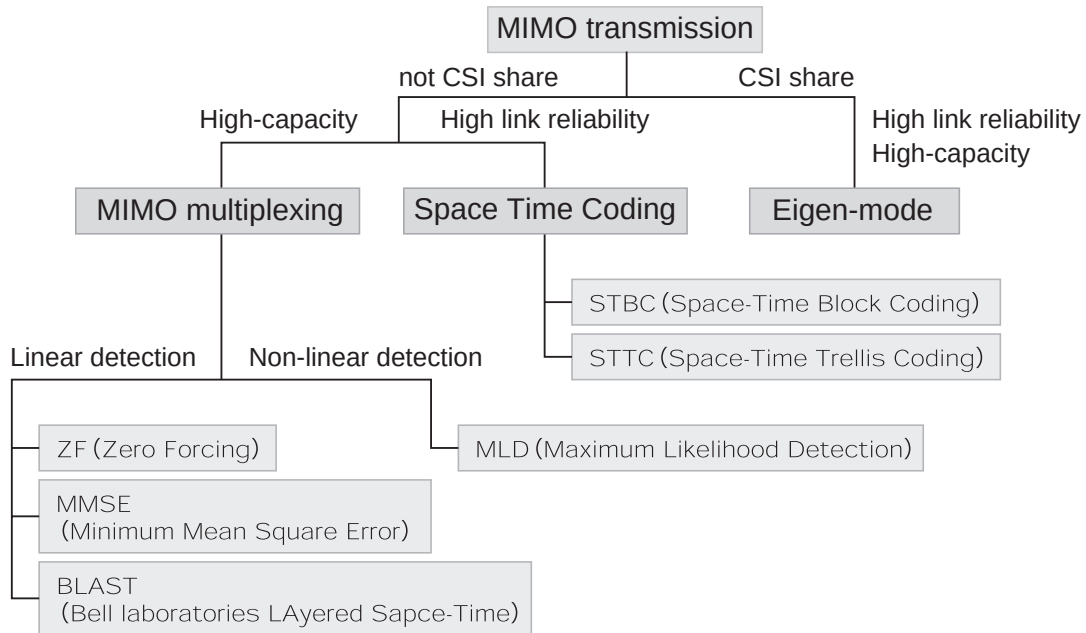


図 2.7 MIMO 伝送技術の分類

MIMO 多重伝送は，異なるデータ系列信号を複数の送信アンテナから並列送信して空間的に多重する伝送方式であり，受信側で混信した送信信号を分離検出することで，主に伝送容量の増加を可能とする．一方，時空間符号化は，1つのデータ系列に対して時間的および空間的な冗長性を持たせて伝送することで，送信信号に時間および空間ダイバーシティ効果を付加し，回線信頼性の向上を可能とする．固有モード伝送は，受信側で推定した MIMO 伝搬路の CSI を送信側にフィードバックして共有し，送信信号に予め CSI に基づく送信ウェイトを乗算して送信することで，受信側で簡単な受信ウェイトを乗算するだけで元のデータ系列を検出することができる．これは，予め送信信号同士が干渉しないように送信および受信アンテナのアンテナビームを向け合う送受信ビーム制御に相当する．

これらの伝送方式の中で，理論上最も優れた伝送特性を得ることができる伝送方式は，CSI をもとに誤りの少ない送信信号に効率的に電力を分配する注水定理を適用できる固有モード伝送である．ただし，固有モード伝送では，受信側で得ることができる CSI を送信機に伝えるためのフィードバック手段(送り返し)が別途必要となる．このフィードバックを実現するには，CSI に基づく必要な情報を送り返す伝送容量の確保や，高速フェージングの影響を受

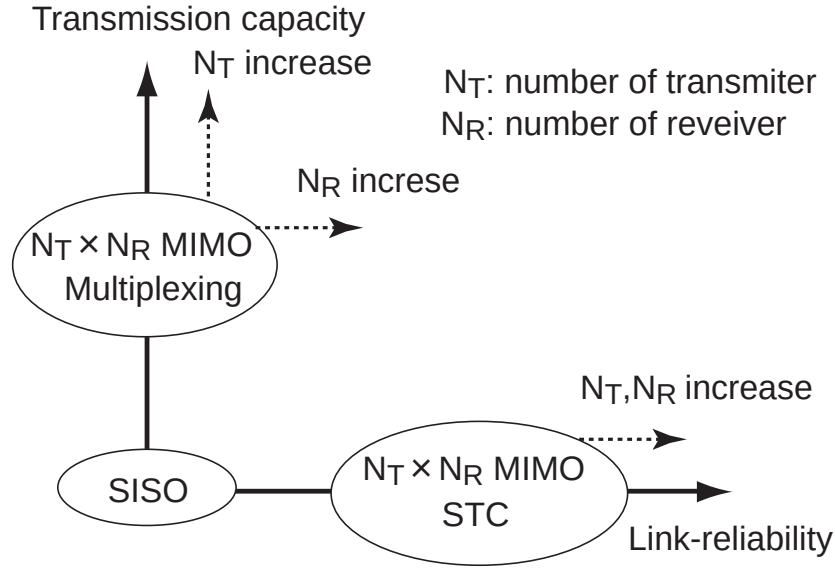


図 2.8 SISO 伝送を基準とした MIMO 多重伝送と時空間符号化の比較

けて激しく変動する CSI の追従性などの技術的な課題が多く、特に伝搬路応答の時間変動が激しいミリ波帯での実用化は難しい。例えば、42 GHz 帯を使用した場合、送信装置の移動速度 10 km/h で最大ドップラー周波数 f_d は約 390 Hz となり、送信装置に対して振幅の平均値が等しい分布が一様な到来波が得られると仮定する Clarke モデル [48] のもとでは、伝搬路の時間変動による相関が 0.5 となる 50 % コヒーレンス時間 T_c は式 (2.14) から $T_c = 0.46$ msec と求められる [49]。これは、標準規格 ARIB STD B-43 で規定している最も短い時間インターリーブ長の 1/20 倍であり、移動伝送を想定したミリ波帯システムでは実現が難しいと考えられる。

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_d} \quad (2.14)$$

次に、MIMO 多重伝送と時空間符号化の比較を図 2.8 に示す。図 2.8 は、1 系統の送受信アンテナを用いる従来の SISO (Single-Input Single-Output) 伝送を基準として、両伝送方式の回線信頼性と伝送容量に関する比較を行ったものである。MIMO 多重伝送は、異なるデータ系列を割り当てる送信アンテナ数の増加に伴い伝送容量を増加することができる。また、受信アンテナ数を増やすことで受信ダイバーシティ利得が増加し、回線信頼性を向上させることも可能である。一方、時空間符号化では、1 つの情報系列に対して、並び替え、複素共役、畳込み符号化などを行うことで、複数の異なる送信信号系列を生

成し、各送信アンテナから送信する．このように、時空間符号化では、時間 (OFDM 信号ではシンボル単位) と空間 (複数の送受信アンテナ) に対して冗長性を作り出し、この冗長性を回線信頼性の向上に利用する．

2.3.2 MIMO 多重伝送

MIMO 多重伝送は、複数の送受信アンテナ間のそれぞれの伝搬路応答の相違を利用することで、混信して受信される異なる送信信号を元の信号系列に検出・分離する方式である [44]．式 (2.8) で示した MIMO 伝搬方程式について、既知となる受信信号 $\mathbf{y}(i)$ と推定した CSI から得られる伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を用いて、未知である送信信号 $\mathbf{x}(i)$ を求める．また、信号検出には、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ から生成した受信ウェイトを受信信号に乗算して送信信号を分離・検出する線形検出と、最尤復号など確率的に最も確からしい送信信号の組み合わせを選択する非線形検出に分類される．線形検出では送信アンテナと同数以上の受信アンテナが必要となるが、非線形検出では送信アンテナの数に依存せず、一般的に非線形検出の方が優れた伝送特性を持つ．MIMO 多重伝送の信号検出方式について、代表的なものを以下に説明する [50]．

ZF (Zero-Forcing)

ZF は、最も単純かつ実現が容易な MIMO 信号検出方式である．式 (2.8) の MIMO 伝搬方程式において、両辺に左から推定した伝搬路行列 $\mathbf{H}$ にエルミート処理を施した $\mathbf{H}^H$ を乗算し、式 (2.15) を得る．

$$\begin{aligned}\mathbf{H}^H \mathbf{y} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n} \\ \mathbf{x} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} - (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n}\end{aligned}\tag{2.15}$$

式 (2.15) で示すように、受信信号 $\mathbf{y}$ に受信ウェイト $\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ を乗算するだけで、送信信号 $\mathbf{x}(i)$ を検出することが可能となる．

この ZF は、干渉波の影響を削減する「希望波信号電力」対「干渉波」比 (SIR, Signal-to-Interference Power Ratio) を最大にするように働く．しかし、式 (2.15) の下段の式の右辺第二項のように、干渉除去の過程において雑音にも受信ウェイトが乗算されるために雑音が増幅される雑音強調が発生する可能性があり、伝送特性が大きく劣化する要因となり得る．

MMSE (Minimum-Mean Square Error)

MMSE は、受信側で推定した CSI から生成した伝搬路行列 $\mathbf{H}$ と雑音電力から受信ウェイトを生成し、受信信号に乗算することで各送信信号を分離・検出する。MMSE で生成する受信ウェイトを式 (2.16) で示す。

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + n \mathbf{I}_{N_R})^{-1} \quad (2.16)$$

ここで、 $\mathbf{I}_{N_R}$ は $N_R \times N_R$ 単位行列を示す。

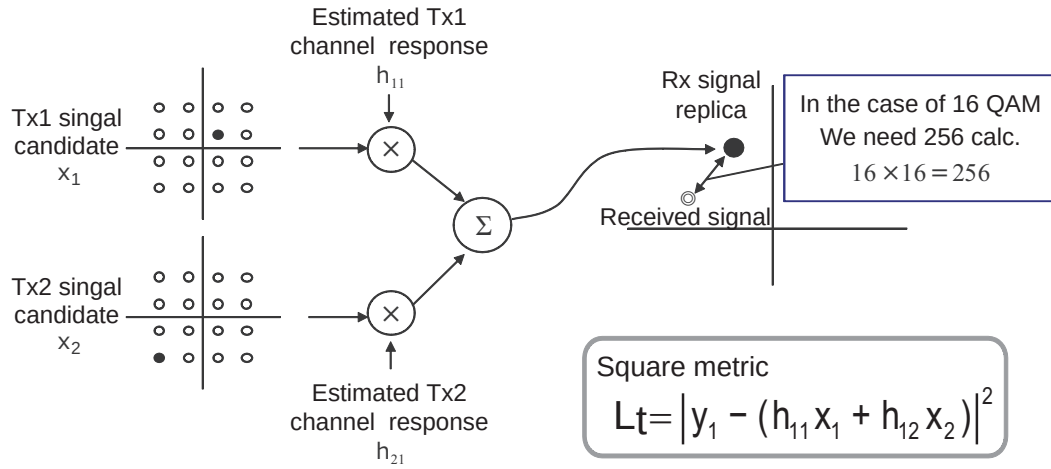
この MMSE では、「希望波信号電力」対「干渉および雑音電力」比 (SINR, Signal-to-Interference and Noise power Ratio) が最大となる受信ウェイトを生成する。そのため、ZF と比較して雑音強調の影響が小さく、ダイバーシティオーダーは ZF と変わらないものの、ZF と比較して優れた伝送特性を示す。但し、ZF と比較して雑音電力の検出などが必要となるため、信号検出に必要な演算量は ZF よりも増加する。

BLAST (Bell laboratories LAYERed Space-Time)

BLAST は Bell 研究所で開発され、MIMO 伝送技術の先駆けとなった検出方式であり、OSD (Ordered Successive Detection) とも呼ばれる [51]。BLAST は、ZF または MMSE によって検出した信号対雑音電力比 (SNR, Single-to-Noise Ratio) の最も大きな送信信号に対して、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を乗算した受信信号成分 (受信レプリカ) を生成し、受信信号に受信レプリカを逆位相で加えることで、この最も SNR が大きい送信信号の寄与する受信信号成分を受信信号から取り除く。そして、この一部の送信信号に起因する受信信号成分を除去した受信信号に対して再び ZF または MMSE を行い、SNR が最大となる受信レプリカの検出と除去を繰り返す。この作業を全ての送信信号に対して行うことで、元のデータ系列を得る。このため、検出精度の高い送信信号成分を順に取り除き、検出誤差の大きい送信信号を少ない多重数の受信信号から検出することで、全体の伝送特性を改善する。BLAST は、前述した ZF や MMSE と比較して優れた伝送特性を持つが、必要な演算量は大幅に増加する。

MLD (Maximum Likelihood Detection)

MLD は、各送信アンテナから送信される信号の候補点 (コンスタレーションの点) の全ての組み合わせについて、それぞれの伝搬路応答を乗算して足し合わせることで受信レプリカ信号を生成し、この受信レプリ

図 2.9 2×1 MIMO(16QAM 変調) の MLD 検出

カ信号と実際の受信信号との距離が最も小さい候補点の組み合わせを検出信号とする．式 (6.4) に MLD の検出式，図 2.9 に， 2×1 MIMO(16QAM 変調) の MLD の検出過程を示す．MLD では，式 (2.17) で求めた尤度関数 $L_t[\mathbf{x}(i)]$ が最小となる送信信号 $\mathbf{x}(i)$ を求める．

$$\begin{aligned}
 L_t[\mathbf{x}(i)] &= \|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i)\|^2 \\
 &= \sum_{l=1}^{N_R} \left\| y_l(i) - \sum_{k=1}^{N_T} h_{lk}x_k(i) \right\|^2
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

ZF や MMSE などの線形検出では送信アンテナ数以上の受信アンテナが必要となるのに対し，MLD では送信アンテナ数に依らず，1 本の受信アンテナで MIMO 多重伝送の信号検出が可能である．受信アンテナ数を増やした場合には，その受信アンテナの数が受信ダイバーシティオーダーとなる．この MLD は，線形検出と比較して優れた CNR(Carrier-to-Noise Ratio)-BER(Bit Error Rate) 特性を示すが，送信信号の多重数や変調多値数によって信号検出に必要な演算規模が指数関数的に増加するため，装置実装化の実現が難しく，効率的に演算規模を削減する工夫が求められる．

以上の各 MIMO 信号検出方式について，回線信頼性と信号検出に必要な演算量の関係を，図 2.10 に示す．

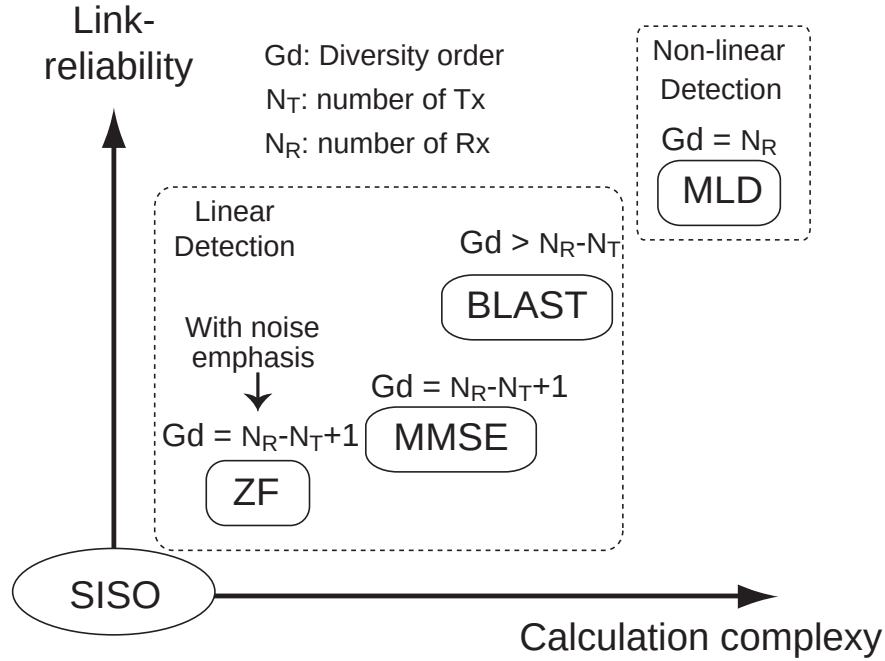


図 2.10 SISO 伝送を基準とした MIMO 多重伝送の各信号検出の比較

2.3.3 時空間符号化

時空間符号化 (STC, Space-Time Coding)[52] は, 受信側に受信アンテナが 1 系統でも実現できるため受信装置の小型化が可能な点, チャネル符号化と組み合わせることで空間ダイバーシティ利得に加えて符号化利得も得ることができる点, 送信側に CSI を送り返すフィードバックチャネルが不要な点などの装置実装化が比較的容易であるという特徴から, 幅広く研究が行われている. STC には, 代表的なものとして, 時空間ブロック符号化 (STBC, Space-Time Block Coding)[53][54] と時空間トレリス符号化 (STTC, Space-Time Trellis Coding)[56] があり, 前者は空間ダイバーシティ効果が簡単な演算で得られる点, 後者は空間ダイバーシティ効果に加えて符号化利得を得ることができる点などの特徴がある. 本項では, 本研究のミリ波帯ワイヤレスカメラの送り返し伝送に適用した STBC について, 概要を述べる [55].

送信 2 系統・受信 1 系統の STBC を実現する, STBC のブロック図を図 2.11 に示す. 図 2.11 の時空間ブロック符号化は, 入力される信号 s_1 と s_2 に対して, 式 (2.18) で表わされる第 i シンボルの送信信号 $[x_1(i), x_2(i)]$ と第 $i + 1$ シンボル

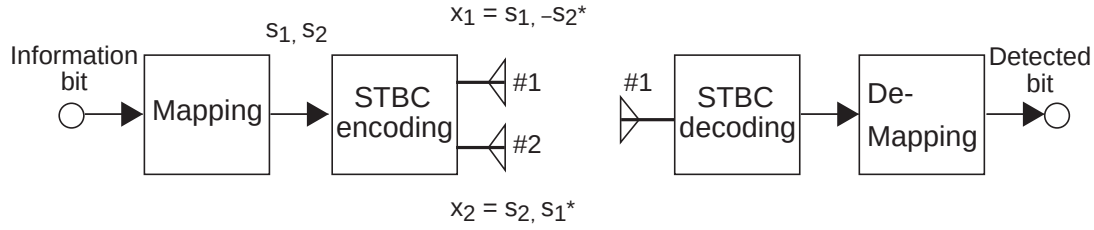


図 2.11 2 × 1STBC のブロック図

の送信信号 $[x_1(i+1), x_2(i+1)]$ を生成する.

$$\begin{aligned} [x_1(i), x_2(i)]^H &= [s_1^*, s_2^*] \\ [x_1(i+1), x_2(i+1)]^H &= [-s_2, s_1] \end{aligned} \quad (2.18)$$

一方、受信側では、伝搬路応答は2シンボルの間不変であるとする、式(2.19)で表わされる第*i*シンボルの受信信号 $y_1(i)$ と第*i*+1シンボルの受信信号 $y_1(i+1)$ を得る.

$$\begin{bmatrix} y_1(i) \\ -y_1(i+1)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ -s_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ -n_2^* \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

この受信信号 $y_1(i)$ および $y_1(i+1)$ に対して、時空間ブロック復号化は、式 2.20 を行い、元の信号 s_1 と s_2 を得る.

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ -s_2^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\|\mathbf{H}\|^2} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} y_1(i) \\ -y_1(i+1)^* \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

STBC では、一般的に複素数の信号配置に対しては送信2系統、実数の信号配置点に対しては送信2系統、4系統、8系統のみフルレートとなる時空間符号が存在する.

2.4 標準規格 ARIB STD B-43

標準規格 ARIB STD B-43 は、テレビジョン放送番組素材伝送用の可搬形無線伝送機器である FPU のミリ波帯デジタル無線伝送システムについて規定する規格 [42] である. NHK および民放の放送事業者、そして関連企業に所属するメンバーで構成された標準化グループにより、2007 年からの多くの実証

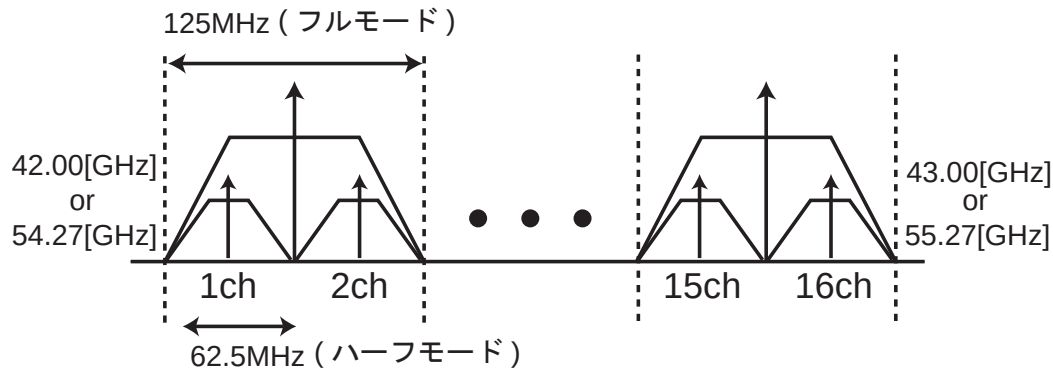


図 2.12 ミリ波帯チャンネル割り当て

実験を通して 2008 年に正式に規格化された。本規格では、日本の放送事業者に素材伝送用として割り当てられた 42 GHz 帯 (41.0 GHz - 42.0 GHz) と 55 GHz (54.27 GHz - 55.27 GHz) 帯電波を搬送波として使用する。本研究で開発した伝送装置は、この標準規格に準拠した OFDM 信号を生成し、送信する。本節では、主に標準規格 ARIB STD B-43 で規定されている OFDM 信号および MIMO 伝送技術について述べる。

2.4.1 チャンネル構成

42 GHz 帯と 55 GHz 帯にはそれぞれ 1 GHz の帯域幅が割り当てられており、帯域幅が 125 MHz, 500 MHz, 1 GHz の 3 種類のシステムについて規定している。主に、500 MHz および 1 GHz システムは PSK 変調または QAM 変調のシングルキャリア伝送、125 MHz システムはシングルキャリア伝送および OFDM のマルチキャリア伝送に割り当てられている。さらに、帯域幅 125 MHz のシステムには、ハーフモードとして帯域幅 62.5 MHz のシステムについても規定されており、42 GHz 帯と 55 GHz 帯電波それぞれに対して最大 16 チャンネルの使用が可能となる。図 2.12 に 42 GHz 帯および 55 GHz 帯のハーフモードを含む 125 MHz システムのチャンネル割り当てを示す。

本研究で開発した伝送装置では、主に帯域幅 62.5Mhz のチャンネルを利用したハーフモードの OFDM 信号を使用している。

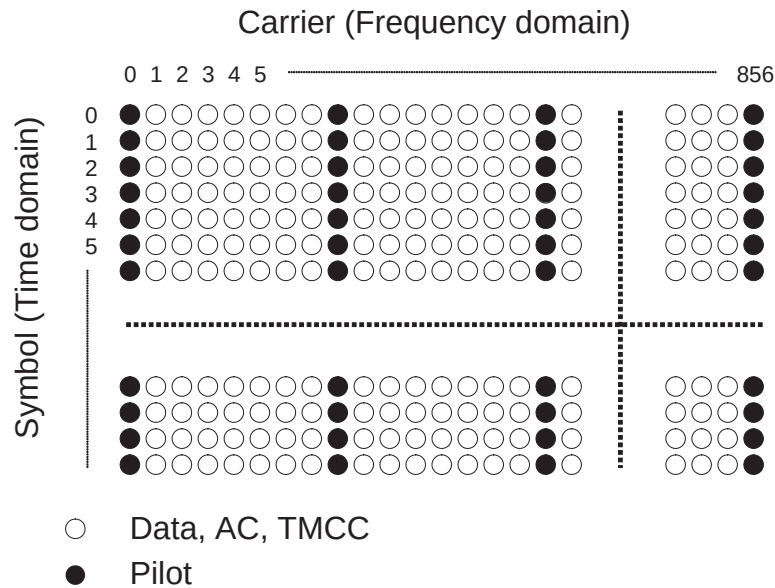


図 2.13 パイロット信号配置

2.4.2 構成および伝送パラメータ

標準規格 ARIB STD B-43 で規定されている OFDM システムでは、送信制御部と送信高周波部からなる送信機と、受信高周波部と受信制御部からなる受信機により、構成されている。詳細は、付録 I で述べる。

2.4.3 OFDM 信号の伝搬路推定

第 2.2.2 章で前述したとおり、マルチパス伝搬路において同一シンボル間の OFDM 信号同士の干渉により生じる振幅歪みおよび位相歪みを除去するために、送信側および受信側で既知信号を用いた等化处理を行う。等化处理に必要な送受信アンテナ間の伝搬路応答は、記録した受信 IF 信号に含まれる既知の基準信号 (パイロットキャリア) より推定する。ミリ波帯の電波伝搬の変動が大きいこと、移動伝送を想定していること、などの点から、パイロット信号の配置は、OFDM 信号のシンボル毎に変化する伝搬路応答を推定するために、シンボル時間に関わらず周波数 (キャリア) 位置が一定となる CP (Continual Pilot) 配置を用いている。このパイロット信号配置を図 2.13 に示す。

伝搬路応答は、受信 IF 信号に対して FFT を施してから抽出した周波数領域のパイロットキャリアに対し、既知である送信前のパイロットキャリアを除算

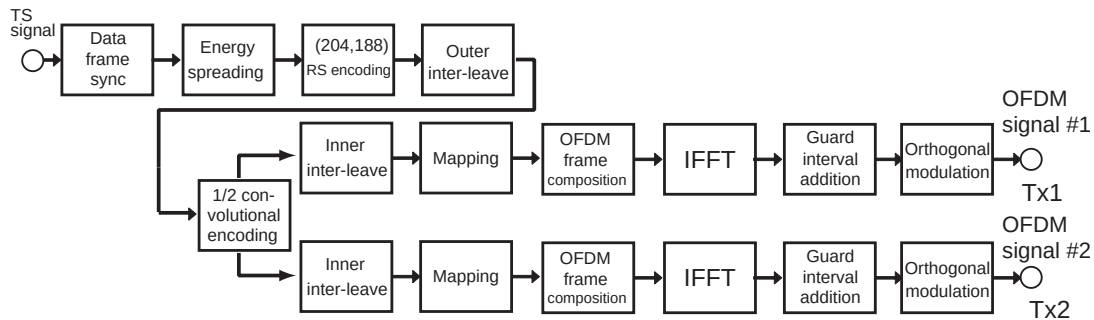


図 2.14 送信制御部の構成

して求める。このとき、パイロットキャリア間の周波数特性は、FIR フィルタを用いることで補間し、OFDM 帯域分の伝搬路応答を算出する。

2.4.4 MIMO-OFDM 伝送

標準規格 ARIB STD B-43 では、MIMO-OFDM 方式も規定されており、OFDM 方式のハーフモードは 2 送信までの MIMO 伝送技術がサポートされている。また、2 系統以上の送信多重数については、多重する送信系統数および多重化方法は厳密には規定されておらず、全系統の総送信電力が 1 W までとなる範囲において多重化は可能であると定められている。さらに、送信 2 系統の MIMO 多重伝送を行う場合には、付録 I.1 の内符号の項で示した畳込み符号の 2 系統の出力に対して、それぞれ OFDM 変調処理を施すことで 2 系統の OFDM 信号を生成することが記載されている。図 2.14 に標準規格 ARIB STD B-43 で規定された MIMO 多重伝送時の送信制御部の系統図を示す。他にも、時空間符号化の一種である時空間トレリス符号 (STTC, Space-Time Trellis Coding) を行う場合について、符号化の方法などが記載されている。

2.4.5 パイロットキャリアの多重方式

MIMO 伝送を行う場合、伝搬路応答の正確な推定が検出精度を大きく左右する。しかし、送信アンテナから送信される OFDM 信号が混信した信号であるため、パイロットキャリアの信号も混信して受信される。標準規格 ARIB STD B-43 では、各送信アンテナで固有な直交符号をパイロット信号に割り当

てるパイロット多重方式 [57] を用いて、各送受信アンテナ間の伝搬路に応じたパイロット信号を抽出し、伝搬路応答を推定する。以下に、パイロット多重方式について述べる。

このパイロット多重方式では、送信系統の送信信号分のパイロット信号に割り当てることができるように、符号長 $L(\geq N_T)$ の直交符号を用いる。例として、送信信号の多重数が4のときに割り当て、直交符号として用いる 4×4 の正規直交 Walsh-Hadamard 行列 $\mathbf{W}$ を式 (2.21) に示す。

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

式 (2.21) の直交行列 $\mathbf{W}$ の行方向はシンボル方向 (時間方向)、列方向は割り当てた送信アンテナ番号を示す。シンボル i のパイロットキャリアに対して、この直交行列 $\mathbf{W}$ の要素を1シンボル毎に乗算する。図 2.15 に、この直交行列 $\mathbf{W}$ が乗算されたパイロットキャリアを含む各送信信号を示す。図 2.15 では、直交行列 $\mathbf{W}$ の1列目から4列目の列成分を送信アンテナ1から送信アンテナ4にそれぞれ割り当て、各行の成分は各シンボルの全てのパイロット信号に乗算する。ここで、“1”の成分を割り当てられたシンボルのパイロット信号は変化せず、“-1”の成分を割り当てられたシンボルのパイロットキャリアは180度位相が反転する。パイロットキャリアに割り当てた N_p 個のパイロット信号 $\mathbf{p}$ に対して、シンボル時間 i 、送信アンテナ k から送信する直交符号 $\mathbf{W}(t, k)$ の要素を乗算した $m(1 \leq m \leq N_p)$ 番目のキャリアのパイロット信号 $\mathbf{x}_p(t, k, m)$ は式 (2.23) で表される。

$$\mathbf{p}^H = [p_1^*, p_2^*, \dots, p_{N_p}^*] \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(t, k, m) &= \mathbf{W}(t, k) \cdot \mathbf{p} \\ t &= (i - 1) \pmod{L} \end{aligned} \quad (2.23)$$

式 (2.23) の L は直交行列 $\mathbf{W}$ の周期を示し、式 (2.21) の直交行列 $\mathbf{W}$ を用いた場合には $L = 4$ となる。受信アンテナ l で受信される $m(1 \leq m \leq N_p)$ 番目のキャリアのパイロット信号 $y_p(t, l, m)$ は、式 (2.24) となる。

$$\mathbf{y}_p(t, l, m) = \sum_{k=1}^{N_T} \mathbf{h}_{lk} \cdot \mathbf{x}_p(t, k, m) \quad (2.24)$$

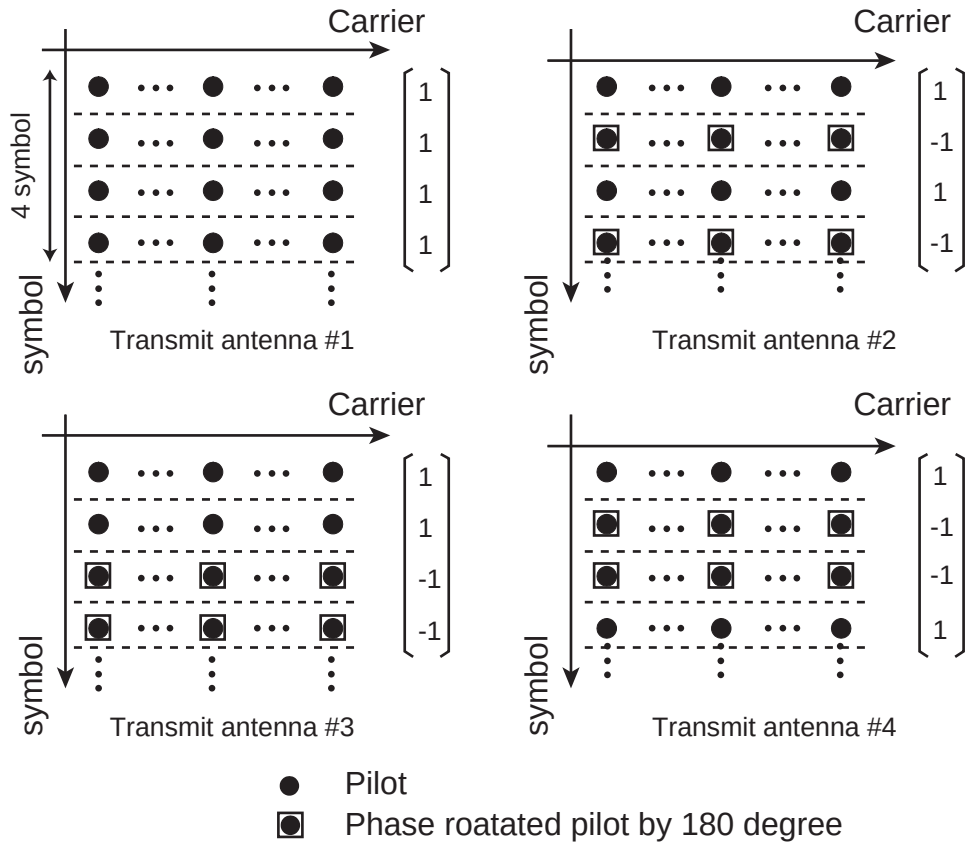


図 2.15 直交符号を乗算したパイロット信号

送信アンテナ k と受信アンテナ l の伝搬路応答 h_{lk} を求める場合、受信アンテナ l で受信したパイロット信号 $\mathbf{y}_p(t, i, l)$ に送信アンテナ k に割り当てた直交符号 $\mathbf{W}(t, k)$ を畳み込み積分する。直交符号は、同列のベクトル成分同士を畳み込み積分した場合にのみ 0 以外の値をとるので、任意の整数 a, b に対して式 (2.25) が成立する。

$$\frac{1}{L} \sum_{t=1}^{N_R} \mathbf{W}(t, a) \cdot \mathbf{W}(t, b) = \begin{cases} 1 & a = b \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.25)$$

式 (2.25) より、受信したパイロット信号に直交符号 $\mathbf{W}$ の各列成分を乗算することで、各伝搬路応答のパイロット信号の成分のみを抽出することができる。式 (2.23) および式 (2.24) をもとに、 m 番目のパイロット信号 p_m に割り当てた

直交符号成分 $\mathbf{W}(t, k)$ を受信信号に乗算することで式を (2.26) 得る.

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L \mathbf{W}(t, k) \cdot y_p(t, k, m) \\
 &= \frac{1}{L} \sum_{t=1}^T \mathbf{W}(t, k) \sum_{l=1}^L h_{lk} \cdot \mathbf{W}(t, l) \cdot p_m \\
 &= h_{lk} \cdot p_m
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

m 番目のキャリアのパイロット信号 p_m が既知であるので, 式 (2.26) から伝搬路応答 h_{lk} を推定する事ができる. 他の送信アンテナとの伝搬路応答についても, 同様の操作で求めることができる.

2.5 むすび

本章では, 本研究のテーマとなる, OFDM 伝送技術および MIMO 伝送技術について述べた. さらに, 標準規格 ARIB STD B-43 の対象とする 42 GHz 帯および 55 GHz 帯のチャンネル割り当て, OFDM 伝送システムの構成, MIMO 伝送システムへの応用などについて説明した. また, 筆者らが検討したコンティニューアルパイロット配置に適用させたパイロット信号の多重方式についても, 説明を加えた.

本研究では, この標準規格 ARIB STD B-43 に準拠した OFDM 伝送技術をもとに, 本線伝送に MIMO 多重伝送, 送り返し伝送に時空間符号化を応用した双方向無線伝送システムを開発しており, 以降の章でその詳細について説明する.

第3章

撮影環境におけるミリ波帯 MIMO 伝搬特性

3.1 まえがき

1章で述べたように、低遅延かつ高画質(低圧縮)なハイビジョン映像を送送するワイヤレスカメラの実現を目指し、素材伝送用に割り当てられているミリ波帯電波(42 GHz / 55 GHz)と MIMO 伝送技術を適用した素材伝送技術の開発を進めている。この素材伝送技術の開発を行うには、まず運用を想定する伝搬環境下における伝搬特性を把握し、適切な信号検出方式の検討や所要 CNR などの伝送特性を見積もる必要がある。しかし、60 GHz 帯に代表される免許不要な無線局を用いた伝搬特性の評価は数多くされているが[25]-[29]、42 GHz 帯および 55 GHz 帯の周波数を用いた伝搬特性の評価が行われた例はほとんどない。さらに、無線 LAN や携帯電話の運用環境を想定した伝搬モデルは標準規格などで規定されており、多くの研究者の間で広く利用されているものの、テレビの撮影環境におけるミリ波帯の MIMO 伝搬特性を測定・評価した例はない。

本章では、OFDM 信号を送信する 42 GHz 帯および 55 GHz 帯の送信機 2 系統と受信機 4 系統を用いて、屋内および屋外撮影環境におけるミリ波帯電波の伝搬路応答を測定し、MIMO 伝搬特性として平均受信 CNR、送信相関、MIMO チャンネル容量を計算した。屋内の撮影環境としては、テレビスタジオ、NHK ホール、コンサート会場で MIMO 伝搬路応答の測定を行った。一方、屋外の撮影環境としては、陸上競技場で MIMO 伝搬路応答の測定を行った。ま

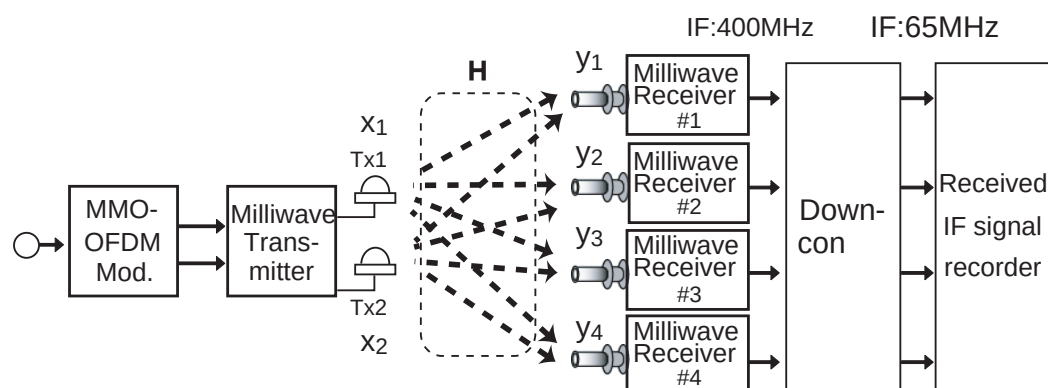


図 3.1 ミリ波帯伝搬路応答測定システム図

表 3.1 OFDM 信号諸元

中心周波数	54.66 GHz (55 GHz 帯) 41.03125 GHz (42 GHz 帯)
占有帯域幅	54.40 MHz
出力電力 (OFDM) /系統	10 mW (55 GHz 帯) 100 mW (42 GHz 帯)
FFT ポイント数	1024

た、この測定した 2×4 MIMO の伝搬路応答から、送信機の移動速度を考慮して 4×4 MIMO の伝搬路応答を推定し、コンサート会場と陸上競技場における送信 4 系統の MIMO チャンネル容量を求めた。

本章では、これらの検討結果から、撮影環境下における MIMO 多重伝送の適用の有効性について検証した。

3.2 測定方法および評価パラメータ

撮影環境下での伝搬特性の測定では、2 系統の OFDM 信号を出力するミリ波帯送信機と、4 系統のミリ波帯受信機を用いて行う。測定系のシステム図を図 3.1 に、OFDM 信号の諸元を表 3.1 に示す。また、実験で使用した OFDM 信号は、標準規格 ARIB STD B-43 のハーフモード、GI 長は有効シンボル長の $1/16$ 倍とした (付録 I.2)。

表 3.2 受信 IF 記録装置の諸元

記録系統数	最大 4 系統
入力 IF 周波数	65 MHz
サンプリングレート	260 MS/sec
記録容量	2 TB
A/D 分解能	14 bit
装置サイズ	440(W) × 210(h) × 430(d) mm

図 3.1 の送信装置は、MIMO-OFDM 変調装置とミリ波帯送信機により構成されている。MIMO-OFDM 変調装置は、付録 I.1 の内符号の項で示した畳込み符号の 2 系統の出力に対して、それぞれ OFDM 変調処理を施し、400 MHz の IF(Intermediate Frequency) 信号である 2 系統の OFDM 信号を出力する。その後、ミリ波帯送信機を通して、ミリ波帯を搬送波とする 2 系統の OFDM 信号を送信する。一方、受信装置では、各ミリ波帯受信部で受信した OFDM 信号を 400 MHz の IF 信号に変換して、得られた受信 IF 信号を連続記録する。

測定では、同一周波数上で 2 系統の OFDM 信号を出力するミリ波帯送信機を移動させるとともに、固定配置した 4 系統のミリ波帯受信機でこれらの OFDM 信号を受信した。ミリ波帯送信機の 2 系統の送信アンテナには垂直偏波の水平方向オムニアンテナ (アンテナ利得: 1 dBi), 各ミリ波帯受信機の受信アンテナには半値角 50° のホーンアンテナ (アンテナ利得: 10 dBi) を用いた。このミリ波帯送信機に装備した送信アンテナは、送信装置や人体などのシャドウイングの影響を受けないように、周囲の障害物に対して十分に高い位置に配置した [58]。ミリ波帯受信機で受信した 4 系統の受信信号は、400 MHz の IF 信号として出力され、ダウンコンバータにより 65 MHz 帯の IF 信号に周波数変換された後、受信 IF 信号記録装置に入力して記録した。この受信 IF 信号記録装置は、最大 4 系統の受信 IF 信号を連続で約 30 分間記録することができる。受信 IF 記録装置の諸元を表 3.2 に示す。

記録した受信 IF 信号に FFT 処理を施し、第 2.4.5 項で述べたパイロット多重方式により各伝搬路に対応するパイロットキャリアを抽出し、 $k(k = 1, 2)$ 番目の送信アンテナと $l(l = 1, \dots, 4)$ 番目の受信アンテナ間の伝搬路応答 h_{lk} を求めた。また、求めた各送受信アンテナ間の伝搬路応答 h_{lk} から伝搬路行列 $\mathbf{H}$

を導出し、遅延プロファイル、平均受信 CNR、送信相関、MIMO チャネル容量を計算した。送信相関の導出式を式 (3.1)[59]、各送信信号が無相関の場合の MIMO チャネル容量の導出式を式 (3.2)[35][60] に示す。ここで、 N_p はパイロットキャリアの総数を示している。本伝搬実験の実験系では受信アンテナ間隔と比較して送信アンテナ間隔が非常に短いため、本論文では、伝送特性により大きな影響を与える送信相関を MIMO 伝搬路の相関特性の評価に用いた。

$$\rho_{T12} = \frac{\sum_{n=1}^{N_p} \sum_{l=1}^{N_R} h_{l1}^*(n) h_{l2}(m)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{N_p} \sum_{l=1}^{N_R} |h_{l1}(n)|^2} \sqrt{\sum_{m=1}^{N_p} \sum_{l=1}^{N_R} |h_{l2}(m)|^2}} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_t}{2N_T \sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \\ &= \sum_{q=1}^Q \log 2 \det \left(1 + \frac{P_t \lambda_q}{N_T \sigma_n^2} \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

ここで、 P_t は平均送信電力、 $\lambda_q (1 \leq q \leq Q)$ および Q は、 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ の正の固有値 $\lambda_q (1 \leq q \leq Q)$ およびその総数を示す。

遅延プロファイルは、求めた各送受信アンテナ間の伝搬路応答 h_{lk} に対して IFFT を施して時間領域の信号に変換することで求めた [61]。図 3.2 に、遅延プロファイルのパラメータを示す。

この遅延プロファイルでは、横軸を遅延時間 (到来時間) τ 、縦軸を受信電力 $p(\tau)$ としており、直接波の到来時刻を 0 ns、閾値を -15 dB として算出した。また、この遅延プロファイルから、到来波の遅延スプレッド σ_τ [62] を受信電力で重み付けした値の標準偏差から求めた。K-ファクタは、見通し内伝搬モデルである仲上-ライスモデルのライスファクター [63] に対応し、直接波の電力 P_s と遅延波の電力 P_d の比から算出した。遅延スプレッド σ_τ とライスファクター K の導出式を、式 (3.3) および式 (3.4) に示す。

$$\begin{aligned} \sigma_\tau &= \sqrt{\frac{1}{P_R} \int_0^\infty (\tau - \tau_m)^2 p(\tau) d\tau} \\ \tau_m &= \frac{1}{P_R} \int_0^\infty \tau p(\tau) d\tau \\ P_R &= \int_0^\infty p(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$K = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_d} \right) \quad (3.4)$$

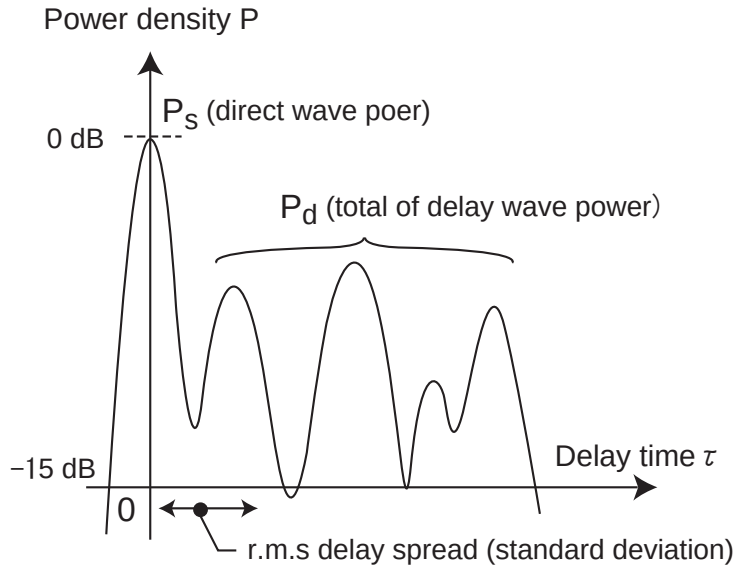


図 3.2 遅延プロファイルのパラメータ

図 3.3 に、本論文で検討する送受信アンテナ配置を示す．一般の MIMO 多重伝送を用いた Wi-Fi などのシステムでは、送信および受信アンテナ間隔は短くなる場合が多い．一方、本論文で検討するシステムは、送信アンテナは同じ送信装置に取り付けられるために送信アンテナ間隔は短くなるものの、1 系統の受信アンテナを装備した受信装置が分散して配置される分散アンテナシステム [64][65] の形をとる．そのため、送信相関の値は大きく、受信相関の値は小さくなる傾向にある．分散アンテナシステムでは、各送受信アンテナ間の伝搬路応答のライスファクターが大きくなる場合、各受信アンテナに対する送信相関の値は大きくなる．全ての受信アンテナの受信信号に対して送信相関が大きくなると、各受信アンテナ間の受信相関が小さい場合であっても MIMO 信号検出は難しい．ただし、送信相関の値が極端に大きくならない受信信号が 2 系統以上あり、かつ十分な受信 CNR が得られる場合には、見通し環境でも信号検出は可能であると考えられる．

また、分散アンテナシステムでは、各受信アンテナにおける受信電力のばらつきが大きくなり、送信機の位置によっては十分な受信 CNR が得られない受信信号も存在し、受信ダイバーシティが減少するために伝送特性が大きく劣化する可能性がある．このとき、送信相関の値が極端に大きな値をとらない場合には、伝送特性に与える影響は受信 CNR や受信電力のパラメータが支配的になる．但し、運用上では、送信機からいくつかの受信機が見通し外となっ

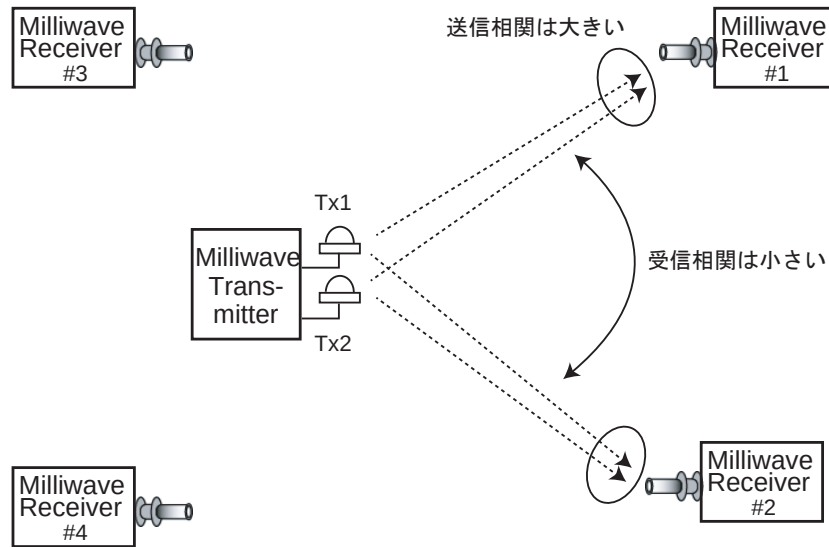


図 3.3 検討するシステムの送受信アンテナ配置

て受信電力が減少するシャドウイングが発生した場合でも，残りの受信機によりシャドウイング損失を軽減することができる特徴があるため，受信アンテナ数が送信アンテナ数よりも多くて十分に余裕がある場合には，分散アンテナシステムは送信機の移動可能範囲を拡大することができると考えられる。

3.3 55 GHz 帯の伝搬特性 (50 坪級スタジオ)

55 GHz 帯は，世界的に軍事などの分野で使用されている 42 GHz 帯と比較して，送信モジュールの開発が遅れているため，現在普及している増幅器の出力は 100 mW 級が限界である．そのため，55 GHz 帯は，小規模 (50 坪程度) から中規模 (100 坪級) スタジオでの運用を想定しており，50 坪級，100 坪級のテレビスタジオにおいて 55 GHz 帯の伝搬特性を測定し，伝搬状況の把握に努めてきた [66]．今回，50 坪級テレビスタジオにおいて，4 系統の受信機を 2 通りのパターンで設置した環境で送信機をスタジオ内で自由に移動させ，それぞれの MIMO 伝搬路応答を測定して MIMO 伝搬特性を求めた．

表 3.3 送受信アンテナの設置条件

送信 アンテナ	高さ	1 m
	仰角	水平面に対し 0°
	間隔	11.8 cm (約 22λ)
受信 アンテナ	高さ	3 m
	仰角 波	水平面に対し 0°
	方位角	図 3.5 参照
	間隔	2 m

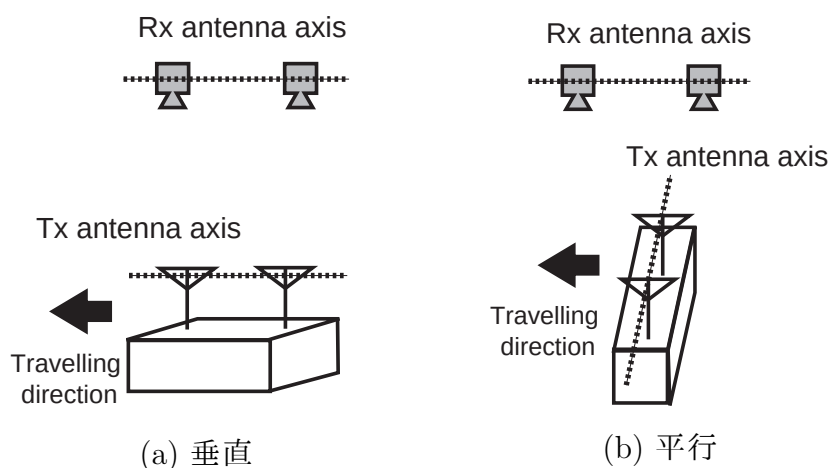
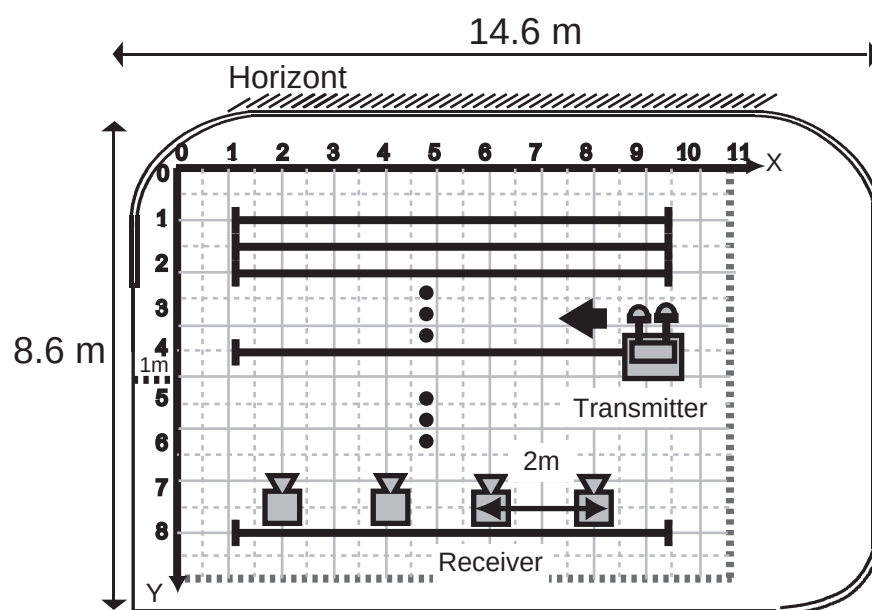


図 3.4 送信アンテナ配置

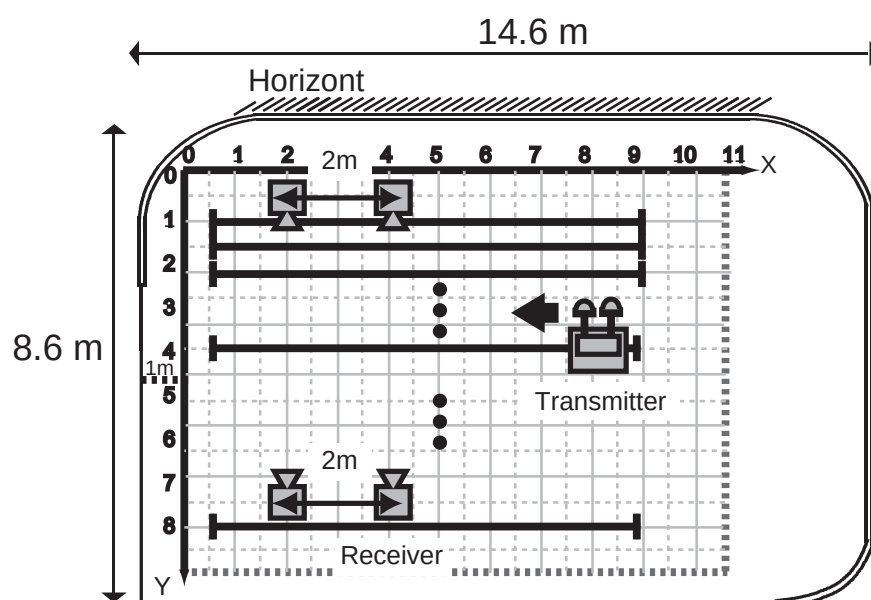
3.3.1 送受信アンテナの設置条件

本測定における送信アンテナの配置パターンを図 3.4, 受信アンテナの配置パターンを図 3.5, 送受信アンテナの設置条件を表 3.3 に示す。

送信機は, スタジオに敷いたレールの上 ($1\text{m} \leq x \leq 9.5\text{m}$) を X 軸方向に秒速 0.5 m で移動させ, 受信機はスタジオの照明バトンに取り付けて固定した。また, 送信機は, Y 軸方向にスタート地点を 0.5 m ずつ $1\text{m} \leq y \leq 8\text{m}$ の範囲でずらしてレールを引き, 測定を行った。さらに, 実際の運用では送信機が自由に移動するため, 送信機の向きが変わったり回転したことにより, 互いの送信アンテナの位置関係が伝搬特性にどのような影響を受けるか確認することを目的として, 送信機の向きを, 受信アンテナ軸に対して送信アンテナ軸が平行となる場合 (図 3.4(a)) と, 垂直となる場合 (図 3.4(b)) の 2 種類の配置



(a) パターン 1



(b) パターン 2

図 3.5 受信アンテナ配置

について測定を行った。一方、4系統の受信機は、図 3.5 で示すように、受信機を直線に並べたパターン 1(図 3.5(a)) と、送信機の移動範囲を囲むように受信機配置したパターン 2(図 3.5(b)) の 2 種類の配置を検討対象とした。

3.3.2 送信アンテナ配置に応じた伝搬特性

受信アンテナ配置を図 3.5(a) で示したパターン 1 に固定した場合について、送信アンテナの配置を受信アンテナ軸に対して垂直および平行にしたときの送信相関と平均受信 CNR の累積確率分布を、図 3.6 と図 3.7 に示す。

図 3.6 と図 3.7 の結果から、送信アンテナの配置が、受信アンテナ軸に対して送信アンテナ軸が平行または垂直となるようにしても、送信相関および平均受信 CNR の値がほとんど変化しないことが確認できる。このことから、送信機の向きを自由に回転したとしても、送信アンテナ同士が互いの放射パターンなどにはほとんど影響を与えないことが明らかになった。

3.3.3 受信アンテナ配置に応じた伝搬特性

受信アンテナの配置を、パターン 1 とした場合とパターン 2 とした場合の各送受信アンテナ間の伝搬路応答をそれぞれ測定し、MIMO 伝搬特性を求めた。3.3.2 項において、伝搬特性は送信アンテナの向きに依存しないことを確認したので、ここでは送信アンテナの向きは、送信アンテナ軸が受信アンテナ軸と平行になるように固定した。測定した伝搬路応答から求めた MIMO 伝搬特性として、図 3.8 に平均受信 CNR、図 3.9 に送信相関、図 3.10 に MIMO チャネル容量の累積確率分布を示す。

図 3.8 より、受信アンテナの配置がパターン 1 とパターン 2 の平均受信 CNR は、両パターンとも中央値 (累積確率 50%) で約 22 dB とほぼ同じ値をとった。また、累積確率が 50% 以上では、両パターンの平均受信 CNR の分布はほぼ同じ傾向となった。しかし、累積確率が 50% 以下では、パターン 1 の平均受信 CNR はパターン 2 の平均受信 CNR よりも全体的に 3 dB 以上小さい値をとっている。そして、測定範囲全体の 99% 以上の範囲において、パターン 1 では平均受信 CNR が 16.5 dB 以上、パターン 2 では平均受信 CNR が 19.5 dB 以上となり、パターン 2 の受信アンテナ配置の方が高い平均受信 CNR を確保できることがわかった。

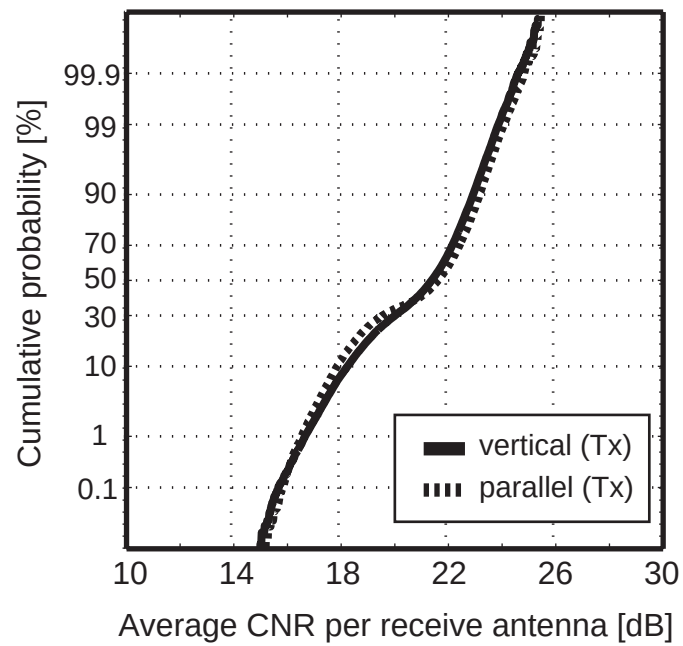


図 3.6 送信アンテナ配置による平均受信 CNR(パターン 1)

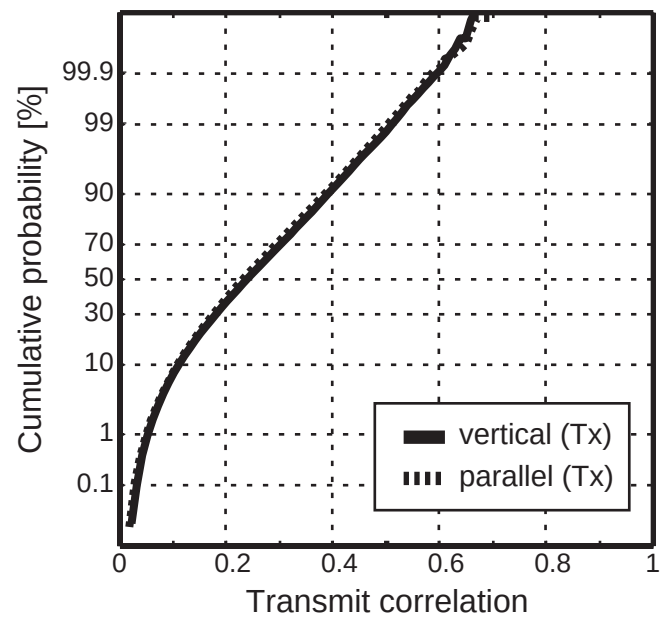


図 3.7 送信アンテナ配置による送信相関(パターン 1)

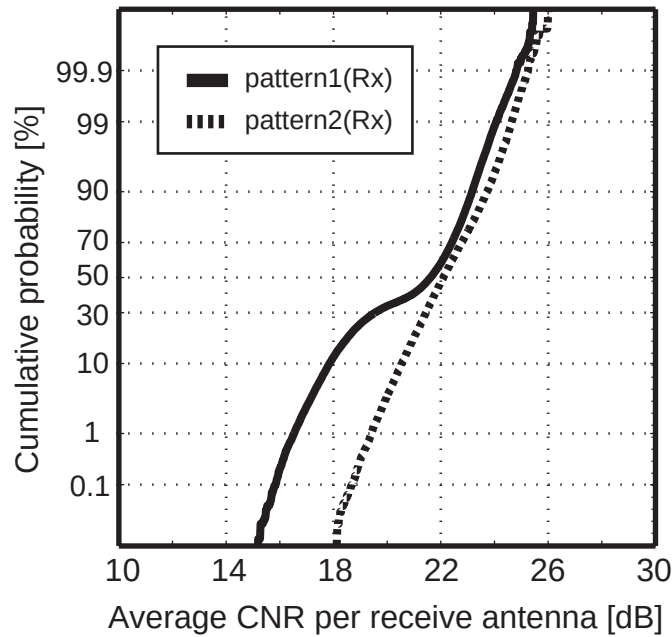


図 3.8 受信アンテナ配置による平均受信 CNR

図 3.9 では、受信アンテナの配置がパターン 1 とパターン 2 の送信相関の累積度数分布はほぼ同等の傾向となった。送信相関の最大値は約 0.7 となったが、両パターンともに測定範囲の 99% で送信相関は 0.5 以下となり、MIMO 多重伝送に適した伝搬環境であると言える。

図 3.10 では、図 3.8 の影響を受けて、両パターンの中央値は、測定範囲の 50% 以上で MIMO チャンネル容量が 13 bits/sec/Hz 以上の値をとる結果となった。しかし、測定範囲の 99% でみると、パターン 1 では 9 bits/sec/Hz 以上の値をとっているのに対し、パターン 2 では 11.3 bits/sec/Hz となり、大きな差が生じていることがわかった。このことから、送信機の移動範囲を囲むように受信機を配置するパターン 2 の方が、安定した MIMO 多重伝送を実現するのに適した受信アンテナ配置であることが明らかとなった。

3.3.4 スタジオ環境下における 55GHz 帯伝搬特性の考察

本研究で想定している MIMO 多重伝送では、送信機をスタジオ内で自由に移動させるために複数の受信機を分散して配置することを検討しており、本伝搬実験の結果から、送信アンテナの配置よりも受信アンテナの配置が MIMO

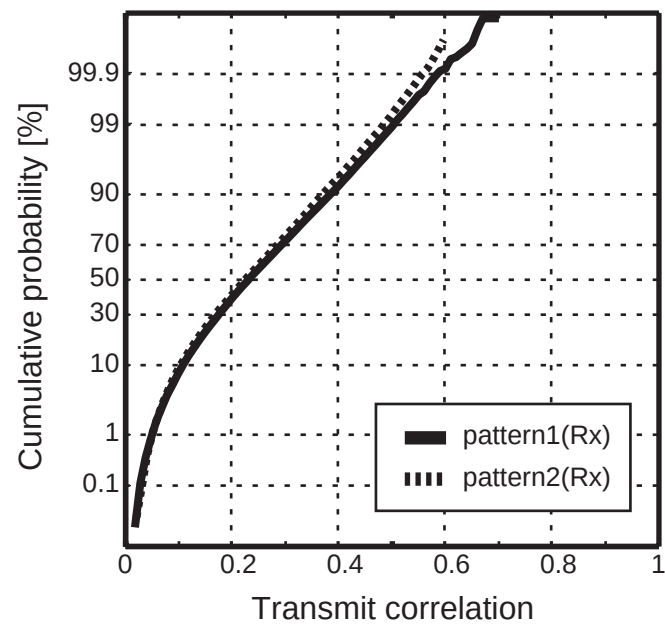


図 3.9 受信アンテナ配置による送信相関

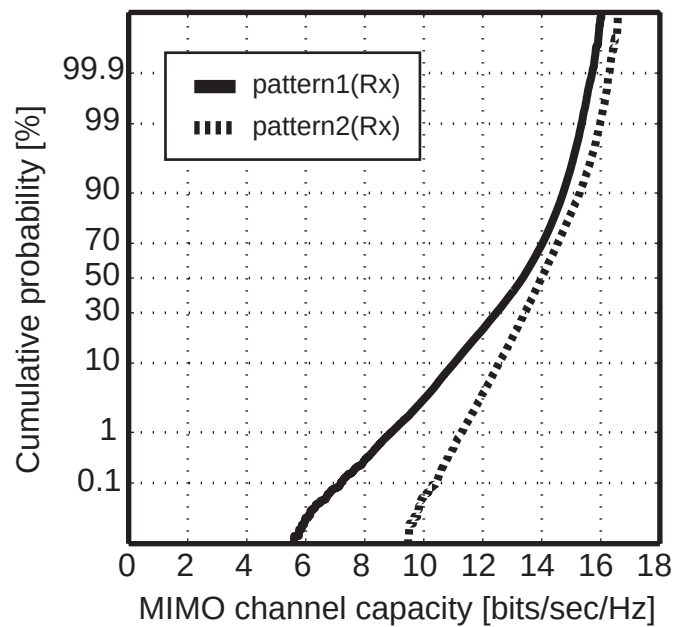


図 3.10 受信アンテナ配置による MIMO チャンネル容量

伝搬特性に大きな影響を与えることが確認できた。また、伝搬実験の結果から、スタジオ内の運用では、相関特性の傾向はアンテナ配置にほとんど依存せず、十分に大きな平均受信 CNR を確保できる受信アンテナ配置の実現が、安定した MIMO 多重伝送を実現するためには重要であることがわかった。

また、送信機の移動範囲を囲むように 4 系統の受信機を配置することで、測定範囲の 99% 以上の範囲で MIMO チャネル容量が 11 bits/sec/Hz 以上の値となり、MIMO 多重伝送の適用により、50 坪級テレビスタジオでは 100 MHz 以上の帯域幅で Gbps 級の伝送が可能である見込みを得た。

3.4 42 GHz 帯の伝搬特性

本項では、屋内および屋外の撮影環境において測定した 42 GHz 帯電波の伝搬特性について述べる。42 GHz 帯は、55 GHz 帯と比較して、電波の伝搬損失が小さく、さらに高い送信電力を持つ送信機を実現しやすいため、撮影範囲が 1000m² を超える広範囲な撮影環境での運用を想定している。今回の測定では、屋内の撮影環境として NHK ホールやコンサート会場となるイベントホール、屋外の撮影環境として陸上競技場など、数千人規模の観客を収容する撮影環境での撮影エリアを対象とし、それぞれの伝搬特性を求めた。

3.4.1 NHK ホール

屋内撮影環境として、座席数 3,600 席を誇る NHK ホールにおける MIMO 伝搬路応答の測定を行い、伝搬特性を求めた。図 3.11 に NHK ホール内の測定範囲を示す。測定は、実際の番組撮影用のセットがステージ上に配置されている環境下において行った。4 系統の 42 GHz 帯受信機 (受信機 I, 受信機 II, 受信機 III, 受信機 IV) は、上下袖の観客席上にある 2 階テラスおよびメインステージ上の上下袖に立てられたトラスにそれぞれ配置した (受信アンテナ高、約 4 m)。一方、42 GHz 帯送信機は、1 階観客席 (エリア A)、撮影セットを含むメインステージ全域 (エリア B)、舞台上袖 (エリア C) の範囲を歩行速度で移動させ、受信 IF 信号を記録した。

エリア A の特徴は、受信機 I と受信機 IV が見通しとなって、観客席の広い範囲をカバーしている。一方、受信機 II および受信機 III は、見通し外となって反射波のみ受信される伝搬環境となっている。エリア B の特徴は、ステー

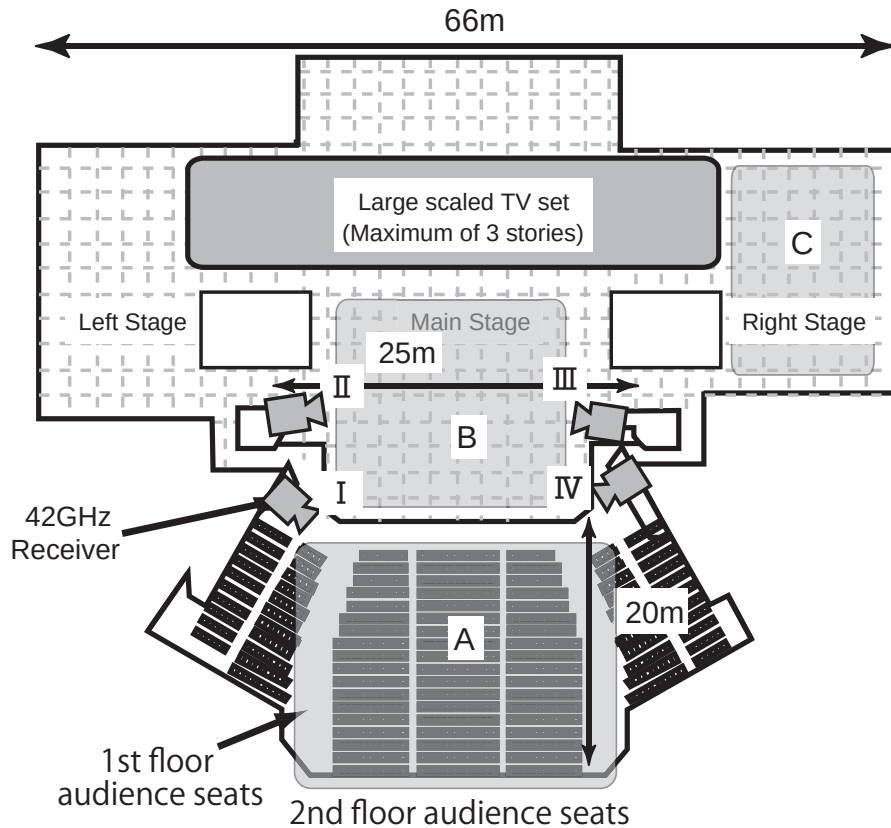


図 3.11 NHK ホールにおける伝搬実験での測定エリア

ジ上の範囲を全ての受信機に対して、受信アンテナの半値角の範囲内で見通しを確保できるような環境となっている。エリアCは、受信機IIによって受信アンテナの半値角内の見通しとなる場合もあるが、全受信機からはほぼ見通し外となっており、さらに各受信機からの距離も遠いため、もっとも厳しい伝搬環境と言える。

測定した伝搬路応答から求めた伝搬特性として、図3.12に平均受信CNR、図3.13に送信相関、図3.14にMIMOチャネル容量の累積確率分布を示す。

伝搬実験の結果から、図3.11のエリアAおよびBでは、各42GHz帯受信機の受信CNRは測定場所によって大きく変動していることを確認した。しかし、図3.12の平均受信CNRの分布は、エリアAおよびBの範囲では23dB以上の高い値で信号を受信している。一方、エリアCでは、全体の約10%の割合で平均受信CNRが20dB以下となっている。以上より、エリアAおよびBの範囲と比較して、エリアCは送受信機間の見通しを確保しにくく、受信電力が

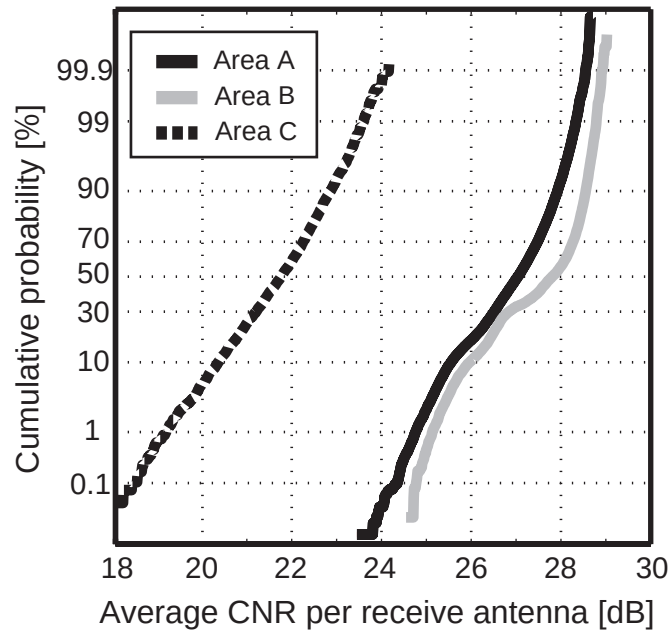


図 3.12 NHK ホールにおける平均受信 CNR の累積確率分布

落ち込みやすい環境であると言える。

一方，図 3.13 では，見通し外環境に近いエリア C の送信相関の値が中央値で 0.2，最大値でも 0.6 以下の値となっており，エリア C は MIMO 多重伝送に適した相関特性を有している．一方，エリア A および B の送信相関の最大値はそれぞれ 0.76，0.85 と高い値をとり，この撮影範囲では MIMO 多重伝送の信号分離特性が大幅に劣化する可能性があることがわかった。

図 3.14 では，エリア C の MIMO チャンネル容量は，エリア A および B の値と比較して，中央値で 6 bits/sec/Hz 以上小さい．これは，エリア C では伝搬路応答の相関が低い値を取るものの，受信電力の減少が大きいため MIMO チャンネル容量が大きく減少したことが要因と考えられる．実際，エリア C では，受信アンテナから半値角外の見通し外となる上に撮影用の巨大なセットが配置されており，番組のリハーサル時の伝送テストでも撮影映像が頻繁に途切れる場所があった。

3.4.2 コンサートホール

2012 年 3 月に放送された「震災から 1 年 “明日へ” コンサート」の撮影会場である幕張メッセイベントホールにおいて，伝搬路応答の測定を行った．こ

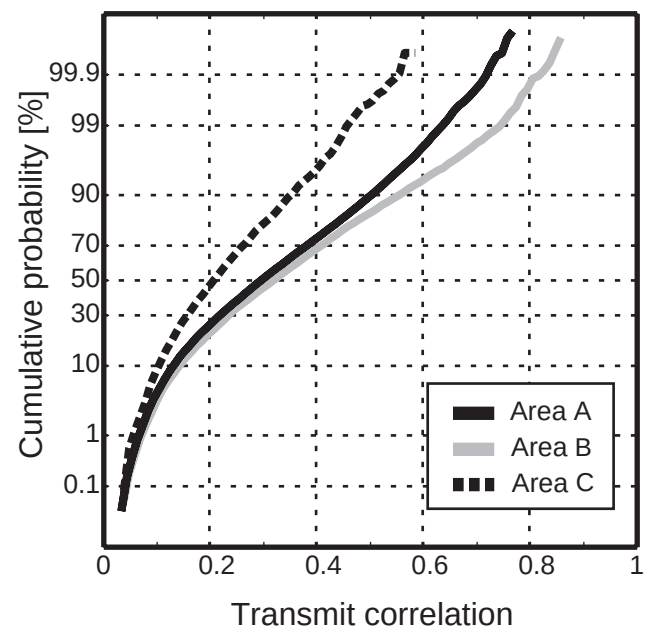


図 3.13 NHK ホールにおける送信相関の累積確率分布

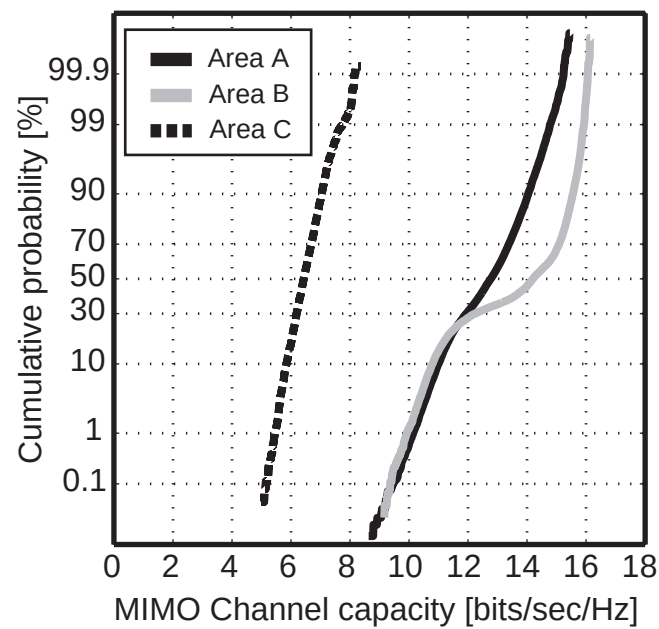


図 3.14 NHK ホールにおける MIMO チャンネル容量の累積確率分布

表 3.4 遅延パラメータの測定結果(イベントホール)

測定エリア	遅延波の数	r.m.s 遅延スプレッド	K-ファクタ
エリア D	9.79 波	68.1 ns	7.27 dB
エリア E	7.51 波	38.0 ns	8.54 dB
エリア F	18.5 波	85.4 ns	0.831 dB

の幕張メッセのイベントホールは、最大9千人以上の観客を収容でき、観客席を除いたアリーナ部分だけで3,100m²のスペースを持つ。図3.15に幕張メッセイベントホール内の測定環境と測定経路を示す。本伝搬実験では、4系統のミリ波帯受信機(受信機Ⅰ, 受信機Ⅱ, 受信機Ⅲ, 受信機Ⅳ)を、観客席を囲うように、イベントホール2階に設置した三脚や照明用トラスに取り付けた(受信アンテナ高, 10 m 以上)。また、全てのミリ波帯受信機は、受信アンテナの指向性がステージ上を向くように配置した。一方、送信側装置については、MIMO-OFDM 変調装置とミリ波帯送信機を装備した補助員が、1階後方観客席(エリア D)、ステージおよびサブステージ上(エリア E)、2階観客席通路(エリア F)を歩行速度で移動し、移動中に送信した OFDM 信号の受信 IF 信号を連続で記録した。

エリア D は、2 台のミリ波帯受信機(受信機Ⅰと受信機Ⅳ)が見通しとなって観客席の広い範囲をカバーしているが、他の2 台のミリ波帯受信機(受信機ⅠⅠと受信機Ⅲ)からは受信アンテナの半値角の範囲外となるエリアである。一方、エリア E は、ステージ上の範囲を4 台の全てのミリ波帯受信機に対して、受信アンテナの半値角内の見通しを確保できるような環境となっている。エリア F は、図3.15 の点線で示した2 階席通路の半分をミリ波帯送信機が移動した範囲となっており、受信機Ⅲおよび受信機Ⅳのみかろうじて見通しとなる環境となっている。

測定した伝搬路応答から求めた伝搬特性として、表3.4に各エリアの伝搬路応答 $h_{k1}(k = 1, 2, 3, 4)$ から求めた遅延プロファイル特性の平均値、図3.16に平均受信 CNR、図3.17に送信相関、図3.18に MIMO チャネル容量の累積確率分布を示す。

表3.4 から、送信機に対して受信機が主に見通し環境となるエリア D, E でも K-ファクタは 10 dB 未満となっており、この測定環境では完全なライス環

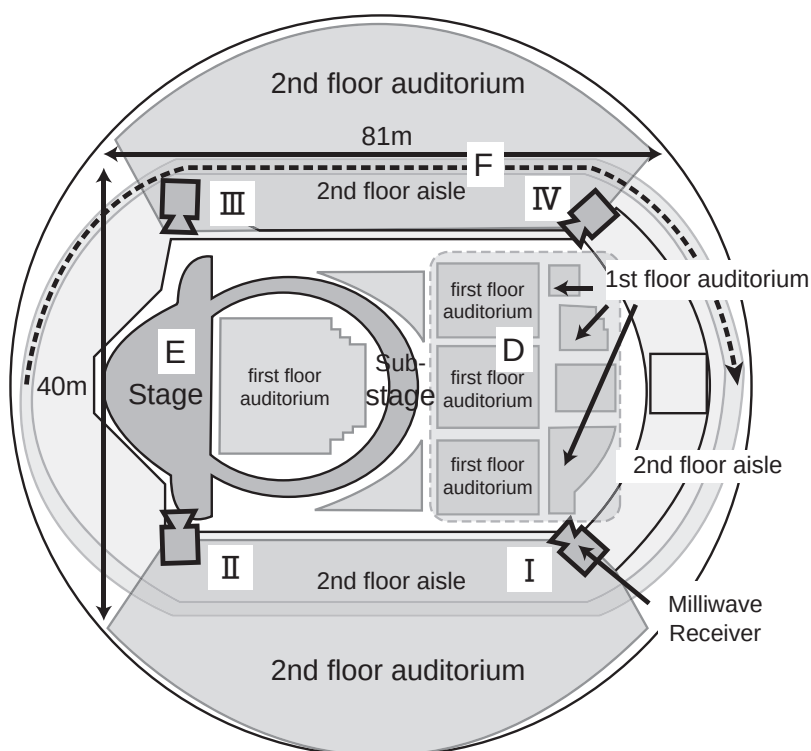


図 3.15 幕張メッセイベントホールにおける伝搬実験での測定エリア

境が存在しないことがわかった。エリアD、Eにおいても、遅延波の数が平均7波以上存在しているので、十分にマルチパスリッチな環境といえる。また、ミリ波帯送信機がほとんどのミリ波帯受信機から見通し外となる場合があるエリアFでは、遅延波の数が18波以上でK-ファクターも1 dB未滿となり、エリアFは反射波が支配的なレイリー環境であると考えられる。

図 3.16 の平均受信 CNR の分布から、エリア D および E における平均受信 CNR は、図 3.12 の NHK ホールの観客席やステージ上の測定結果よりも全体的に約 3dB 小さい結果となった。イベントホールの撮影環境は、NHK ホールと比較して撮影セットの規模が小さく送受信機間の見通しが確保しやすい一方、観客席やステージが広く電波の伝搬減衰が大きいためだと考えられる。また、エリア F では、全てのミリ波帯受信機からミリ波帯送信機が見通し外となる場合があるにも関わらず、平均受信 CNR は 20 dB 以上となり、安定した受信電力が期待できることがわかった。これは、ミリ波帯送信機の移動範囲が、ミリ波帯受信機が設置されている 2 階であったため、伝搬距離が他のエリアの測定環境と比較して短距離であったためだと考えられる。

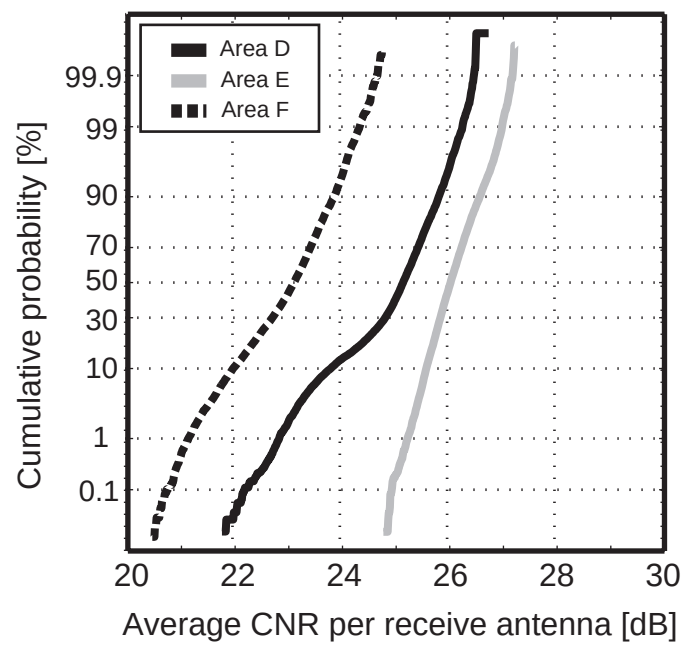


図 3.16 イベントホールにおける平均受信 CNR の累積確率分布

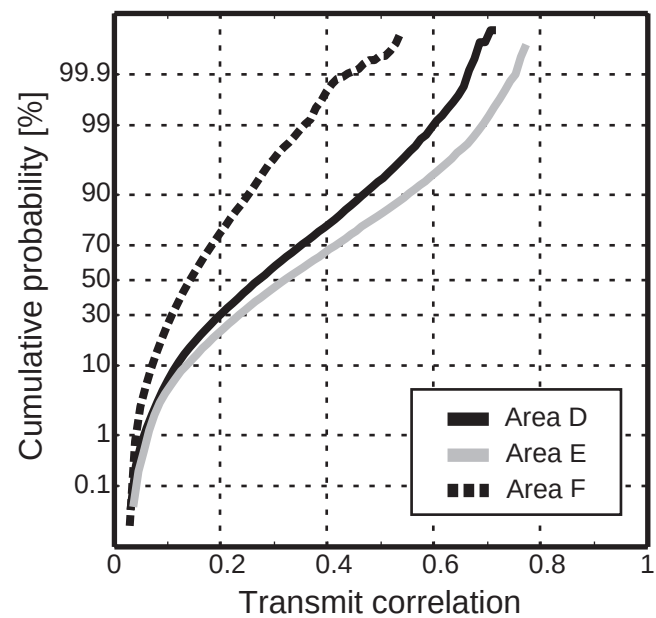


図 3.17 イベントホールにおける送信相関の累積確率分布

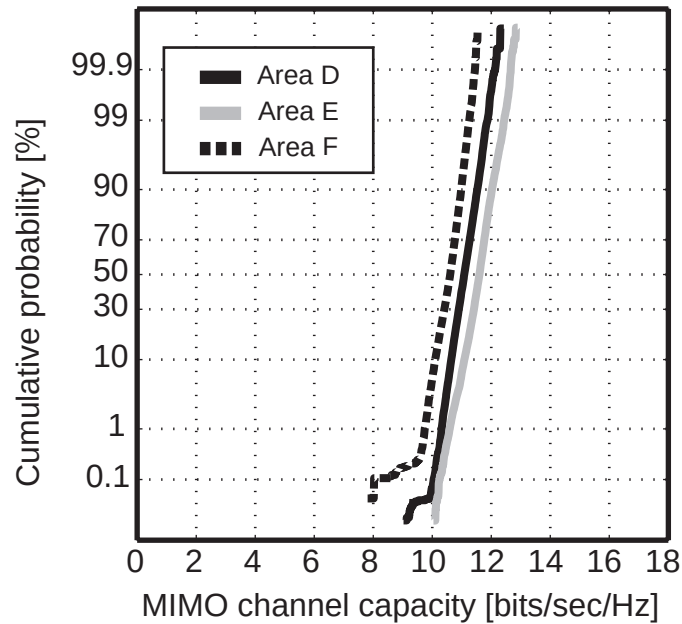


図 3.18 イベントホールにおける MIMO チャネル容量の累積確率分布

図 3.17 の送信相関の分布では、見通し環境となるエリア D および E の送信相関の最大値は 0.71, 0.76 と高くなるが、全体の 99% 以上が 0.7 以下となり、MIMO 多重伝送の信号分離への影響は小さいと考えられる。エリア F では、ミリ波帯送信機から見通し外となるミリ波帯受信機も多く、最大値は 0.53 と十分に小さい値となっている。

図 3.18 の MIMO チャネル容量の分布から、エリア D, E, F の MIMO チャネル容量の分布の傾向はほぼ等しい結果となった。MIMO チャネル容量は累積確率 1% となる 1% アウテージ容量が 10 bits/sec/Hz 以上の値をとっており、この測定環境下では全体的に安定した MIMO 多重伝送が期待できる見込みを得た。

3.4.3 屋外陸上競技場

2012 年 3 月に撮影された「第 67 回びわ湖毎日マラソン大会」の会場である皇子山競技場において、屋外撮影環境として伝搬特性の測定を行った。この皇子山競技場は、収容人員数 1 万 2 千人、レーン数 8 の日本陸上競技連盟第一種公認陸上競技場である。図 3.19 に皇子山陸上競技場での測定環境と測定エリアを示す。本測定では、ミリ波帯送信機を電動カートに固定し、競技場内のトラック上を動き回りながら伝搬路応答を測定した。図 3.20 にミリ波帯送

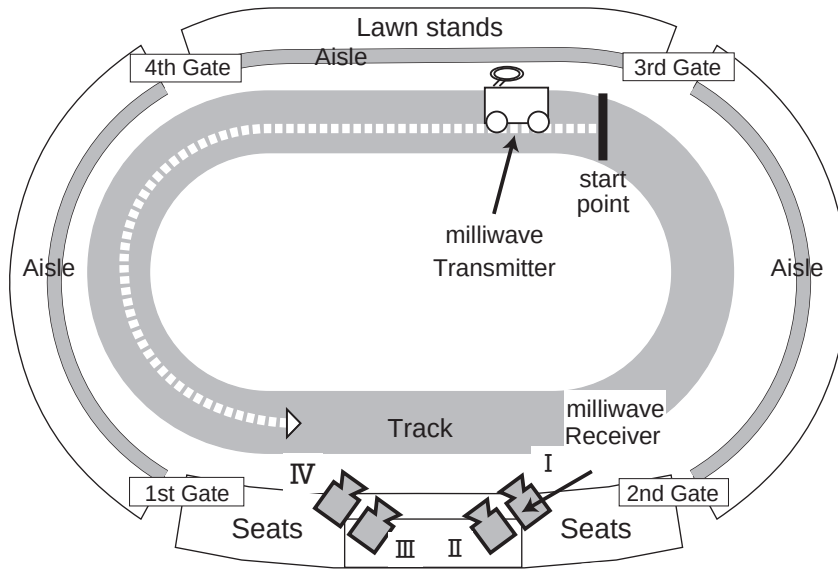


図 3.19 幕張メッセイベントホールにおける伝搬実験での測定エリア

表 3.5 遅延パラメータの測定結果 (屋外競技場)

測定エリア	遅延波の数	r.m.s 遅延スプレッド	K-ファクタ
屋外競技場	2.44 波	26.7 ns	11.5 dB

信機，図 3.21 にミリ波帯受信機の様子を示す。

4 系統のミリ波帯受信機は，観客席中央のメインスタンドに設置した 2 本の三脚に対して，それぞれ 2 系統ずつ取り付けた。受信機 I および受信機 II は各受信アンテナが第 3 ゲートの中央付近を向くように配置し，受信機 III および受信機 IV は各受信アンテナが第 4 ゲートの中央付近を向くように配置した。また，MIMO-OFDM 変調装置とミリ波帯送信機を配置した電動カートは，実際のマラソン中継の撮影範囲と同様に図 3.19 のようにトラックを半周するように移動させ，移動中の受信 IF 信号を連続で記録した。

測定した伝搬路応答から求めた伝搬特性として，表 3.5 に各エリアの伝搬路応答 h_{k1} ($k = 1, 2, 3, 4$) から求めた遅延プロファイル特性の平均値，図 3.22 に平均受信 CNR，図 3.23 に送信相関，図 3.24 に MIMO チャネル容量の累積確率分布を示す。

表 3.5 より，この測定環境は，今まで測定した屋内撮影環境と比較して遅延波の数が極端に少なく，ライスファクターも 10 dB 以上となることから反射波

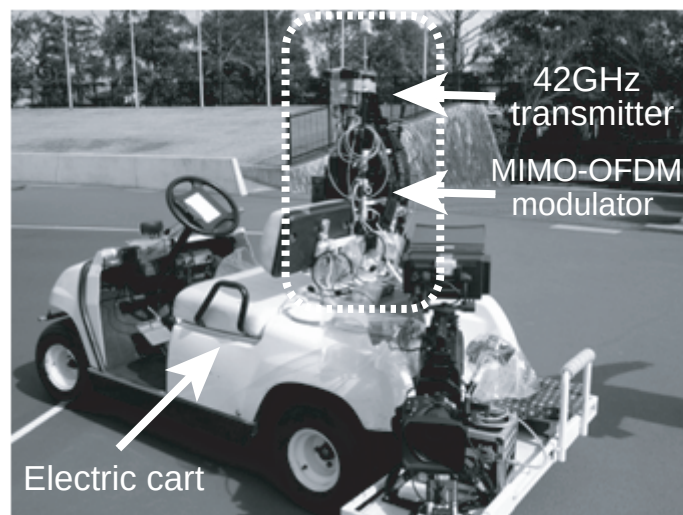


図 3.20 ミリ波帯送信機の様子

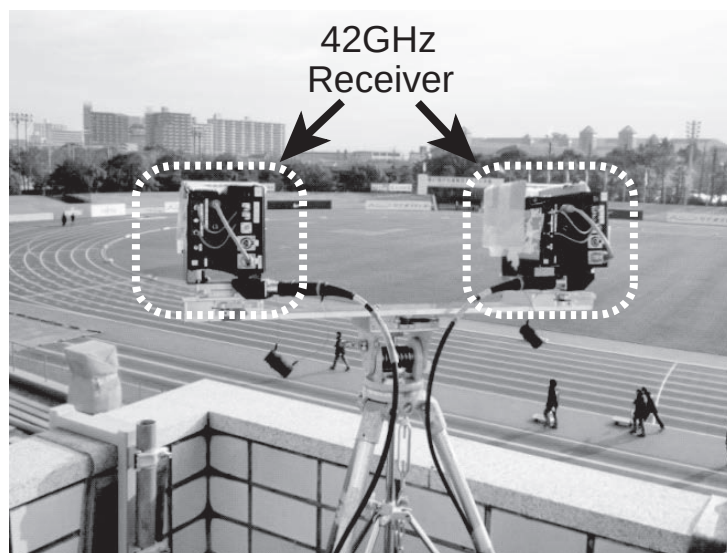


図 3.21 ミリ波帯受信機の様子

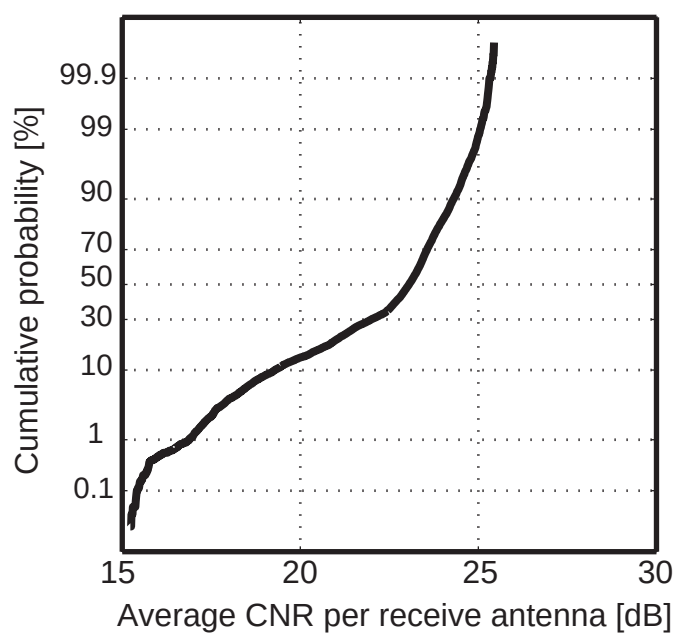


図 3.22 屋外競技場における平均受信 CNR の累積確率分布

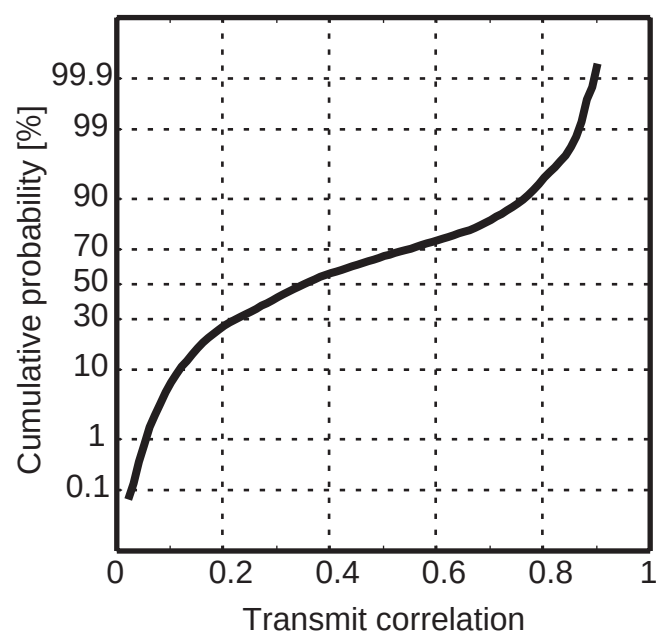


図 3.23 屋外競技場における送信相関の累積確率分布

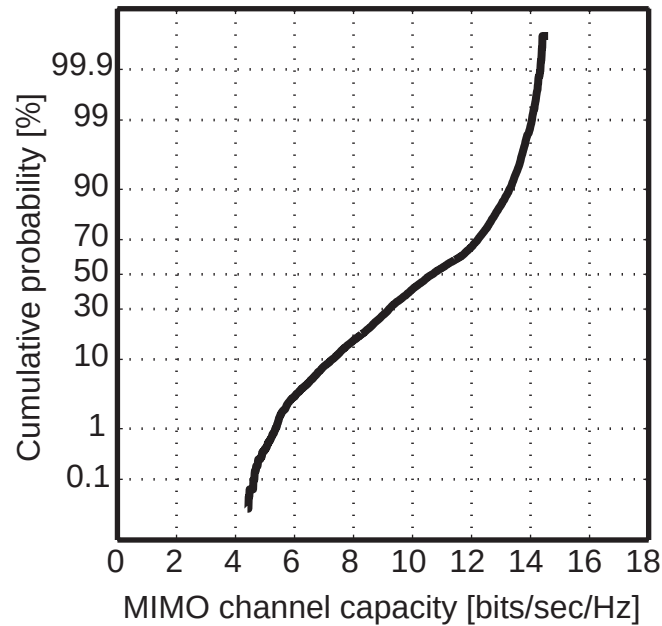


図 3.24 屋外競技場における MIMO チャネル容量の累積確率分布

がほとんどなく直接波が支配的な環境であるといえる。

この屋外撮影環境では反射波は期待できず、さらに 2 台ずつの受信機を受信アンテナの指向性が交差するように配置したため、常にほぼ 2 台の受信機のみで信号を受信しており、図 3.22 のように平均受信 CNR が 15 dB 近くまで落ち込む場所があった。ただし、受信機 4 台で信号を受信できる場所では、平均受信 CNR が最大 25 dB 以上と高い値となった。

図 3.23 より、送信相関の値は、屋内撮影環境による測定結果と比較して幅広く分布する結果となった。表 3.5 から、遅延波の平均数も他の測定点と比較して極端に少ないため、約 10 % の範囲で送信相関の値が 0.8 以上となり、MIMO 多重伝送の信号分離特性が大きく劣化する場所があることがわかった。

図 3.24 より、MIMO チャネル容量は 4 bits/sec/Hz から 13 bits/sec/Hz の幅広い値をとり、MIMO 多重伝送を行う場合に関して、厳しい MIMO 伝搬環境と安定した MIMO 伝搬環境が混在した環境であることが明らかになった。

3.4.4 撮影環境下における 42GHz 帯伝搬特性の考察

屋内撮影環境における実験結果から、送受信機間の見通しが得られるエリアでは常に 20 dB 以上の比較的高い平均受信 CNR が確保できることがわ

かった．また，送信相関が0.8以上となる場合が約0.1%の確率であるものの，MIMO チャネル容量は8 bits/sec/Hz 以上となり，ほとんどの撮影範囲で安定したMIMO 多重伝送の見込みを得ることができた．一方，完全見通し外となる環境では各伝搬路間の相関は小さいものの，全体的に得られる受信CNRは小さく，MIMO チャネル容量が急激に落ち込む場合がある．但し，エリアFのように，送受信機間が見通し外の環境でも，反射波を受信することで平均受信CNRが20 dB以上得られる場合では，MIMO チャネル容量も9 bits/sec/Hz となり，MIMO 多重伝送が十分に可能であることもわかった．

一方，屋外撮影環境下では，実験結果から，反射波が少ない環境であり，送受信機同士が見通し外の場合に受信CNRは急激に小さくなる．また，屋内撮影環境と比較して送信相関の値は広い範囲に分布しており，約10%の範囲で送信相関の値が0.8以上となり，MIMO 多重伝送の信号検出性能が大きく劣化する場合がある．MIMO チャネル容量も屋内撮影環境の結果と比較して幅広い値をとっており，屋外撮影環境では安定したMIMO 多重伝送が難しい環境であることがわかった．

3.4.5 4×4 伝搬路のMIMO チャネル容量の推定

さらなる伝送容量の拡大を目的として，送信信号の多重数を2から4に拡張したときのMIMO チャネル容量を求め，屋内および屋外撮影環境における 4×4 MIMO 多重伝送の有効性について検証を行った．具体的には，3.4.2項と3.4.3項において測定した屋内および屋外撮影環境における 2×4 MIMO 伝搬路行列を用いて 4×4 MIMO 伝搬路行列を推定し，式(3.2)からMIMO チャネル容量を求めて評価した．図3.25に， 4×4 MIMO 伝搬路行列の推定方法を示す．

伝搬実験では，2系統の送信アンテナ(Tx1, Tx2)からOFDM信号を出力する42 GHz帯送信機を速度 v_c m/sec移動させ，4系統の受信機(Rx1, Rx2, Rx3, Rx4)で受信した受信IF信号を連続記録した．次に，記録した T_{sec} の受信IF信号と，Tx1とTx2の送信アンテナ間隔長 $v_c \Delta t$ を42GHz帯送信機が移動したときの $(T + \Delta t)_{\text{sec}}$ の受信IF信号を元に， T_{sec} と $(T + \Delta t)_{\text{sec}}$ の2種類の 2×4 伝搬路行列を求めて組み合わせ，擬似的に 4×4 MIMO 伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を生成し，MIMO チャネル容量を演算した．ここでは，送信電力は送信系統の増加に比例して増加するとした．

図3.26に，屋内見通し内環境としてイベントホールのエリアD，屋内見通し

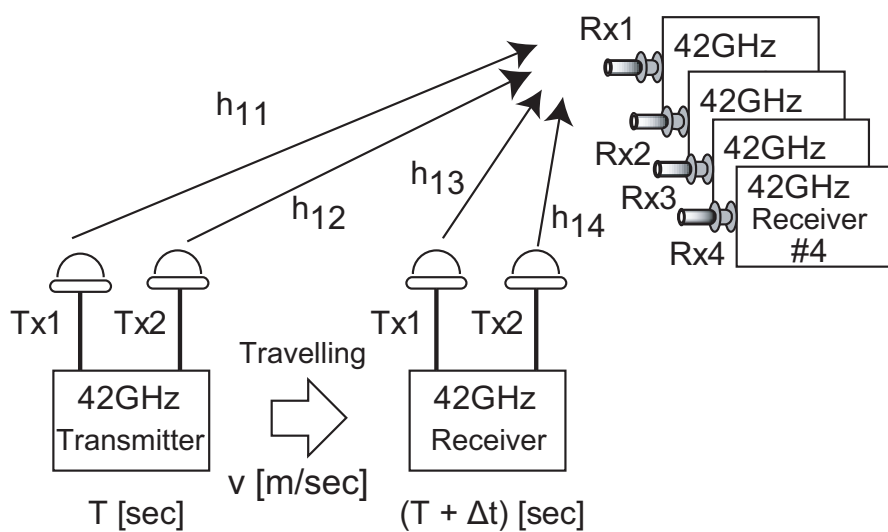


図 3.25 MIMO チャンネル容量の推定方法

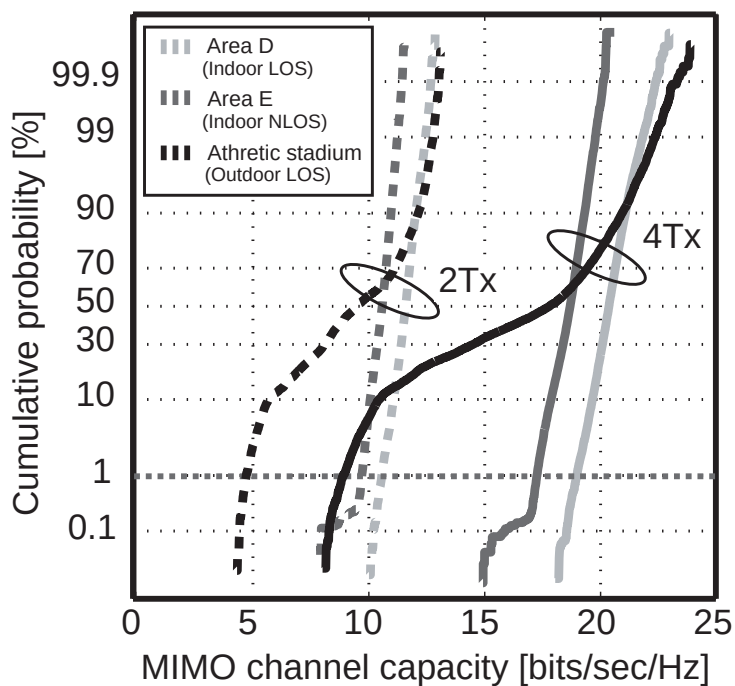


図 3.26 MIMO チャンネル容量の累積確率分布

表 3.6 4×4 MIMO 伝送容量

	MIMO チャンネル容量	伝送容量
屋内撮影環境	17.2 bits/sec/Hz	1,871 Mbps
屋外撮影環境	8.7 bits/sec/Hz	947 Mbps

外環境としてイベントホールのエリア F, 屋外見通し環境として屋外陸上競技場の測定結果に着目し, 4×4 MIMO 伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を求めた. 2×4 MIMO チャンネル容量 (2Tx) と, 本推定方法により求めた 4×4 MIMO チャンネル容量 (4Tx) の累積度数分布を示す. 屋内の見通し環境と見通し外環境では分布の傾向は等しく, 4 送信の場合では測定範囲の 99% で 17.2 bits/sec/Hz 以上と高い値を取り, 安定した 4 送信の MIMO 多重伝送が期待できる. 一方, 屋外撮影環境の 4×4 MIMO チャンネル容量は 7.8 bits/sec/Hz から 23.5 bits/sec/Hz の幅広い値を取り, 4 送信の MIMO 多重伝送を行う場合でも, 厳しい環境と適した環境が混在した伝搬環境であり, 屋外撮影環境で安定した MIMO 多重伝送を実現するには, 課題があることが明らかとなった.

次に, 標準規格 ARIB STD B-43 のフルモード (帯域幅 108.8 MHz) の OFDM 信号を用いた場合を想定し, 累積確率 1 % の MIMO チャンネル容量の値から 4×4 MIMO 伝送容量を求めた. 表 3.6 に計算結果を示す. その結果, 屋内外の撮影環境においても, 42 GHz 帯と 4 送信 MIMO 多重伝送を適用することにより, 1 % アウテージ容量で約 1 Gbps の伝送容量を実現できる見込みを得ることができた.

3.5 むすび

本章では, 2 系統の OFDM 信号を送信する 42 GHz 帯および 55 GHz 帯の MIMO-OFDM 伝送装置を用いて, 屋内および屋外撮影環境におけるミリ波帯の伝搬特性 (平均受信 CNR, 送信相関, MIMO チャンネル容量) を伝搬実験により求め, MIMO 多重伝送の可能性を検証した.

55 GHz 帯については, 50 坪級テレビスタジオにおける送信アンテナおよび受信アンテナ配置を変えた時の伝搬特性をそれぞれ比較し, 送信アンテナ配置よりも受信アンテナ配置が伝搬特性に与える影響が大きいことがわかった.

また、この伝搬特性の相違は平均受信 CNR の違いが主な要因となっていることが明らかとなった。

一方、42 GHz 帯については、屋内の撮影環境として NHK ホール、コンサート会場において、屋外の撮影環境として陸上競技場での伝搬特性を求めた。そして、屋内撮影環境では見通し内および見通し外のどちらにおいても送信相関は最大でも 0.7 程度となり、主に平均受信 CNR の確保が課題となる傾向があることがわかった。屋外撮影環境では、送信相関は最大で 0.8 以上の値をとる場合があることに加えて、平均受信 CNR も大きなばらつきを持つ環境であることが確認でき、MIMO 多重伝送の信号検出が難しくなるエリアが存在することが明らかとなった。

また、屋内および屋外の撮影環境で測定した 2×4 MIMO の伝搬路応答から、送信機の移動速度を考慮して 4×4 MIMO の伝搬路応答を推定し、各撮影環境における送信 4 系統の MIMO チャネル容量を求めた。そして、屋内外の撮影環境においても、42 GHz 帯電波と送信多重数 4 の MIMO 多重伝送を適用することにより、99 % の範囲で約 1 Gbps の伝送容量を実現できる見込みを得ることができた。

第4章

撮影環境でのミリ波帯 MIMO 伝送の適用

4.1 まえがき

3章では、ミリ波帯ワイヤレスカメラの運用を想定する撮影環境下で行った 2×4 MIMO 伝搬実験の測定結果から、MIMO 伝搬特性を求めて評価を行った。そして、42 GHz 帯を用いた 2×4 MIMO 多重伝送を行った場合では、屋内撮影環境であれば平均受信 CNR が 20 dB 以上を確保でき、9 bits/sec/Hz 以上の MIMO チャネル容量が実現できる見込みを得た。一方、屋外撮影環境では、送信相関が 0.8 以上の高い伝搬路相関となるマルチパスが見込めないエリアや、平均受信 CNR が 20 dB 以下となるエリアが存在するために、MIMO チャネル容量は 4 bits/sec/Hz から 13 bits/sec/Hz と幅広い値をとり、安定した大容量伝送の実現には課題があることが明らかとなった。

本章では、屋内環境および屋外環境において、ミリ波帯 2×4 MIMO 多重伝送の ZF 検出をベースとした伝送特性の測定を行い、MIMO 多重伝送を用いたミリ波帯ワイヤレスカメラの実現性について検討する。

まず、屋内環境では、一般的なテレビスタジオの大きさである 50 坪級テレビスタジオにおいて、要求される回線信頼性を満たす場所（以下、送信エリア）の把握のために、55 GHz 帯を搬送波とする 2×4 MIMO-OFDM 伝送装置を用いて伝送実験を行った。そして、受信アンテナ配置の違いによる送信エリアの変化を調査し、場所率の確保に適した受信アンテナ配置条件を検討した。

次に、屋外環境において、反射波がほとんどない見通し (LOS, Line-Of-Sight)

環境での運用を想定し、高い相関を持つ MIMO 伝搬路による伝送特性の劣化を抑制するために、2 系統の OFDM 信号をそれぞれ水平偏波・垂直偏波に割り当てる直交偏波 MIMO 多重伝送の伝送実験を行った。

この直交偏波 MIMO 多重伝送における、見通し環境における MIMO 多重伝送の伝送特性の改善については、数多くの報告例がある [67]-[71]。また、送信機の小型化を実現するために、水平および垂直偏波のアンテナが一体化した小型な直交偏波アンテナを設計し、直交偏波 MIMO 多重伝送に用いた報告例もある [72][73][74]。これらの報告では、送信アンテナ間の交差偏波識別度 (XPD, cross-polarization discrimination) を上げて MIMO 伝搬路の相関特性を抑制することで、見通し内における MIMO 多重伝送の伝送特性の改善や、波長と比較して非常に短い間隔で送信アンテナを配置した MIMO 多重伝送の実現に成功している。しかし、これらの報告の中に、アンテナの指向性に捉われない移動伝送を目的として、オムニアアンテナを用いた直交偏波 MIMO 多重伝送の検討例はほとんどない。さらに、数少ないオムニアアンテナを用いた直交偏波 MIMO 多重伝送の研究例 [72] の中でも、ミリ波帯を対象としたものはない。理由としては、MIMO 多重伝送を用いた移動伝送を実現するためには、送信アンテナ同士の放射パターンをなるべく同一にする必要があるが、特に線状アンテナなどの簡易な構造を持つオムニアアンテナの実現が難しいミリ波帯においては、等しい放射パターンを持つ水平偏波および垂直偏波のオムニアアンテナを作製するのが困難であることが挙げられる。異なる偏波を用いる直交偏波 MIMO 多重伝送では、両者の放射パターンの相違を極力小さくするために、水平偏波および垂直偏波のオムニアアンテナの構造をなるべく同一とすることが効果的であると考えられる。

また、直交偏波 MIMO 多重伝送の研究に関して、見通し環境下における伝搬路応答の相関特性の抑制や、MIMO 信号検出の特性向上を検討した研究例 [69][73] はあるものの、直交偏波の利用による平均受信 CNR の減少が伝送特性にどのような影響を及ぼすか、実際に検討した例はない。

本章では、偏波変換板 [36] を用いた放射パターンの等しい水平および垂直偏波の 42 GHz 帯水平面オムニアアンテナを試作し、直交偏波 MIMO 多重伝送に適用することで、屋外見通し環境における送信相関の抑制と CNR-BER 特性の改善を伝送実験により確認し、屋外撮影環境におけるミリ波帯の MIMO 多重伝送の可能性を明らかにした。

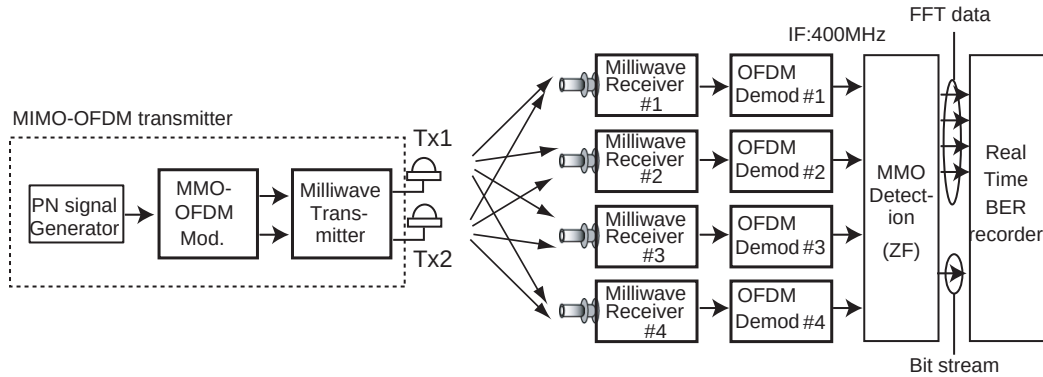


図 4.1 実験系統図

4.2 55 GHz 帯の MIMO 伝送特性 (50 坪級スタジオ)

要求される回線信頼性を満たす送信機の移動範囲（以下、送信エリア）の把握のために、55GHz 帯を搬送波とする 2×4 MIMO-OFDM 伝送装置 [78][79] を用いて、50 坪級テレビスタジオで伝送実験を行った。本論文では、3.3 項において 50 坪級テレビスタジオにおける 55GHz 帯の伝搬特性の評価を行い、受信アンテナの配置が伝搬特性に大きな影響を与えることを明らかにした。本項では、最適な受信アンテナの配置および 50 坪級テレビスタジオの全域を送信エリアとするために必要な受信機台数の検討を行った。

4.2.1 伝送実験系統と実験方法

本伝送実験の系統図を図 4.1 に示す。本伝送実験では BER 特性を求めるために、MIMO-OFDM 送信部の PN 信号発生器から生成した既知信号である 23 次擬似ランダムビットストリーム（以下、ビット列）を、送信データとして MIMO-OFDM 変調部に入力し、2 系統の OFDM 信号を生成した。この OFDM 信号の信号諸元は表 3.1 に従い、標準規格 ARIB STD B-43 のハーフモード、GI 長は有効シンボル長の $1/16$ 倍とした（付録 I.2）。また、MIMO-OFDM 送信部の向きは、送信アンテナ軸が受信機の軸と平行となるように維持し、図 3.5 のように X 軸方向に秒速 0.5 m でレール上を移動させた。

一方、受信側では、OFDM 復調部において 4 系統の受信信号に FFT 処理を施し、MIMO 伝搬路応答の推定とデータキャリアの抽出を行った。次に、MIMO 信号検出部において、推定した MIMO 伝搬路応答とデータキャリアを用いて、

表 4.1 リアルタイム誤り率解析記録装置の諸元

記録系統数	最大 8 系統
FFT 信号記録レート	最大 320 MB/sec
ビット列記録レート	20-240 Mbps/系統
記録容量 (FFT/ビット列)	各 1.4 TB
A/D 分解能 (I, Q 軸)	14 bit
装置サイズ	560 (W) × 1250(h) × 850(d) mm

ZF の軟判定信号検出を行って元のビット列を復元し，リアルタイム誤り率解析記録装置で BER を求めて記録した．ここでは，誤り訂正を行わずに復元したビット列から BER を計算した．また，この BER 計算の積算時間並びにサンプル間隔は，1 OFDM フレーム (= 6.814 ms, 408 シンボル) とした．なお，送信機の移動速度と BER の積算時間から，場所率を定義する X 軸方向の最小単位は 3.4 mm となる．

リアルタイム誤り率解析記録装置は，OFDM 信号の FFT 処理後のサブキャリアの信号と復元したビット列を記録するとともに，誤り率をリアルタイムで算出することができる．受信機は，3.3 項と同様に，図 3.5 の 2 種類の配置で照明ボタンに固定し，受信アンテナ間隔を受信機の配置がパターン 1(図 3.5(a)) の場合で 0.5 m ずつ，受信機の配置がパターン 2(図 3.5(b)) の場合で 1.0 m ずつ変化させたときの BER を，それぞれ測定した．また，送受信アンテナの設置条件は表 3.3 と同様とした．リアルタイム誤り率解析記録装置の諸元を表 4.1 に示す．

4.2.2 受信アンテナ配置と BER 分布

図 4.2 に，受信アンテナ間隔を 2 m 間隔とし，受信機の配置をパターン 1 およびパターン 2 としたときに測定した BER 分布を示す．ここでは，伝送システムに適用する誤り訂正として，1/2 畳込み符号と (204,188) リードソロモン (RS, Reed Solomon) 符号の接続符号を想定し， 1.0×10^{-2} 以下となる BER はこの誤り訂正により全て訂正できるものとした．図 4.2 では，BER が 1.0×10^{-2} を超える測定点を丸点，BER が 1.0×10^{-2} 以下となる測定点を線で示している．また，図 4.2 では，受信機の配置パターンに応じた BER 分布の特徴を比較

するために、概ね BER が 1.0×10^{-2} 以下となる範囲を送信エリアとして、枠で囲んで示した。

図 4.2(a) から、受信機の配置をパターン 1 とした場合には、受信アンテナ近傍で BER が 1.0×10^{-2} を超える測定点が数多く分布し、BER 特性が大きく劣化している。これは、送信機の位置が受信アンテナの半値角の範囲外となる範囲にあり、十分な受信電力が得られないことが要因だと考えられる。また、比較的受信環境が良好な送信エリアは、受信アンテナから 2 m 程度離れた地点から横長の範囲で広がっている。

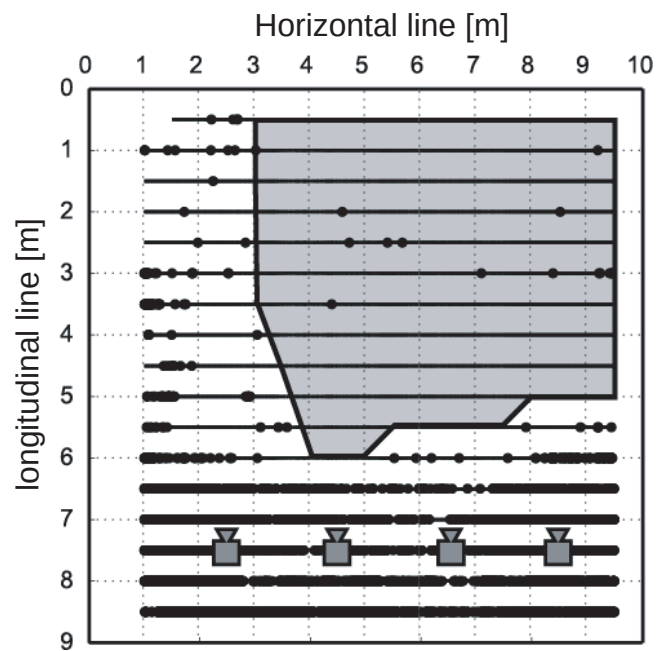
一方、図 4.2(b) から、受信機の配置をパターン 2 とした場合には、受信アンテナ近傍においても BER が 1.0×10^{-2} を超える測定点の数は少なく、送信エリアは受信エリアの下や裏側を含んだ縦の範囲に広がっている。これは、対向する 2 系統ずつの受信アンテナが相補的に送信信号を補足するため、受信アンテナの半値角の範囲外となるエリアが減少することが要因だと考えられる。

以上の結果から、受信アンテナ配置により、送信エリアの形状や大きさが大きく変化することがわかる。

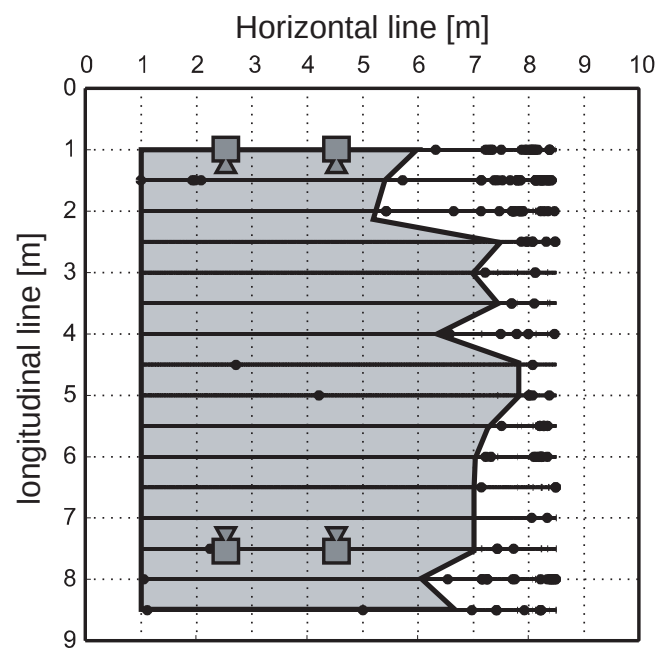
4.2.3 送信場所率と送信エリア

4 系統の受信機をパターン 1 の配置で固定し、図 4.3 に受信アンテナ間隔を各々 1.5 m, 2.5 m とした場合に測定した BER 分布、図 4.4 に受信アンテナ間隔を 2.5 m とした場合の BER の正規確率紙による累積度数分布、表 4.2 に受信アンテナ間隔を 1.5 m および 2.5 m と設定したときの各々の送信エリアの大きさを示す。ここでは、測定範囲において、「BER が 1.0×10^{-2} を超える測定点の数」と「測定点の総数」との比を送信場所率 (以下、場所率) と定義し、この場所率が 99.5% となるエリアを 99.5% 送信エリア、場所率が 99.9% となるエリアを 99.9% 送信エリアとして、図 4.3 にそれぞれ A, B として示した。この 99.5% 送信エリアおよび 99.9% 送信エリアは、図 4.3 の累積度数分布において BER が 1.0×10^{-2} 以下の割合が、各々 99.5% (場所率 99.5%) ならびに 99.9% (場所率 99.9%) となるように決定した。

図 4.3 および表 4.2 から、99.5% 送信エリアに着目すると、受信アンテナ間隔が 1.5m から 2.5m に広がると共に送信エリアも広がっていることがわかる。しかし、図 4.3 では、送信エリアの拡大と同時に BER が 1.0×10^{-2} を越える測定点も送信エリア内に増加する傾向にある。一方、99.9% 送信エリアでは、受

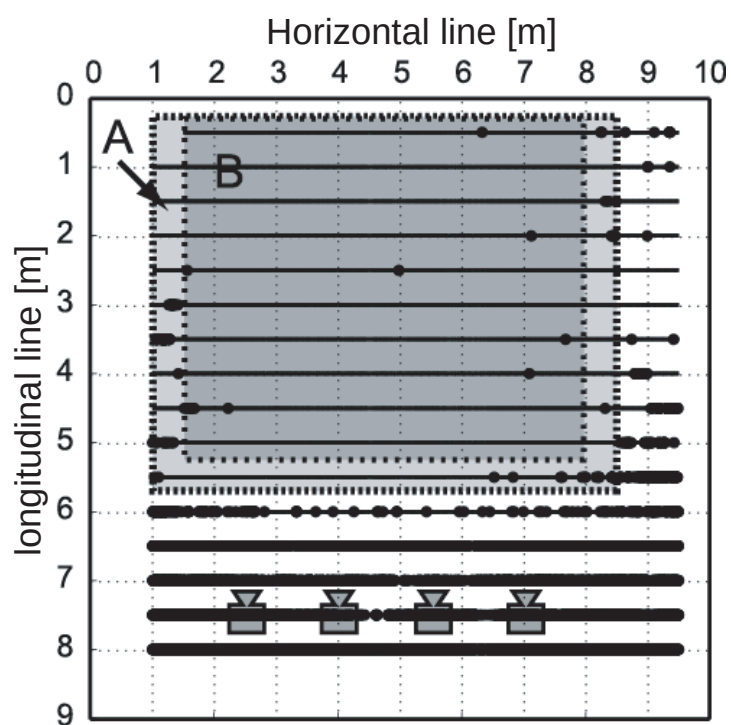


(a) パターン 1 の BER 分布

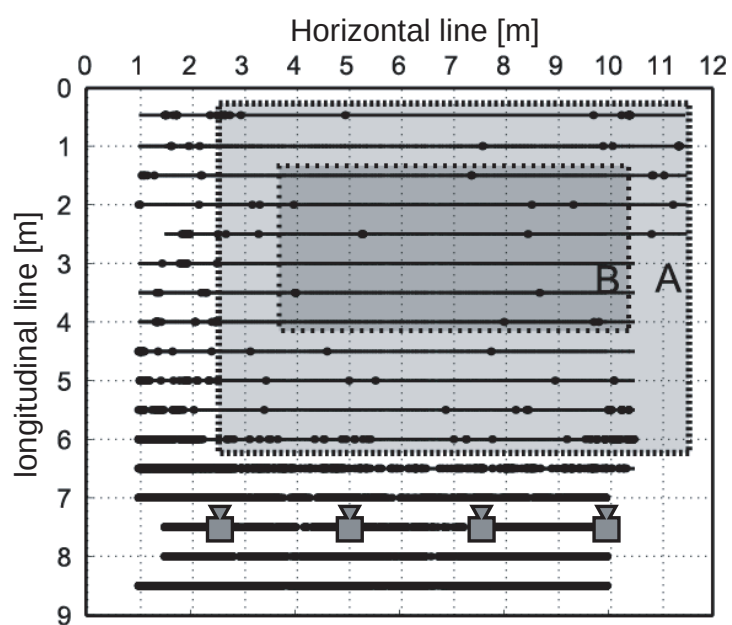


(b) パターン 2 の BER 分布

図 4.2 受信機の配置による BER 分布の変化



(a) 受信アンテナ間隔 1.5 m



(b) 受信アンテナ間隔 2.5 m

図 4.3 受信アンテナ間隔による BER 分布の変化

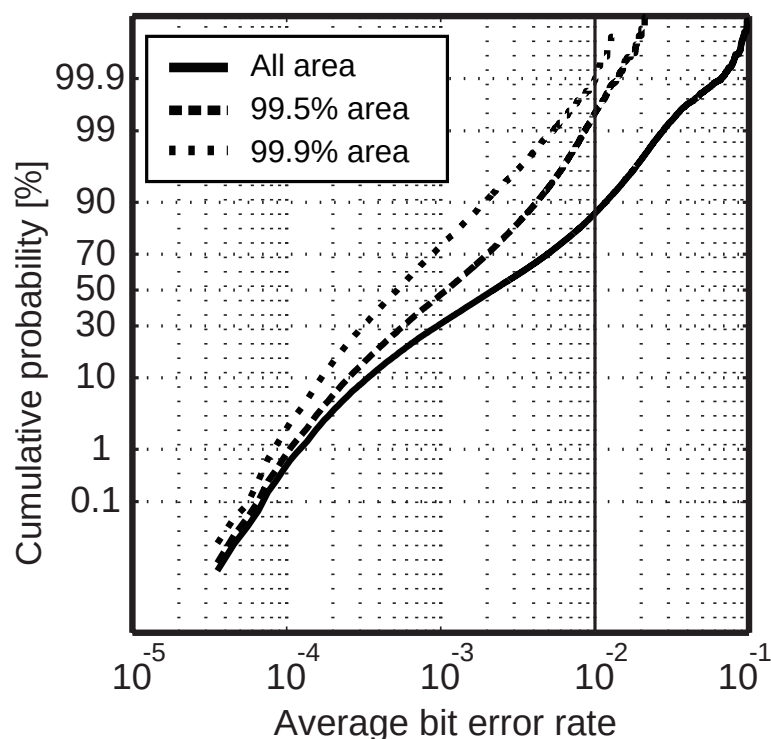


図 4.4 受信アンテナ間隔 2.5 m とした場合の BER の累積度数分布

表 4.2 受信アンテナ間隔と送信エリアの関係

受信アンテナ間隔	1.5 m	2.5 m
99.5% 送信エリア	37.5m ²	44.0m ²
99.9% 送信エリア	32.5m ²	21.0m ²

信アンテナ間隔が大きくなると送信エリアが縮小する傾向となった。このように場所率により送信エリアは大きく変化し、要求される場所率ごとに最適な受信アンテナ間隔が存在することがわかる。また、図 4.4 の全てのエリアの BER 分布では、BER が 1.0×10^{-2} を超える測定点の占める割合は全体の 10% 以上と大きな割合を占め、99.5% 送信エリアおよび 99.9% 送信エリアの分布と異なり、正規確率紙上で直線にならず右に大きく歪んでいる。これは、十分な受信電力で信号を受信できていない測定点が多く存在することが理由であり、4 系統の受信機では 50 坪級のテレビスタジオ全域を送信エリアとしてカバーすることが難しいことを示している。

4.2.4 受信アンテナ配置と送信エリア

図 4.5 に、受信機の配置および受信アンテナ間隔を変更した場合における 99.9% 送信エリアの面積の変化を示す。4 系統の受信機の配置をパターン 1 およびパターン 2 とした場合について、受信アンテナ間隔の変化に対して送信エリアはある一定値に飽和する傾向にある。送信エリアが小さくなると、スタジオ全域を送信エリアとしてカバーするために必要となる受信機の数が増加するため、送信エリアを最大にして受信機の数なるべく少なくする効率の良い受信機の配置や受信アンテナ間隔が存在すると思われる。

4.2.5 送信エリアの拡大に向けた受信機の数と配置の検討

図 4.5 の結果から、ZF 検出を用いた MIMO 多重伝送に関しては、4 系統の受信機だけでは 50 坪級のテレビスタジオ全域を送信エリアとしてカバーするのが難しいことがわかった。そこで、多数の受信機をスタジオ内に設置し、その中から最適な受信信号を 4 系統選択して ZF 検出する選択ダイバーシティの適用を考え、必要となる受信アンテナ数を検討した。

図 4.6 に、スタジオ全域が送信エリアとなるように、4 系統の受信機を選択を前提にして 12 系統の受信機を 50 坪級テレビスタジオに配置した例を示す。図 4.6 では、図 4.5 の受信アンテナ間隔 2 m で測定した BER 分布を参考にし、図 4.2 のパターン 1 およびパターン 2 の受信機の配置を組み合わせることで予想される 99.9% 送信エリアを実線で囲んで示した。

このように、12 系統の受信機から 4 系統の受信機を選択することで、50 坪級 (125m^2) のテレビスタジオを 104m^2 まで場所率 99.9% 送信エリアに拡大することができる見込みを得た。

4.3 直交偏波 MIMO 多重の屋外伝送実験

MIMO 多重伝送は、屋内などのマルチパスリッチな伝搬環境では、伝送容量を大幅に増加させることが可能である。一方、反射波がほとんどない見通し (LOS, Line-Of-Sight) 環境では MIMO 伝搬路の相関特性が大きくなり、信号検出の精度は大幅に劣化する。そこで、直交偏波 MIMO 多重伝送を適用する

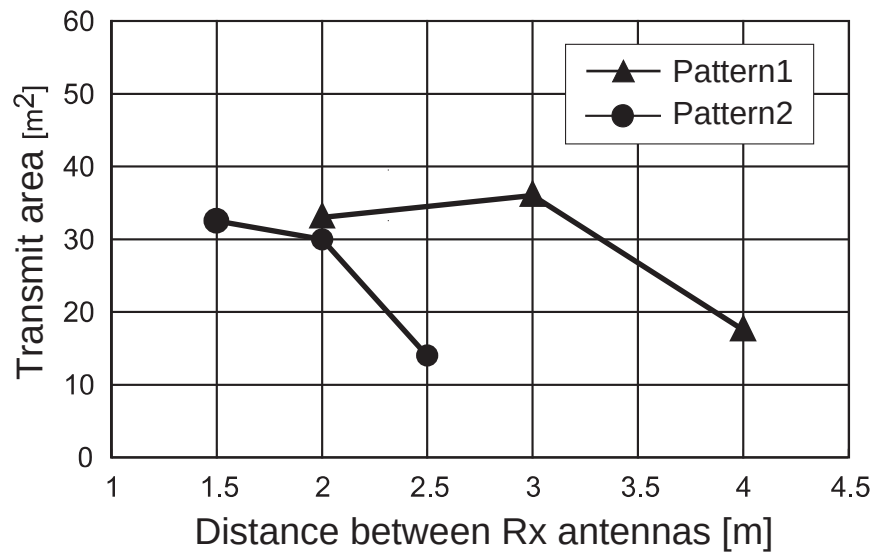


図 4.5 受信機の配置と 99.9% 送信エリアの面積の関係

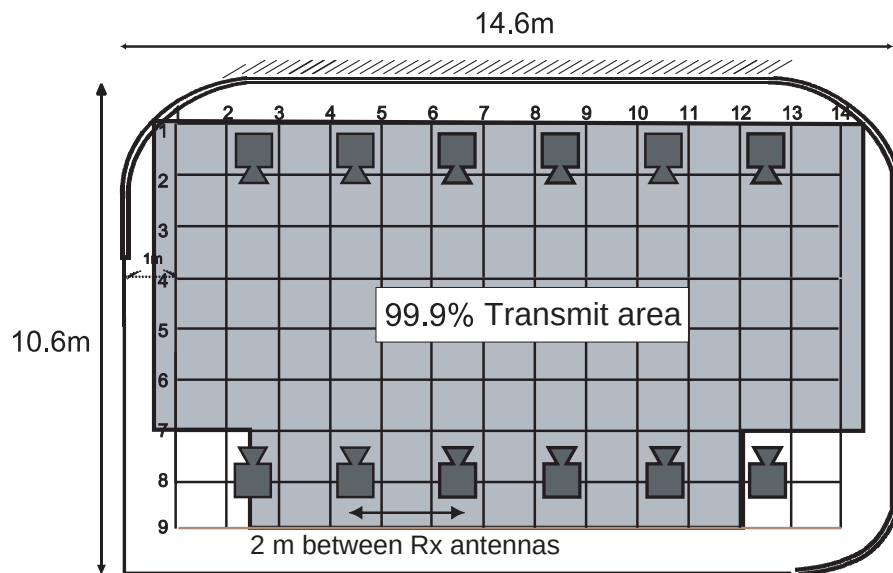


図 4.6 受信信号を選択した場合の 99.9% 送信エリア

ことで MIMO 伝搬路の相関特性を抑制し，屋外環境における MIMO 信号の検出精度の改善を図った．

4.3.1 42 GHz 帯垂直/水平偏波オムニアンテナ

カメラ側 (送信側) が自由に移動して伝送するミリ波帯ワイヤレスカメラを想定し，直交偏波 MIMO 多重伝送に適した送信アンテナの試作を行った．試作した送信アンテナの設計指針を下記に列挙する．

1. 水平面無指向性であること
2. 垂直および水平偏波アンテナの放射パターンが同一で十分な XPD を有すること
3. 垂直面に関して，水平面を中心に放射パターンの半値角が 60° 以上
4. 可能な限り小型であること

(1) の条件は，前述したとおり，送信側が自由に移動するために必須となる．(2) の条件は，送信アンテナの向きを気にせず，広範囲を移動する MIMO 多重伝送の実現のために求められる．(3) の条件は，受信機を櫓の上部や照明ボタンなど撮影者に対して斜め上方向に取り付けて運用するために必要となり，送信アンテナの放射パターンは，水平面を中心に送信アンテナの半値幅が 60 度以上となるように設計する．(4) の条件は，撮影カメラに取り付けることができる送信機の大きさには制限があり，アンテナ同士の放射パターンに影響を与えないために必要となる．また，(2) の条件について，屋外環境での MIMO 多重伝送の伝送特性の改善には十分な XPD が求められるため [69][73][75]，(1) および (3) の条件で示したアンテナの放射パターンの範囲において，試作する水平および垂直偏波アンテナ同士の XPD は 10 dB 以上を確保することを目標とした．

筆者らは，これらの条件を満たす送信アンテナを実現するために，偏波変換膜 [36] を装荷した垂直および水平偏波の 42 GHz 帯オムニアンテナを試作した．この偏波変換膜は， 42 GHz 帯の電波が通過すると偏波を 90° 回転させる特性を持つ．また，偏波変換膜を通過したことによる電力ロスはいわゆる小さいため，両偏波のオムニアンテナの放射パターンは同一となる．図 4.7 にこの垂直およ

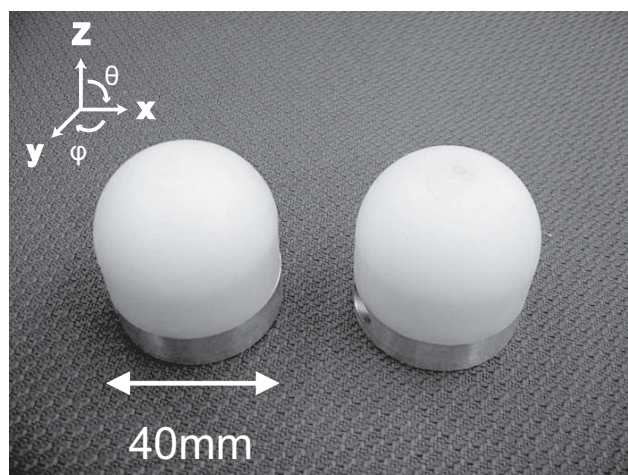


図 4.7 42GHz 帯オムニアンテナ (左:垂直偏波, 右:水平偏波)

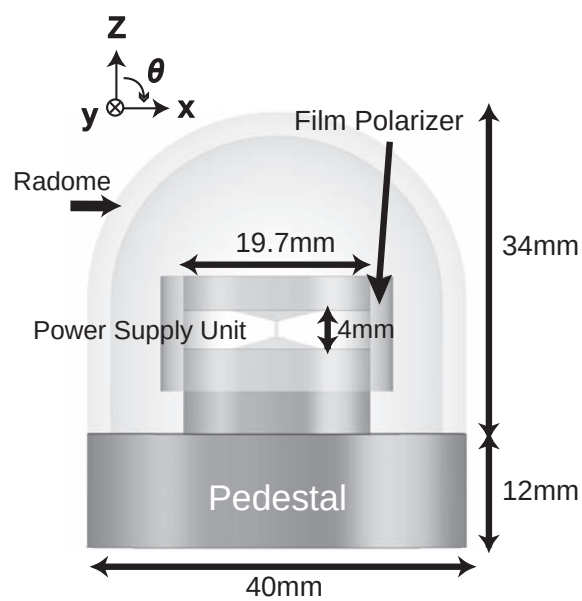
表 4.3 垂直/水平偏波オムニアンテナ諸元

使用周波数帯域		41 - 42 GHz
アンテナ 利得	垂直偏波オムニ	1 dBi
	水平偏波オムニ	0 dBi
アンテナ形状		バイコニカルアンテナ
指向性	水平面	無指向性
	垂直面	半値幅：約 60°
筐体サイズ		40(縦)×40(横)×40(高さ) mm

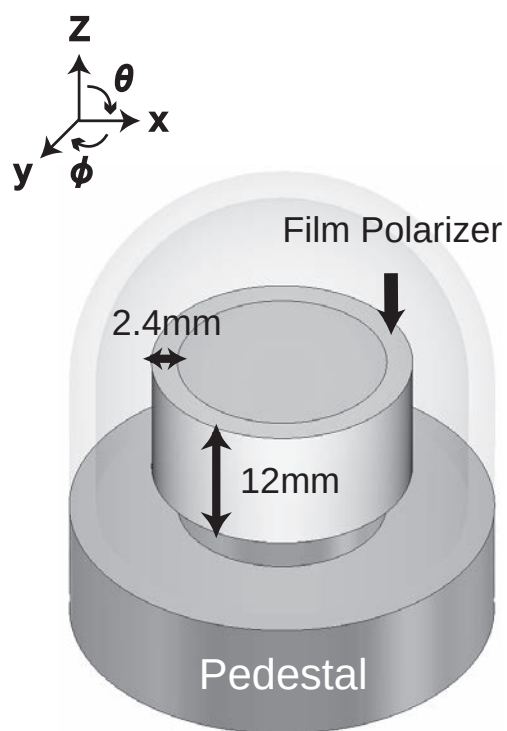
び水平偏波のオムニアンテナ, 図 4.8 に水平偏波オムニアンテナの構造, 表 4.3 にアンテナパラメータを示す.

試作したオムニアンテナは, 偏波変換膜を巻きつけること, 41 GHz から 42 GHz の広帯域な帯域幅が必要となることから, 円筒型の構造を持ち, 広帯域化が容易なバイコニカルアンテナをベースとした. 垂直偏波オムニアンテナは, 図 4.8 に示すように芯線が上部の金属板に接続され, 上部と下部の金属板が絶縁されたバイコニカルアンテナの構造を持つ. インピーダンス整合をアンテナ高の 4 mm とし, 41 GHz の半波長より若干長く設定した.

一方, 水平偏波オムニアンテナは, この垂直偏波オムニアンテナ円筒型の金属板に偏波変換膜を巻きつけ, 垂直偏波オムニアンテナから放射された垂直偏波の電波を水平偏波に変換することで実現した. この偏波変換膜がアン



(a) Front view



(b) Overhead view

図 4.8 水平オムニアンテナの構造

テナの給電点に近接し過ぎている場合には、誘導電磁界がスリットの網目に発生して XPD を劣化させる．そこで、XPD を 10 dB 以下としながらもアンテナの小型化を実現するために、アンテナの金属板の直径を 20 mm 程度とした．

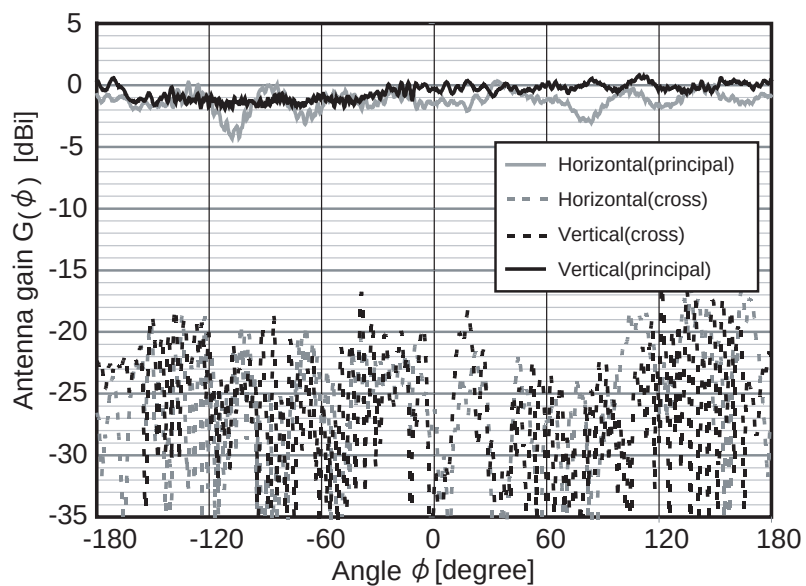
図 4.9 に、試作した垂直および水平偏波の水平面オムニアンテナの放射パターンの測定結果を示す．図 4.9(a) では、各オムニアンテナの x-y 平面の主偏波を比較すると、アンテナ利得の平均値は水平偏波オムニアンテナで -2.5 dBi, 垂直偏波オムニアンテナで -1.2 dBi となった．水平面オムニアンテナの放射パターンには偏波変化膜によるアンテナ利得の減衰が若干見られるものの、平均利得差は 1.3 dB 程度となっており、垂直偏波および水平偏波オムニアンテナでほぼ同等の放射パターンを実現することができた．また、交差偏波に着目すると、XPD が 15 dB 以上確保できていることがわかった．

図 4.9(b) では、各オムニアンテナの z-x 面の主偏波を比較すると、 θ が $-120^\circ \leq \theta \leq -40^\circ$ と $+40^\circ \leq \theta \leq +120^\circ$ の範囲において、垂直および水平偏波オムニアンテナの放射パターンが同等であることを確認した．また、交差偏波に着目すると、 θ が $-120^\circ \leq \theta \leq -40^\circ$ と $+40^\circ \leq \theta \leq +120^\circ$ の範囲において、XPD が 10 dB 以上確保できることを確認した．以上から、送信アンテナの x-y 面から $\pm 30^\circ$ の範囲では、試作した垂直偏波と水平偏波オムニアンテナは、放射パターンの同一性および高い XPD が実現できていることがわかる．

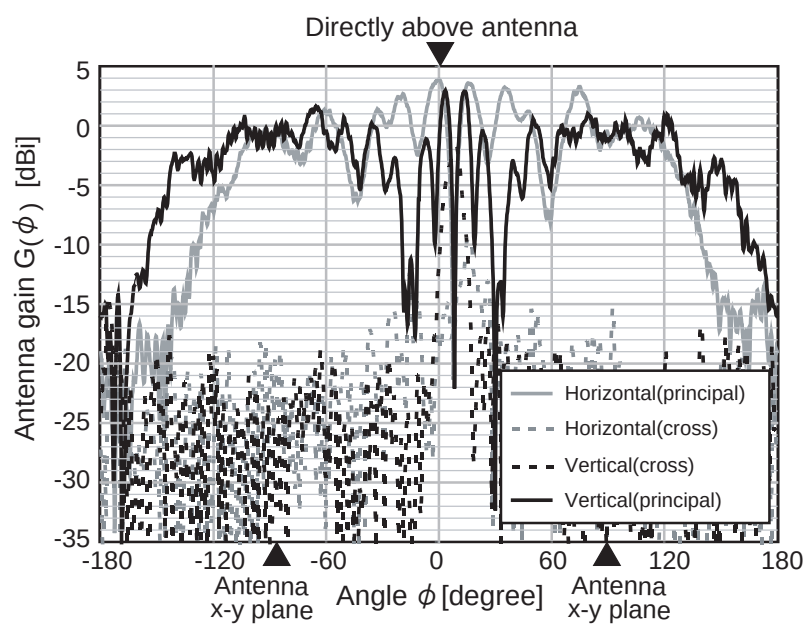
一方、図 4.9(b) の θ が $-20^\circ \leq \theta \leq +20^\circ$ のアンテナの真上部分では、アンテナ円板の上部に生じる不要電流の影響から、XPD は大きく減少している．しかし、想定する伝送システムでは、複数の受信機を分散して配置するため、アンテナ真上部分から送信される信号だけが受信機で受信されることはなく、MIMO 多重伝送の伝送特性に与える影響は非常に小さいと考えられる．

4.3.2 屋外伝送実験

MIMO 多重伝送は、各伝搬路応答の特性差をもとに同一周波数上の複数の OFDM 信号を分離する．このため、反射波が少なく伝搬路間の相関性が高い見通し環境では、この信号分離・検出性能が大幅に劣化する．この伝搬路間の相関性は、直交偏波を用いることで抑制できることが実験で証明されており [73], 筆者らは直交偏波を利用した見通し環境での MIMO 多重伝送を検出している．そこで、障害物のない屋外見通し環境において、直交偏波を用いた場合と用いない場合の MIMO 多重伝送の伝送特性を測定し、比較した．図



(a) x-y 平面



(b) z-x 平面

図 4.9 アンテナパターンの測定結果

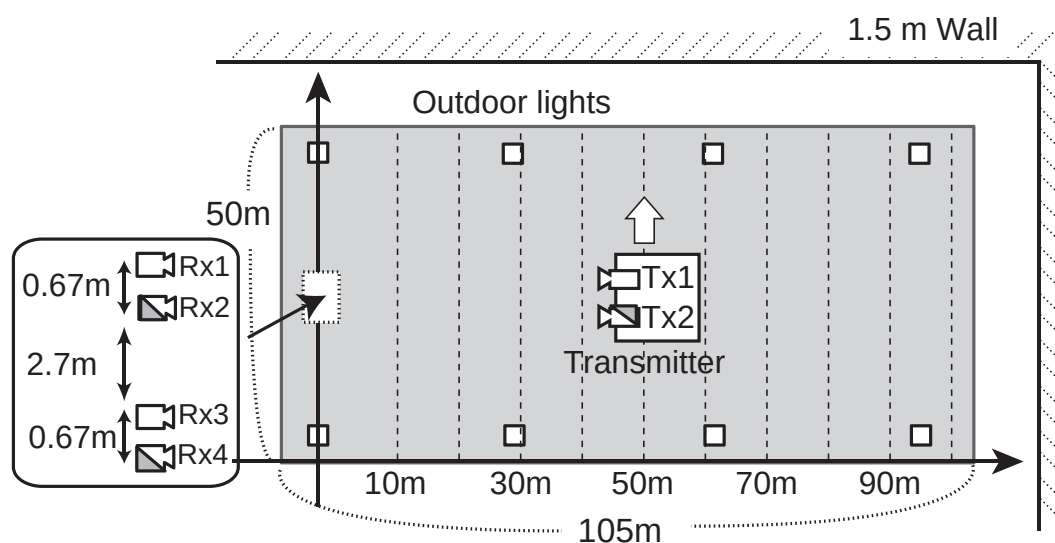


図 4.10 屋外伝送実験の概要

表 4.4 OFDM 信号諸元

出力電力 (OFDM)		100 mW × 2
FFT ポイント数		1024
キャリア	データ	16QAM
変調方式	パイロット	BPSK

表 4.5 送受信アンテナ条件

送信	タイプ	水平面オムニアンテナ
アンテナ	アンテナ高/間隔	1.9 m/0.125 m
受信	タイプ	ホーン (利得:10dBi)
アンテナ	アンテナ高/間隔	1.5 m/0.67, 2.7 m

4.10 に測定実験環境，表 4.4 に使用した OFDM 信号の信号諸元，表 4.5 に本伝送実験の送受信アンテナ条件を示す．また，実験に使用した OFDM 信号は，標準規格 ARIB STD B-43 のハーフモード，GI 長は有効シンボル長の 1/16 倍とした (付録 I.2)．

本伝送実験では，2 系統の送信アンテナを装備した送信装置から OFDM 信号を出力し，ホーンアンテナを装備した 4 台の受信機を用いて受信し，復調

表 4.6 遅延プロファイルの測定結果

	遅延波の数	r.m.s 遅延 スプレッド	ライス ファクタ
平均	4.26	55.89 [nsec]	12.87 [dB]
標準偏差	5.55	64.66 [nsec]	6.66 [dB]

する．実験系統は，図 4.1 と同様とした．本実験では，送信装置を図 4.10 で示す 10 m 間隔で引いた全ての点線上を矢印の方向に移動させ，誤り率特性測定用の 23 次の疑似ランダム信号を OFDM 信号のデータキャリアに乗せて 2 本のオムニアンテナから送信した．この OFDM 信号は，図 4.10 に示す 1 列に固定して設置した 4 台の受信機で受信され，QR 分解により復調して得られたビットストリームと伝搬路応答を連続記録し，1 フレーム毎 (= 6.814 msec, 408 OFDM シンボル) の誤り率や平均受信 CNR などを求めた．このとき，送信機の向きは，送信アンテナが必ず受信アンテナと正対するように配置した．また，直交偏波を用いない MIMO 多重伝送としてすべての送受信アンテナを垂直偏波とした場合と，直交偏波を用いる MIMO 多重伝送として送受信アンテナに水平/垂直偏波を割り当てた場合 (図 4.10 の Tx1, Rx1, Rx3 : 垂直偏波, Tx2, Rx2, Rx4 : 水平偏波) の 2 つのアンテナパターンで実験を行った．

4.3.3 遅延プロファイルの測定結果

測定したパイロット信号から推定した伝搬路応答を逆フーリエ変換 (IFFT) して遅延プロファイルを求め，このとき，遅延プロファイルの時間分解能は $0.015 \mu\text{s}$ となり，測定可能な遅延波の最大遅延時間は $1.97 \mu\text{s}$ となる．次に，この遅延プロファイルから直接波の受信電力に対して -20 dB 以内の受信電力を持つ電波を遅延波とみなして各遅延パラメータを求めた．この遅延パラメータとしては，遅延波の数，r.m.s 遅延スプレッド，ライスファクタを算出した．求めた遅延パラメータの平均値と標準偏差を表 4.6 に示す．

図 4.10 に示すように，送信装置の移動範囲の周囲は高さ 1.5 m 程度の壁に囲まれており，この壁付近では電波の反射の影響が大きくなる傾向にある．しかし，実験環境全体のライスファクタの平均値が 10 dB 以上であることから，この実験環境は遅延波の影響が少なく，直接波が支配的な伝搬環境とみなせ

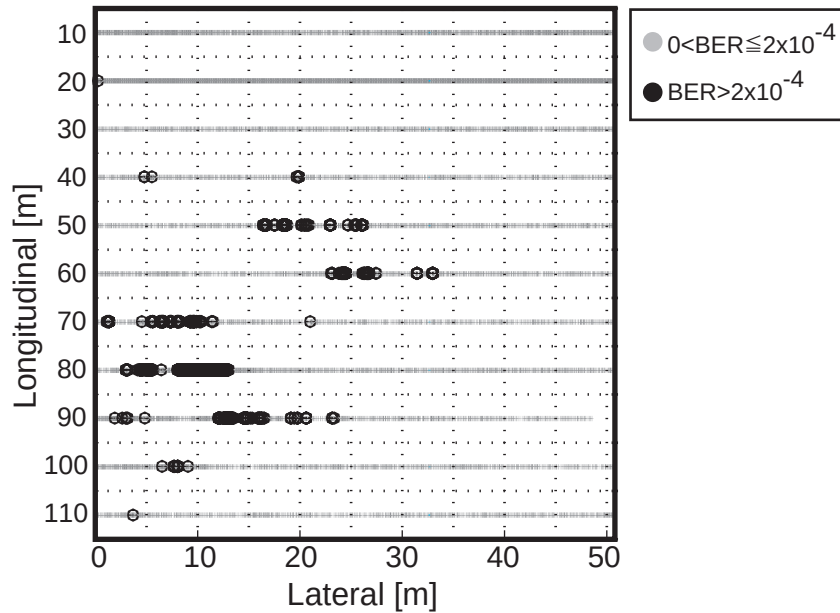


図 4.11 MIMO 多重伝送の誤り率の分布

ることがわかった。

4.3.4 直交偏波を用いない MIMO 多重伝送の伝送特性

図 4.11 に、垂直偏波のオムニアアンテナ 2 本を用いた 2×4 MIMO 多重伝送の BER の測定結果を示す。ここでは、送信信号に $1/2$ 畳込み符号化を施しており、ビタビ復号後の BER を求めた。また、誤り訂正のエラーフリーとなる基準の BER を 2.0×10^{-4} とし、灰色の点は誤り訂正で訂正可能な誤り ($0 \leq \text{BER} \leq 2.0 \times 10^{-4}$) を示し、黒い点は訂正しきれない誤り ($\text{BER} > 2.0 \times 10^{-4}$) を示している。

図 4.11 では、訂正しきれない誤りは測定領域の中央から左側にかけて集中している。特に、測定領域の中央部は十分な受信電力が得られる領域であるにも関わらず、反射波の少ない環境であるために伝搬路応答の相関特性が高くなり、BER 特性の劣化につながったと推測できる。ここで、図 4.11 の測定範囲の右側と奥側に BER 特性の劣化が見られないのは、近くの壁の反射による影響で相関特性が全体的に低く抑えられ、BER 特性の劣化が小さかったためと考えられる。

図 4.12 に、式 (3.1) から求めた送信相関と BER の関係を示す。送信相関が増

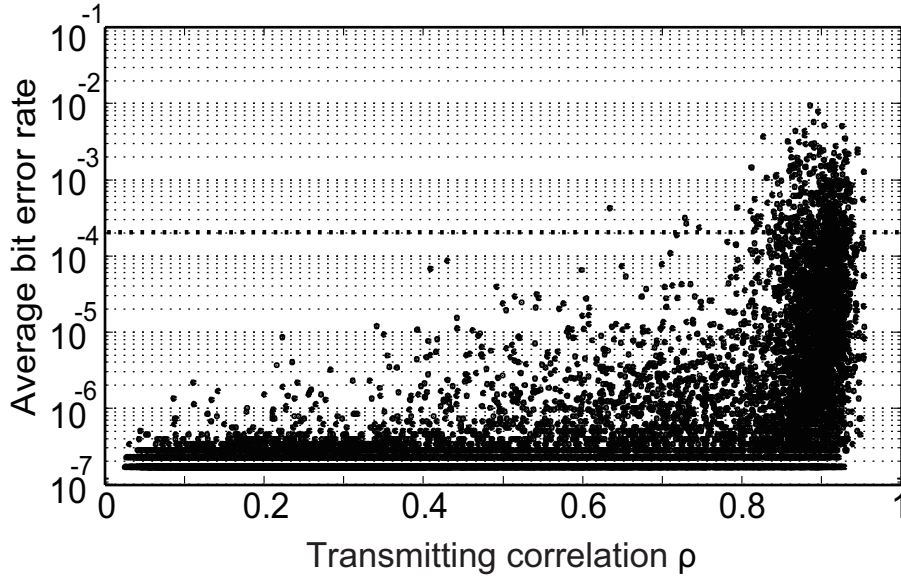


図 4.12 送信相関と BER 特性

加するにつれて大きな値となる BER の割合も増えていくが、送信相関が 0.5 以下では大きな値を持つ BER はほとんど見られないしかし、送信相関が 0.8 を超えたあたりで、大きく劣化した BER の割合が急激に増加していることがわかる。このため、送信相関を 0.8 以下に抑制することが MIMO 多重伝送には重要であると考えられる。

4.3.5 直交偏波による伝搬路特性の変化

MIMO 多重伝送の BER 特性は、受信 CNR と各伝搬路間の相関特性に大きく依存する。直交偏波を用いない場合 (以下, V-V 偏波) と用いた場合 (以下, V-H 偏波) の伝送実験の結果について、受信 CNR の累積確率分布を図 4.13, 式 (3.1) から求めた送信相関の累積確率分布を図 4.14, XPR (Cross-Polarization Power Ratio) の累積確率分布を図 4.15 に示す。ここでは, $l(l = 1, 2)$ 番目の送信アンテナと $k(k = 1 \cdots 4)$ 番目の受信アンテナ間の伝搬路応答 h_{kl} に対して, 式 (4.1) から XPR である Δ_P を算出した。

$$\Delta_P = 10 \log \left\{ \left(\sum_{k=1,3} \frac{|h_{k1}|^2}{|h_{k2}|^2} + \sum_{k=2,4} \frac{|h_{k2}|^2}{|h_{k1}|^2} \right) / 4 \right\} \quad (4.1)$$

式 (3.1) および式 (4.1) では, $m(= 1 \cdots 108)$ 番目のパイロットキャリアに対し

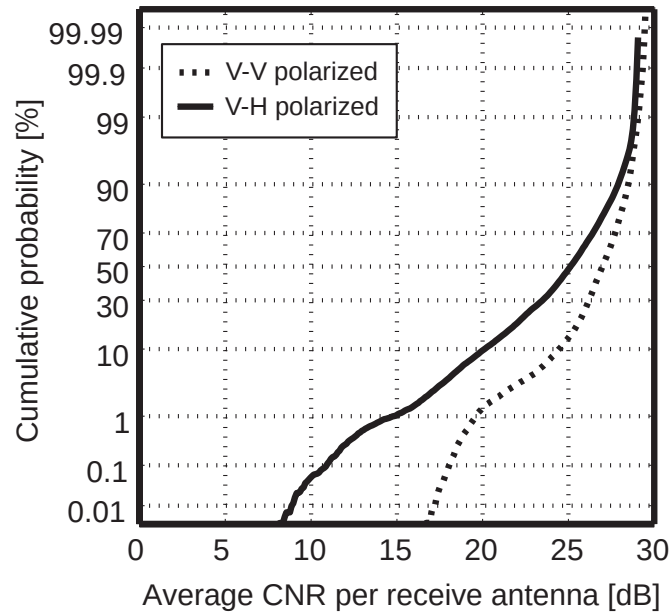


図 4.13 直交偏波による受信 CNR の変化

て送信相関および XPR をそれぞれ求め、平均化した。なお、本伝送実験では受信アンテナ間隔と比較して送信アンテナ間隔が非常に短いため、伝送特性に対して、より大きな影響を与える送信相関を用いた。

図 4.13 より、平均受信 CNR の中央値は、直交偏波を用いない場合に 27.5 dB、直交偏波を用いた場合に 25.2 dB となっており、平均受信 CNR の中央値は直交偏波を用いることにより 2.3 dB 減少している。これは、直交偏波を利用することによって、偏波の異なる送信アンテナと受信アンテナ間の電波が受信されなくなり、全体の受信電力の低下につながるためである。図 4.14 では、直交偏波を利用することにより、送信相関の中央値が 0.45 から 0.12 に、送信相関の最大値が 0.95 から 0.45 に減少している。一方、図 4.15 では、XPR の中央値が 0.97 dB から 15.5 dB に増加しており、受信側において偏波間の信号の識別が充分に行われていることがわかった。以上のことから、すべての送信相関は図 4.12 で誤り率が急激に劣化した値 (送信相関 0.8 以上) を下回っており、試作した垂直および水平偏波オムニアンテナを用いた直交偏波 MIMO 多重伝送により、信号検出に必要な送信相関の抑制が実現可能であることがわかった。

一方で、図 4.15 では、直交偏波を用いた場合には XPR は 0 dB から 25 dB と広い値をとり、全体の 10% が 5 dB 以下となる分布となった。XPR は異なる偏波間の各伝搬路の電力比を意味しており、XPR が小さい値をとる場合は、受

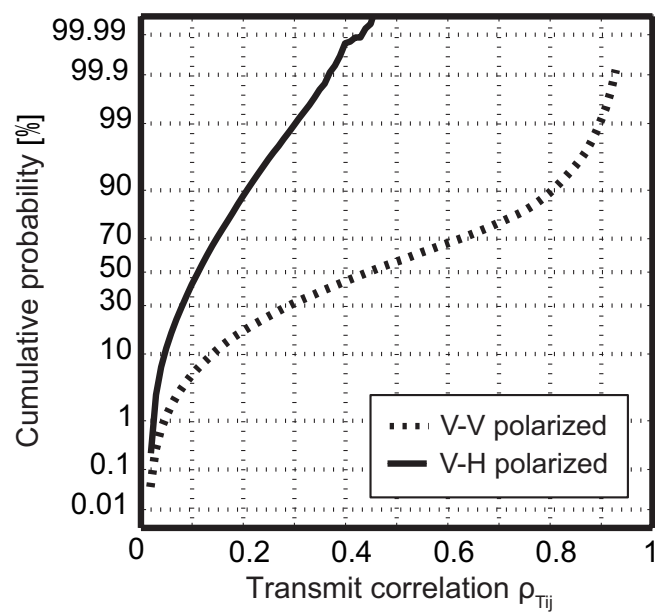


図 4.14 直交偏波による送信相関の変化

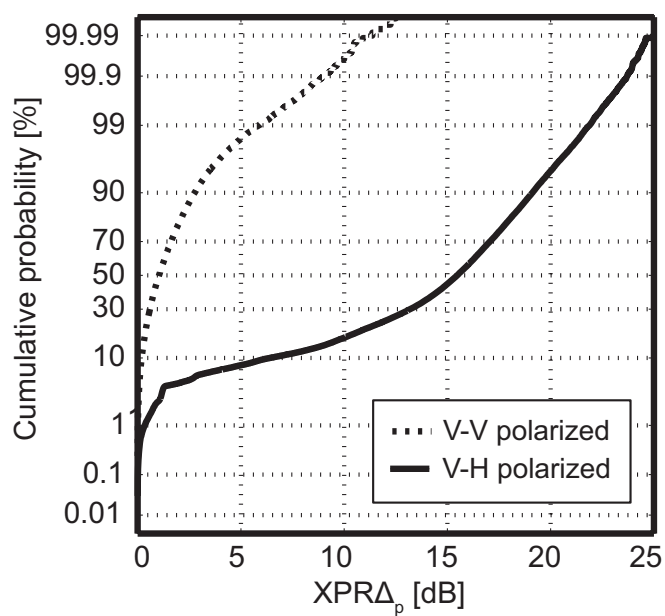


図 4.15 直交偏波による XPR の変化

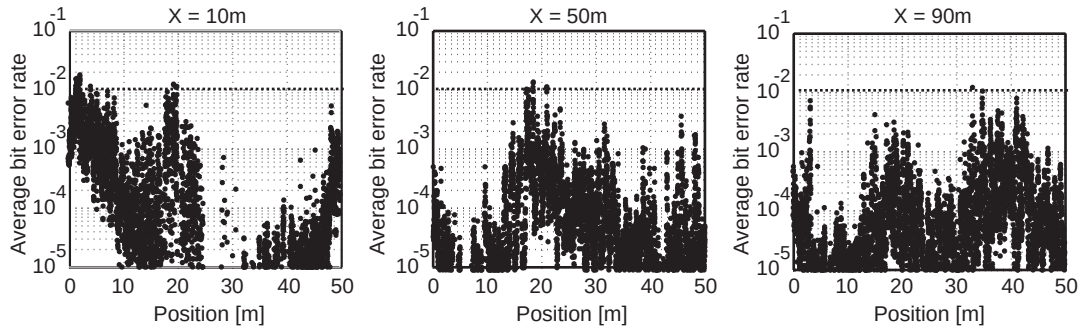


図 4.16 直交偏波を用いない場合の誤り率特性の分布

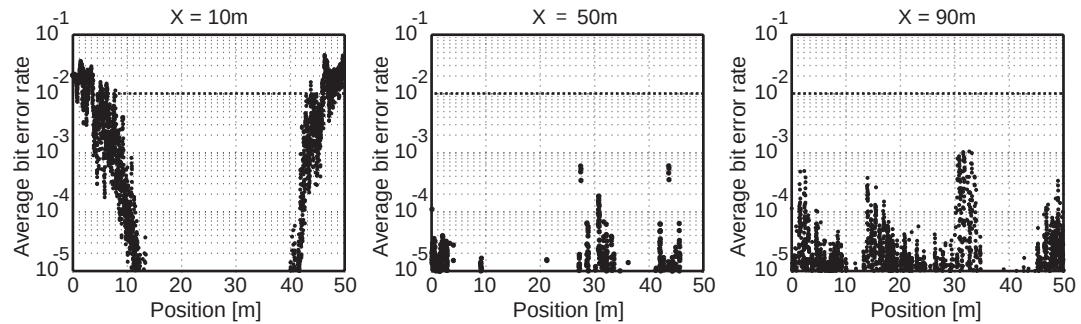


図 4.17 直交偏波を用いた場合の誤り率特性の分布

信側で異なる偏波間の信号同士が互いに強く干渉していることを示す. このことから, 直接波が支配的な屋外見通し環境でも, 反射の影響により各送信信号の偏波が回転する場合があることがわかった. 以上より, 送信機が自由に移動する移動伝送では, 送受信機の固定伝送と比較して, 高い受信信号の偏波識別度を常に維持することが難しいと言える.

4.3.6 直交偏波 MIMO 多重伝送の伝送特性

図 4.10 の $X=10, 50, 90$ m の列における BER 分布について, 直交偏波を用いない場合と直交偏波を用いた場合の QR 分解復調による BER を, 図 4.16 と図 4.17 にそれぞれ示す. ここでは, BER 分布の特徴を評価するために, BER は誤り訂正を含まない QR 分解の復調結果を用いた. この場合, $1/2$ 畳込み符号と (204,188)RS 符号によりエラーフリーとなる基準の BER を 1.0×10^{-2} とする.

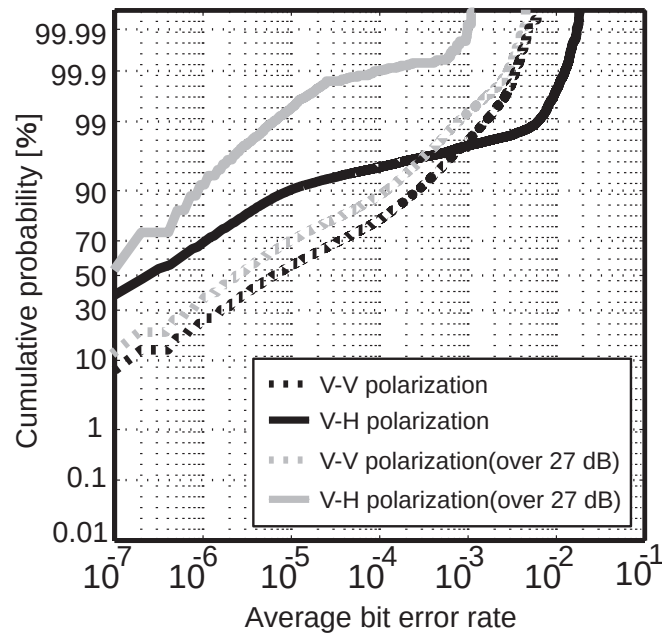


図 4.18 直交偏波による BER 特性の変化

図 4.16 では，図 4.17 の直交偏波を用いた場合と比較して，BER が全体的に大きい値をもつ傾向となった．特に，送信機の位置が測定エリアの中央 ($Y = 25m$) 付近に移動した場合，受信信号は十分な受信 CNR を確保できているにも関わらず，図 4.16 の直交偏波を用いない場合の BER は大きく変動し，大きな BER となる測定点が存在する．これは，高い伝搬路の相関性により QR 分解の信号分離特性が劣化したことが要因であると考えられる．

一方，図 4.17 の直交偏波を用いた場合でも，送信機の位置が $X = 10m$ の列の端 ($Y \leq 25m, Y \geq 40m$) で BER が急激に増加している．これは，1 列に並べた受信機の指向性外に送信機が移動した場合，偏波の異なる電波が一番外側の受信機で受信されにくくなって平均受信 CNR が小さくなったため，結果的に QR 分解の復調信号の検出精度が劣化したことが原因だと考えられる．このことから，直交偏波を用いることで，見通し環境での MIMO-OFDM 伝送の誤り率特性の改善は期待できるものの，直交偏波を用いない場合と比較して，十分な受信電力で電波を受信できる範囲は狭くなることが明らかとなった．

図 4.18 に，本伝送実験で求めた全測定範囲の BER の累積度数分布を示す．図 4.18 では，図 4.13 における V-V 偏波の平均受信 CNR の中央値である 27 dB を基準として，この 27 dB 以上の平均受信 CNR となる場合の BER の累積度数

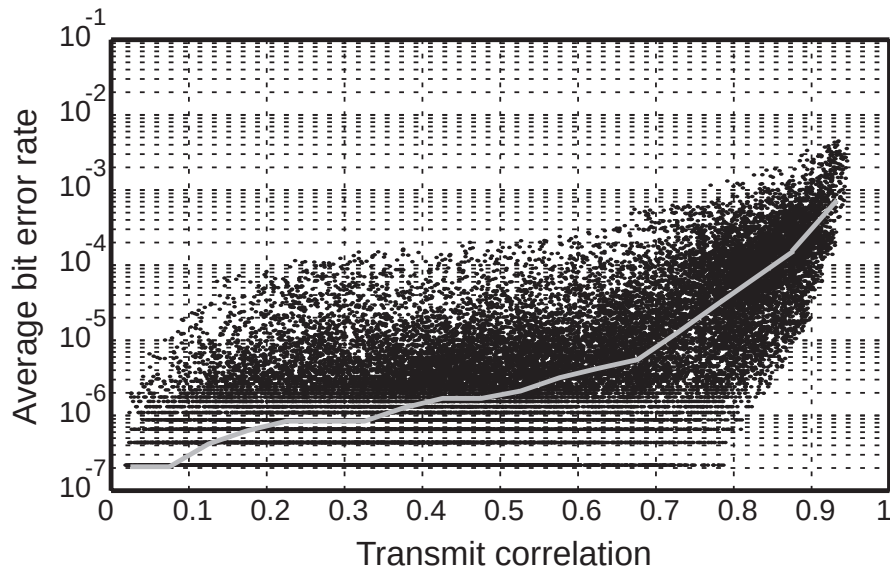


図 4.19 送信相関と BER の関係 (V-V 偏波)

分布も併せて示す。

BER の中央値 (累積確率 50%) では、直交偏波を用いない場合が 6.1×10^{-6} であるのに対し、直交偏波を用いた場合で 1.9×10^{-7} となり、約 1/30 倍に減少している。これは、試作した垂直および水平偏波のオムニアンテナを用いた直交偏波 MIMO 多重伝送が BER 特性の改善に有効であることを示している。特に、平均受信 CNR が 27 dB 以上の測定点では、直交偏波を用いた BER は 1.1×10^{-3} 以下となっており、平均受信 CNR が十分に確保できる場合には、BER 特性の改善効果は非常に大きい。しかし、V-V 偏波の BER の最大値に対して、より大きい値を持つ V-H 偏波の BER は、測定点の総数に対して約 3[%] の割合で存在している。これは、図 4.17 で示されるように、直交偏波の利用によって平均受信 CNR が下がるために発生した BER の存在の影響である。一方で、直交偏波を用いない BER の累積度数分布に関しては、平均受信 CNR の大きさによって BER 分布の傾向はほとんど変わらず、特に BER が大きい場合には、平均受信 CNR が 27 dB 以上の BER と全体の BER の分布はほぼ等しくなった。これは、平均受信 CNR よりも相関特性の方が BER に与える影響が大きくなり、BER が大きく劣化する要因が、主に送信相関によるものであるためと考えられる。

送信相関が MIMO 多重伝送の BER 特性に与える影響を明らかにするため

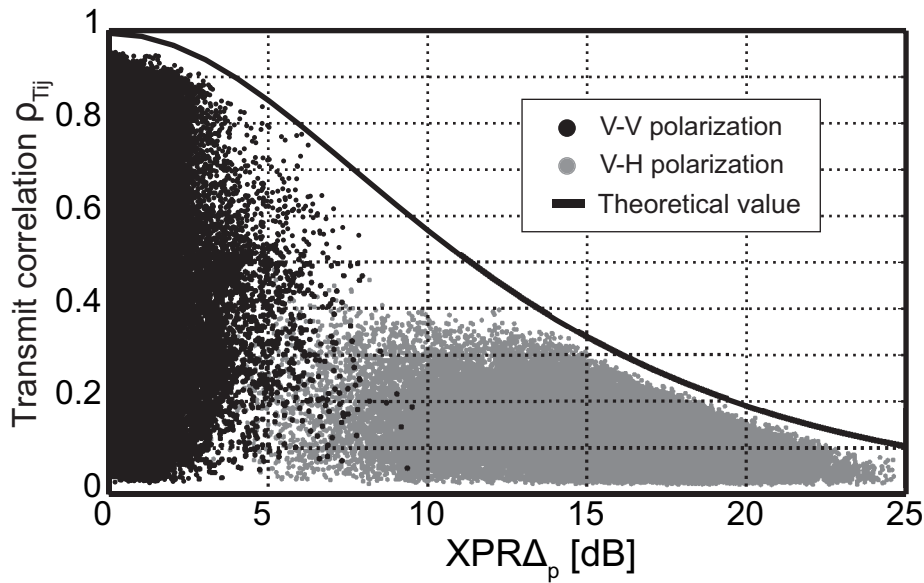


図 4.20 送信相関と XPR の関係

に、特に高い平均受信 CNR が得られる測定点に対して、相関特性と BER の関係について調べた。図 4.19 に、平均受信 CNR が 27 dB 以上の場合で、直交偏波を用いない場合の送信相関と BER の関係を示す。ここでは、送信相関ごとの BER の中央値を実線で示している。図 4.19 では、送信相関の増加とともに BER の値は大きくなり、送信相関が 0.7 以上となると BER 特性は急激に劣化している。さらに、送信相関が 0.8 以上となると、BER の最小値も急激に大きくなり、送信相関の増加による BER 特性の劣化が顕著に表れている。以上から、この伝送実験の結果から、伝送特性の劣化を抑制するためには、送信相関を 0.7 以下に抑えながら、高い平均受信 CNR を維持することが重要であることがわかった。

図 4.20 に、送信相関と XPR の関係を示す。ここでは、送信相関が 1 のときの伝搬路において XPR を変化させたときの送信相関の理論曲線も示している。この理論曲線は、各 XPR で取りうる送信相関の最大値を示すものである。図 4.20 では、XPR の増加に伴い、測定した送信相関の値が小さくなっている。特に、直交偏波を用いた場合には、XPR が 15 dB を超えると送信相関は急激に小さくなっているのが確認できる。このとき、送信相関の最大値は図 4.20 の理論曲線とほぼ一致している。このことは、XPR を調整することができれば、送信相関の最大値を、ある一定値以下に抑えることが可能であることを

示している．この XPR が大きくなれば，異なる偏波間での受信電力が減少して平均受信 CNR が小さくなるため，例えば，送信相関を 0.7 以下にすることで MIMO 多重伝送の伝送特性の劣化を抑制できると考えると，XPR が約 8 dB 以上となれば，直交偏波による平均受信 CNR の劣化を最小限にしたままで伝送特性の改善を実現することができる．XPR は，水平偏波と垂直偏波送信アンテナ間の XPD の値に大きく依存するため，適切な XPD を持つ送信アンテナを設計することで，伝搬路の相関が高い屋外見通し環境でも，MIMO 多重伝送の送信エリアを最大限に拡大することができると考えられる．

4.4 むすび

本章では，屋内環境および屋外環境におけるミリ波帯 MIMO 伝送の伝送特性の評価を行い，MIMO 多重伝送を用いたミリ波帯ワイヤレスカメラの実現性について検討した．

まず，屋内環境では，50 坪級スタジオにおける送信エリアを把握するために，55 GHz 帯による 2×4 の MIMO-OFDM 伝送装置を用いて ZF 検出をベースとした伝送実験を行った．その結果，受信アンテナ配置の変化により送信エリアの形状や大きさが変化すること，設定した場所率ごとに送信エリアを最大とする受信アンテナ間隔が存在することが明らかとなった．さらに，複数の受信機の受信信号を選択する選択ダイバーシティを行った場合，12 本の受信機を 6 本ずつ縦方向に 6.5 m 間隔 2 列とし，横方向 2 m 間隔で設置することにより，50 坪級スタジオのほぼ全域を 99.9% 送信エリアとできる見込みを得た．

次に，屋外環境では，反射波がほとんどない見通し環境での運用を想定し，伝搬路応答間の高い相関による MIMO 多重伝送の伝送特性の劣化を抑制するために，2 系統の OFDM 信号をそれぞれ水平偏波・垂直偏波に割り当てる直交偏波 MIMO 多重伝送の検討を行った．

本研究では，偏波変換板を用いた垂直/水平偏波の 42GHz 帯オムニアンテナを試作した．そして，直交偏波を用いた MIMO 多重伝送で重要となる，垂直偏波と水平偏波オムニアンテナの放射パターンの同等性，10 dB 以上の交差偏波識別度の確保を実現した．

また，これらのアンテナを用いて，遮蔽のない見通し環境で直交偏波 MIMO 多重伝送の伝送実験を行い，直交偏波を用いることで送信相関の最大値を 0.95

から 0.45 に抑制し，BER の中央値を約 1/30 倍に減少できることを確認した．一方，受信電力の減少から，電波の受信できるエリアが狭くなる現象も確認され，見通し環境では直交偏波の利用は有効であるが，最適な XPR の実現が送信エリアの効率的な拡大につながる事が明らかとなった．

以上の検討結果をもとに，本章で得られた知見について，下記にまとめる．屋内環境の伝送実験結果から，最小限の受信機の台数を用いて，効率的に送信エリアを拡大する受信機の配置方法について，有益な知見を得ることができた．この知見は，無線 LAN などの通信システムにおける受信アンテナや基地局の配置などにも応用することができる．

また，屋外環境の伝送実験から，移動伝送を前提とした直交偏波 MIMO 多重伝送の効果と短所が明らかとなり，本章の検討結果は，放送および通信の分野において，高い相関を持つ MIMO 伝搬路での MIMO 多重伝送を用いた大容量伝送の実現のための今後のシステム設計に応用することが可能である．

本研究では，今後，本章で得られた検討結果をもとに，スタジオ撮影環境や屋外撮影環境におけるミリ波帯の MIMO 多重伝送の実用化に向けた検討を進めていく．

第5章

ミリ波帯ハイビジョンワイヤレスカメラ

5.1 まえがき

スポーツ中継や音楽番組，ドラマ番組などの撮影現場において，カメラケーブルにとらわれない番組撮影用のワイヤレスハイビジョンカメラの需要は大きい．従来のカメラケーブル接続の撮影用ハイビジョンカメラと比較して，機動性を活かした多彩なカメラワークが期待できるだけでなく，設営準備の簡素化やケーブル捌きの作業が軽減されるとともに，撮影者を含む出演者や観客に対する安全性の向上など様々な効果を生み出すことが可能である．現在，高い機動性が求められる屋外中継ではマイクロ波帯のFPU[12]を用いたワイヤレスハイビジョンカメラが使用されている．しかし，ドラマ番組や音楽番組などの主にスタジオで行われる撮影においては，より高い画質，精密なカメラ制御が求められるほか，マイクロ波帯の利用には運用調整が必要となり，その高い演出効果にも関わらず使用される頻度は少ないのが現状である．

スタジオで使用するワイヤレスハイビジョンカメラには，従来のカメラケーブル接続のハイビジョンカメラと同等の性能・機能を実現する必要がある．下記にワイヤレスハイビジョンカメラに求められる要求条件を示す[19]．

1. 高画質 (低圧縮) ハイビジョン映像伝送 (100 Mbps 程度)
2. 映像の低遅延伝送 (33 ms 以内)
3. 高い回線信頼性 (数十～数百 m の範囲を途切れない無線伝送)

4. カメラと副調整室との間の双方向通信

(1)-(3)の要求条件は、従来のハイビジョンカメラの映像と切り替わっても視聴者が違和感を覚えない、自然なハイビジョン映像を伝送するために必要となる。(1)の要求条件の画質については、使用するハイビジョンエンコーダおよびデコーダ(以下、コーデック)装置に大きく依存するが、放送品質に耐えうる画質を維持するには、中継現場では30 Mbps程度、スタジオ用途では80 Mbps以上の映像レートが必要であると考えられている(付録II)。また、ドラマなどのCG編集を伴う撮影では、1.5 Gbpsの非圧縮ハイビジョン映像に準ずる画質(D5テープ記録画質程度)が求められる。(2)の要求条件の映像遅延については、映像同期信号の遅延を補正するFS(Frame Synchronizer)で発生するバッファ遅延が、テレビ映像1フレームの周期(33 ms)単位であることを考慮すると、映像と音声の同期(リップシンク)のずれやケーブル接続のカメラとの切り替えによる映像の時間ずれを視聴者に気付かせないためには、ワイヤレスカメラによる映像遅延を1フレーム以内に抑える必要がある。(3)の要求条件は、携帯電話や無線LANなどの通信の分野で考えられているベストエフォート型サービスの概念と異なり、放送では常に一定レートの映像を間断なく視聴者に届ける必要があるため、特に信頼性の高い回線の維持が重要となる。(4)の要求条件は、従来のケーブル接続のハイビジョンカメラと同等の操作性を実現するには、撮影カメラおよびカメラマンと基地局側の間で情報のやりとりが必要となるため、必須となる。

筆者らは、これらの要求条件を満足するワイヤレスハイビジョンカメラを実現するために、素材伝送用として割り当てられた広帯域利用が可能なミリ波帯電波(42 GHz帯、55 GHz帯)と複数の送受信アンテナを用いるMIMO-OFDM技術[4][5]を適用するミリ波帯ワイヤレスハイビジョンカメラの検討を進めた。3章の実験結果から撮影環境下におけるミリ波帯を用いたMIMO多重伝送の可能性を確認し、4章の検討結果から、屋内外で受信アンテナ配置の工夫や直交偏波の利用により、送信エリアを拡大できる見込みを得た。そして、この3章および4章から得られた知見をもとに、ハイビジョン映像を双方向に無線伝送するミリ波帯ワイヤレスカメラ「ミリ波モバイルカメラ」を開発した。ミリ波モバイルカメラは、撮影したハイビジョン映像を高画質かつ低遅延で安定して無線伝送することができるだけでなく、送り返し用ハイビジョン映像の無線伝送、ハイビジョンカメラの精密な遠隔制御、カメラの同期信号(ゲン

ロック信号), インカム通信など従来のケーブル接続のハイビジョンカメラと同等の機能および操作性を実現している. そして, この 42 GHz 帯 (41.0 GHz - 42.0 GHz) と 55GHz 帯 (54.27 GHz - 55.27 GHz) を用いたミリ波モバイルカメラの伝送技術は, 2008 年に標準規格 ARIB STD-B43[42] に正式に採用された.

本章では, 試作したミリ波モバイルカメラのシステム構成について説明するとともに, 関連する同期技術, 本線伝送で用いた MIMO 多重伝送技術, 送り返し伝送に適用した時空間符号化技術について述べる. また, 伝搬路応答の推定誤差や, 本線伝送と送り返し伝送の伝送特性について, 計算機シミュレーションの結果をもとに論じる. 最後に, 試作した伝送装置を用いた伝送実験の実験結果や, 実際の番組での運用事例について説明する.

5.2 システム構成

ミリ波モバイルカメラでは, 従来のケーブル接続のハイビジョンカメラと同様に, カメラから副調整室に撮影映像を送信する「本線」伝送と副調整室からカメラに制御信号や確認映像などを送信する「送り返し」伝送の 2 種類の伝送を行い, カメラと副調整室間の通信を実現している. 図 5.1 にこの本線伝送と送り返し伝送の概念, 図 5.2 にミリ波帯電波を用いたミリ波モバイルカメラのシステムブロック図を示す.

まず, 本線の伝送系統について述べる. 図 5.2 の現場側にあるカメラ側伝送装置は, ハイビジョンカメラに接続される. カメラから出力されるハイビジョン映像は, カメラ側伝送装置内の H.264 エンコーダを経由して本線変調部に入力され, MIMO-OFDM 変調処理が施される. ここで生成される OFDM 信号は, 標準規格 ARIB STD B-43 に準拠している. その後, ミリ波帯送信部から 2 系統の OFDM 信号がミリ波帯電波を同一の搬送波として送信される. これらの OFDM 信号は, 4 系統のミリ波帯送受信部の受信部で IF 信号に変換され, さらに光変換部において光信号に変換された後, 光回線を介して副調整室まで伝送される. その後, 4 系統の受信 IF 信号は, 副調整室側の光変換部で元の電気信号に変換され, 本線復調部で 2×4 MIMO-OFDM 信号の分離・検出処理が施された後, H.264 デコーダにより元のハイビジョン映像が出力される. この本線伝送で伝送できる TS レートは, 80 Mbps と 160 Mbps から選択できる. また, 本線映像の遅延時間は, コーデックの遅延時間 (10 ms) と $I = 1$ の

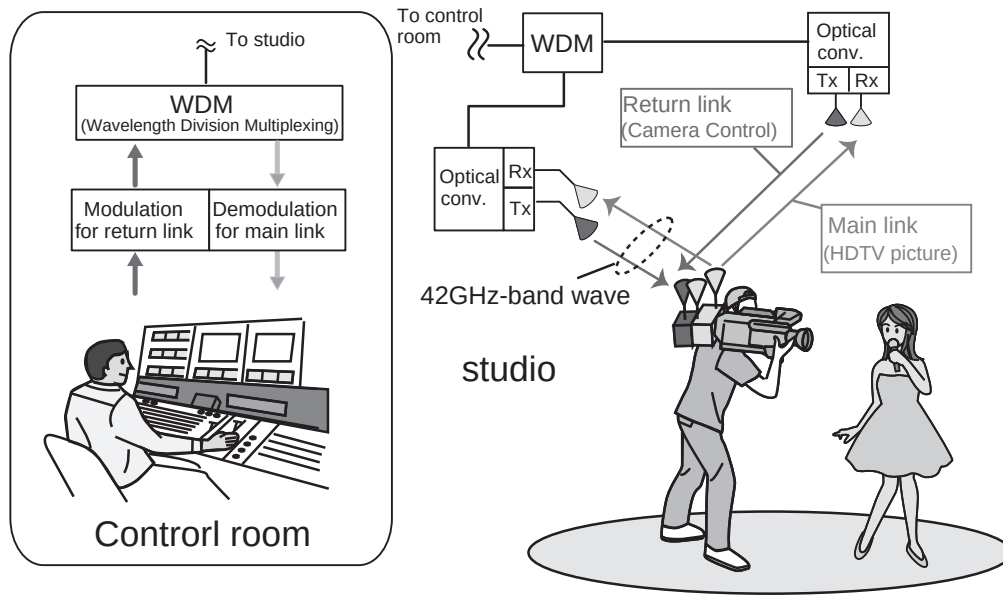


図 5.1 本線伝送と送り返し伝送

時間インタリーブ (付録 I.2) の遅延時間 (11 ms) を含めて約 21 ms となる。

次に、送り返しの伝送系統について説明する。H.264 エンコーダを経由した撮影者の確認用 HD オンエア映像 (以下、送り返し映像)、インカムの音声信号、カメラの同期信号であるゲンロック (Gen-Lock, Generator Lock) 信号、タリー信号およびカメラ制御信号は、すべて副調整室側の制御多重分離部において TS (Transport Stream) 信号として多重され、送り返し変調部に入力される。送り返し変調部では、 4×1 STBC の符号化および標準規格 ARIB STD B-43 に従った OFDM 変調処理が施され、4 系統の送信 IF 信号として、光変換部と光波長多重部を介して光回線を通して現場側に向けて伝送される。現場側において、光波長多重部および光変換部を経由して元の電気信号に変換された後、4 系統の OFDM 信号は、ミリ波帯送受信部の各送信部から同一周波数のミリ波帯電波を搬送波として送信される。この送り返しのミリ波帯電波は、2.12 のチャンネルから本線とは異なる周波数を割り当てる。これらの OFDM 信号は、カメラ側のミリ波帯受信部において IF 信号に変換された後、送り返し復調部で 4×1 STBC の復号化および OFDM 復調処理が施されて制御多重分離部に入力される。制御多重分離部では、カメラ制御信号など必要な信号を抽出し、ハイビジョンカメラに出力する。この送り返し伝送で伝送できる TS レートは、20 Mbps となる。また、送り返し映像の遅延時間は、コーデックの

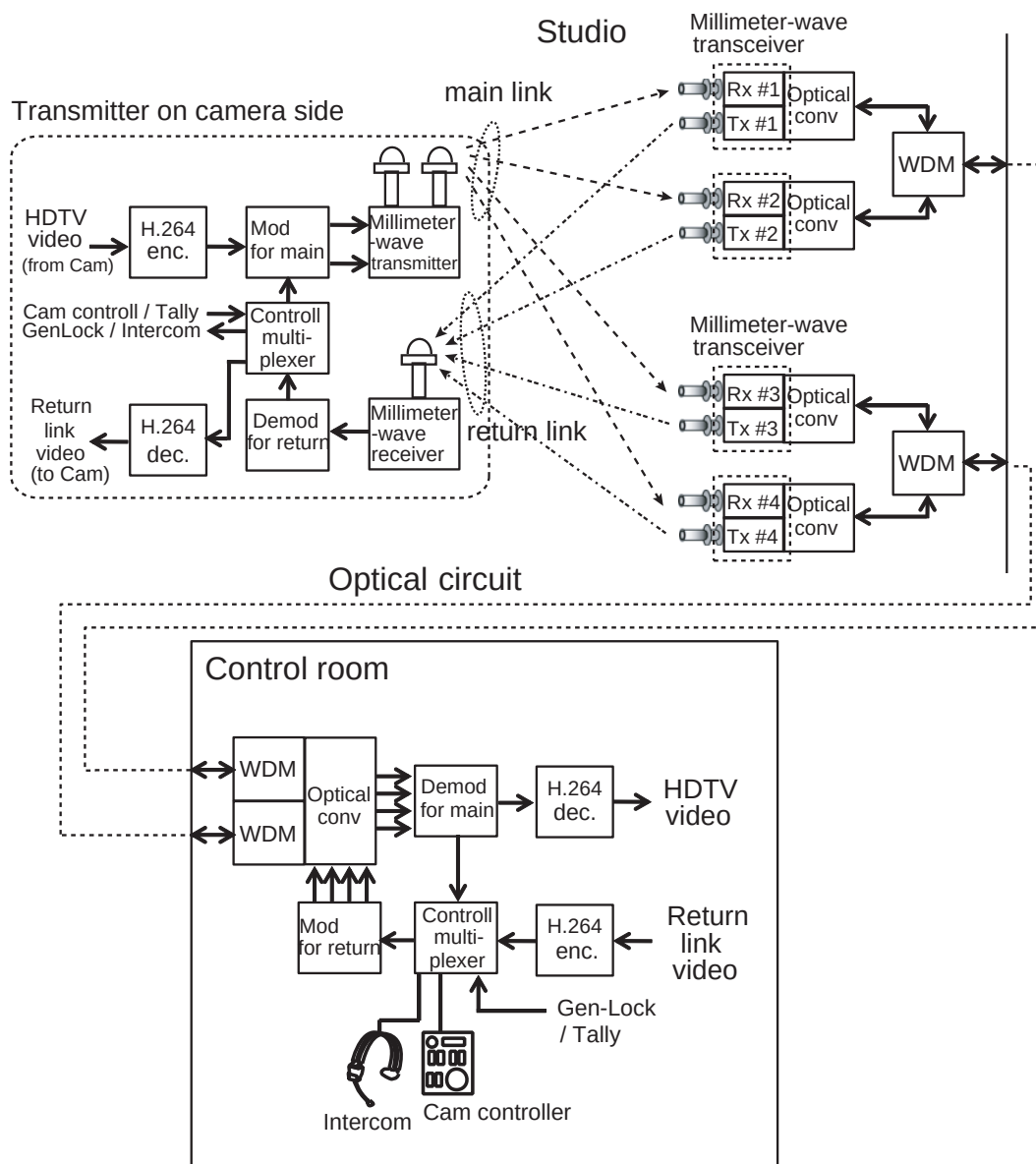


図 5.2 ミリ波モバイルカメラのシステムブロック図

遅延時間 (10 ms) および, $I = 1$ の時間インタリーブ (付録 I.2) の遅延時間 (11 ms) を含めて約 21 msec となる.

本線と送り返しを用いた双方向通信を行うインターフェイスの役割は, 図 5.2 の制御多重分離部が担う. 特に, ハイビジョンカメラは, カメラコントローラとの間でカメラ制御信号のやり取りを随時行うため, 制御多重分離部で本線と送り返しで双方向に送信されるカメラ制御信号を抽出して, ハイビジョンカメラやカメラコントローラに出力する. このカメラ制御信号の無線伝送には特に高い回線信頼性が求められるため, 本線方向の信号伝送では, 映像信号を割り当てるデータキャリアとは別に, BPSK 変調を施した OFDM 信号の AC キャリヤを用いてカメラ制御信号を伝送する. AC キャリヤで伝送できる TS レートは, 表 I.2 に従う. 一方, 送り返し方向の伝送では, カメラ制御信号は送り返し映像と TS 信号として多重され, BPSK 変調を施した OFDM 信号のデータキャリアを用いて送信する. この副調整室側の制御多重分離部は, 最大 4 台分のカメラ制御信号などの送り返しの信号を TS 信号に多重して伝送することが可能である. 各カメラの制御多重分離部は, 送り返し復調部で復調した TS 信号から各ハイビジョンカメラに必要な個々の信号のみを抽出する. この制御多重分離部により, 双方向通信が必要な精密なカメラの遠隔制御やインカム通信を実現した. さらに, ゲンロック信号の送り返し伝送により, 本線映像の伝送遅延の最小化やフレームスキップの防止を可能とした.

本線のミリ波帯送信部および送り返しのミリ波帯受信部には, 撮影者が自由に動いて撮影することを想定して水平面無指向性のアンテナを装備する. 一方, ミリ波帯送受信部の送信部および受信部には, 10 dBi のアンテナ利得を有するホーンアンテナを用いる. 本線および送り返しの無線伝送では異なる周波数を搬送波としているが, 同一の筐体に装備されている本線の送信アンテナと送り返しの受信アンテナが非常に近接しているため, 本線に垂直偏波, 送り返しに水平偏波を割り当てることで, 電波の回り込みによる干渉の影響を低減している. カメラ側で装備する送り返し伝送の水平面無指向性の水平偏波アンテナについては, 水平面無指向性の垂直偏波のアンテナに直交偏波変換膜 [36] を装荷し, 垂直偏波のアンテナからの放射電波の偏波を水平偏波に変換することで実現している.

5.3 シンボル同期検出

本項では，2.2.2 項で述べた OFDM 信号の GI を用いた，シンボル同期検出について述べる．ミリ波モバイルカメラのシンボル同期検出として，周波数オフセットに強い相関演算を用いる相関検出方式と，受信レベルの変化に対して安定した GI 検出が可能な振幅差分検出方式の 2 種類を検討した．

5.3.1 相関検出方式

GI 信号は OFDM 信号の一部をコピーした波形なので，相関が高くなる．相関検出方式では，受信信号と，有効シンボル長だけ遅延させた受信信号の相関演算を行って相関ピークを検出することで，GI の位置を検出する [80]． n サンプル目の OFDM 信号の値を $X(n)$ とすると， n サンプル目の GI 相関値 $R_x(n)$ は式 (5.1) で求めることができる．

$$R_x(n) = \sum_{n=1}^{N_g} [X(n)^* X(n + N_e)] \quad (5.1)$$

ここで， N_e は有効シンボル長のサンプル数， N_g は GI 長のサンプル数， $*$ は複素共役を示す．この式 (5.1) の演算を，OFDM 信号の全てのサンプルに対して行くと，GI 位置のサンプル点で相関ピークが検出される．求めた相関ピークを複数シンボルで平均化し，OFDM 信号のシンボルの開始点を判定する．この相関検出方式によるシンボルタイミング検出のブロック図を図 5.3 に示す．

相関検出方式では，相関演算の結果 $R_x(n)$ が受信される信号電力や雑音電力に大きく依存し，得られる相関ピークのレベルが大きく変動する．この相関ピークのレベル変動が GI 検出の誤差要因となり，特にフェージングの影響が大きい環境下では，GI の検出精度の劣化が大きくなる．

5.3.2 振幅差分検出

相関検出方式で問題となる相関ピークのレベル変動を軽減するために，差分検出方式 [81] が提案されている．この差分検出方式によるシンボルタイミング検出のブロック図を図 5.4 に示す．

この方式では，OFDM 信号の I 成分と Q 成分それぞれにおいて有効シンボル長 N_e だけ遅延させたサンプルとの差を計算し，I 成分と Q 成分それぞれの

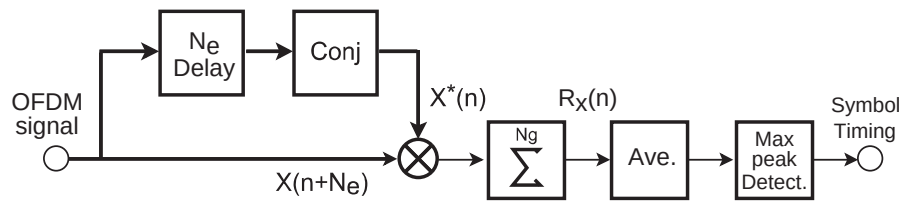


図 5.3 相関検出によるシンボルタイミング検出

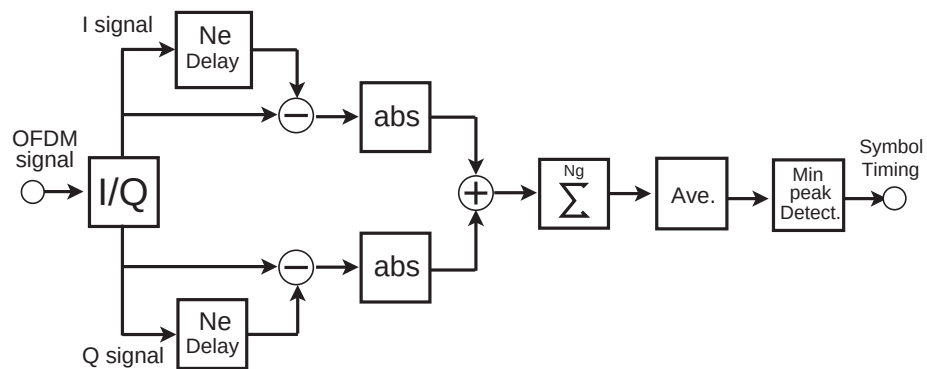


図 5.4 差分検出によるシンボルタイミング検出

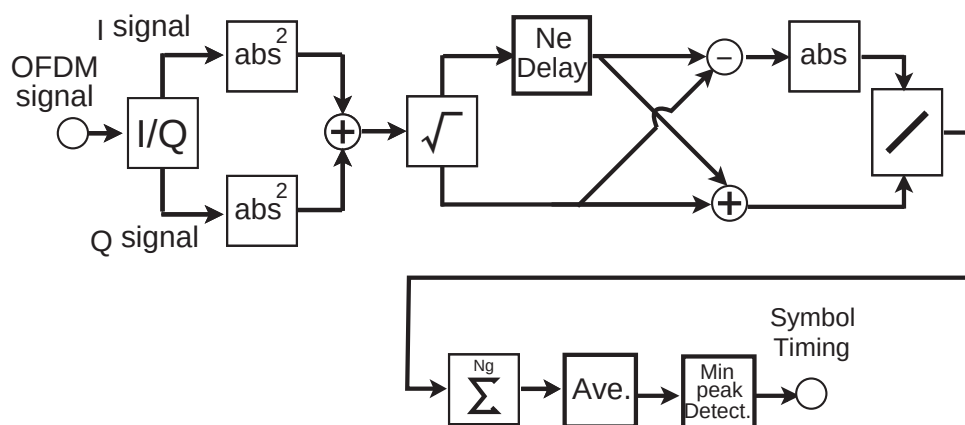


図 5.5 振幅差分検出によるシンボルタイミング検出

差の絶対値を加算したものを GI 長 N_g にわたって積分し、その総和を算出する。n サンプル目の I 信号, Q 信号を $I(n)$, $Q(n)$ とし、この差分特性を $D_X(n)$ とすると、この $D_X(n)$ は式 (5.2) で表すことができる。

$$D_x(n) = \sum_{n=1}^{N_g} \{|I(n) - I(n + N_e)| + |Q(n) - Q(n + N_e)|\} \quad (5.2)$$

OFDM 信号の全てのサンプルに対して、式 (5.2) から求めた $D_X(n)$ の極小となるサンプルを求め、シンボルタイミングを検出する。この差分方式では、信号の二乗和ではなく差分和を用いるため、OFDM 信号のレベル変動が小さく、安定した GI 検出が可能となる。また、乗算回路を用いずに加算および減算回路のみを用いるため、必要な演算規模は小さくできる利点がある。

一方で、1 シンボル区間内で受信 OFDM 信号の位相が回転する周波数オフセットがある場合では、I, Q 成分の信号が互いに干渉するために、GI 検出が困難になる。特に、位相が 1 シンボル内で $\frac{\pi}{2}$ 回転すると、差分ピークが観測されなくなるという欠点がある。

そこで、この欠点を改善するために、OFDM 信号の n サンプル目の $I(n)$, $Q(n)$ 信号を用いてベクトルの絶対値振幅 $Z(n)$ を求め、この $Z(n)$ の差分特性 $D_R(n)$ を計算して、最小となるサンプルからシンボルタイミングを検出する振幅差分検出を提案し、検討した。式 (5.3) に絶対値振幅 $Z(n)$ および差分特性 $D_R(n)$ の算出式、図 5.5 に振幅差分検出方式によるシンボルタイミング検出のブロック図を示す。

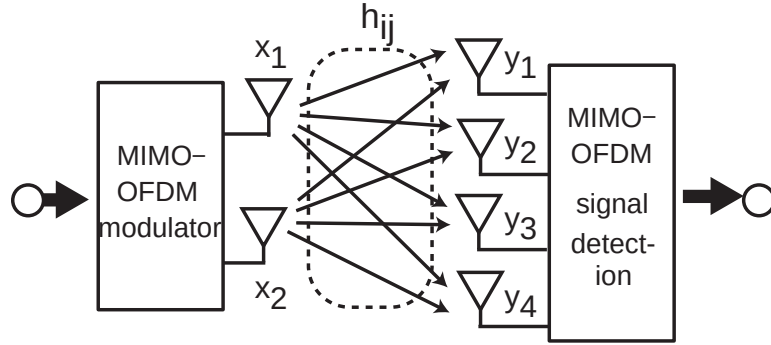
$$\begin{aligned} Z(n) &= \sqrt{I^2(n) + Q^2(n)} \\ D_R(n) &= \sum_{n=1}^{N_g} \left\{ \frac{|Z(n) - Z(n + N_e)|}{Z(n) + Z(n + N_e)} \right\} \end{aligned} \quad (5.3)$$

5.4 本線伝送の MIMO 多重伝送

本線の無線伝送では、撮影したハイビジョン映像をケーブル接続のカメラ映像と遜色ない高い画質で伝送するために、特に大容量の信号伝送が求められる。ミリ波モバイルカメラでは、2 本の送信アンテナから情報の異なる OFDM 信号を同一周波数上で送信する MIMO 多重伝送を適用し、周波数利用効率の向上を図っている。表 5.1 に本線伝送の OFDM 信号諸元、図 5.6 に本線伝送に用いる 2×4 MIMO 多重伝送の概要を示す。また、本研究で試作したミリ波モ

表 5.1 本線伝送の OFDM 信号諸元

出力電力 (OFDM)		100 mW×2
FFT ポイント数		1024
変調方式	キャリア データ	QPSK or 16 QAM
	パイロット	BPSK
	AC	BPSK
誤り訂正	内符号	$\frac{1}{2}$ 畳み込み符号
	外符号	(204, 188) リードソロモン符号

図 5.6 2×4 の MIMO 多重伝送

バイルカメラの本線伝送の OFDM 信号は，標準規格 ARIB STD B-43 のハーフモードで，GI 長は有効シンボル長の $1/16$ 倍としている (付録 I.2)。

図 5.6 で示す通り，2 本の送信アンテナから出力される異なる OFDM 信号は，各送受信アンテナ間の伝搬路応答を経由して，4 本の受信アンテナで受信される．送信アンテナ $k(= 1, 2)$ の送信信号 x_k と各伝搬路応答 h_{lk} を経由して，受信アンテナ $l(= 1, \dots, 4)$ で受信する受信信号 y_l の関係を式 (5.4) に記す．ここで， n_l は l 番目の受信機の白色ガウス雑音を示す．

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

ミリ波モバイルカメラの本線伝送には，OFDM 信号のデータキャリアの変調方式として，QPSK または 16 QAM を用いる．本線伝送の映像 TS レート

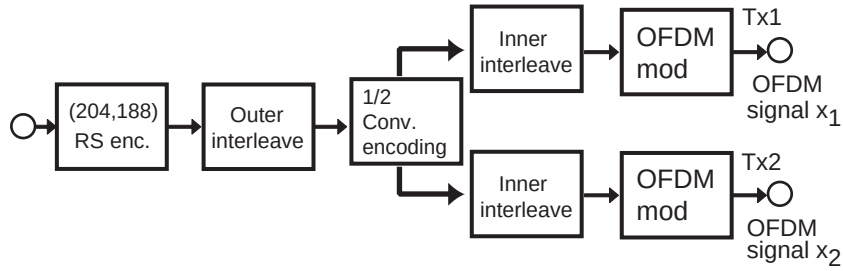


図 5.7 MIMO-OFDM 変調部のブロック図

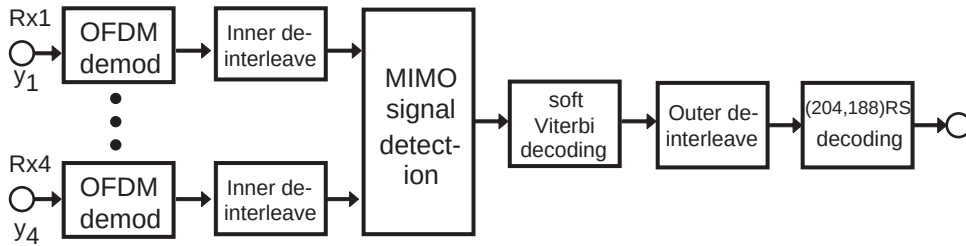


図 5.8 MIMO-OFDM 信号検出部のブロック図

は、ハーフモードの OFDM 信号を用いた場合、変調方式が QPSK の場合で 80 Mbps, 16 QAM の場合で 160 Mbps となる. 図 5.7 に図 5.6 の MIMO 変調部のブロック図, 図 5.8 に MIMO-OFDM 信号検出部のブロック図を示す. MIMO 変調部では, $\frac{1}{2}$ 畳み込み符号化の 2 系統の出力に対して, それぞれ OFDM 信号処理を施す. ミリ波モバイルカメラでは, 得られた OFDM 信号 (x_1, x_2) を同一周波数の 42GHz 帯電波にアップコンバートして同時に送信する.

本線伝送の MIMO-OFDM 復調部では, 変調方式が QPSK の場合には軟判定の MLD[37][38] による復調を行う. MLD は, 式 (5.4) の右辺第二項の送信信号 $x_k (k = 1, 2)$ に, QPSK のコンスタレーション上のすべての候補点 (4 点) を代入して受信レプリカ信号を求め, 受信信号 $y_l (l = 1, 2, 3, 4)$ とのユークリッド距離 L を求める. ここで, $\tilde{h}_{lk}$ は受信側で求めた伝搬路応答の推定結果を示す.

$$L = \sum_{l=1}^4 \left| y_l - \sum_{k=1}^2 \tilde{h}_{lk} \cdot x_k \right| \quad (5.5)$$

式 (5.5) の $x_k (k = 1, 2)$ に送信信号の全ての組合せを代入するため, 各受信機におけるデータキャリア 1 本当たりのユークリッド距離の演算回数は $(4)^2 = 16$ 回となる. 求めたユークリッド距離は, 受信レプリカ信号を生成する QPSK の候補点の表すビットごとにグループ化し, グループ内のユークリッド距離

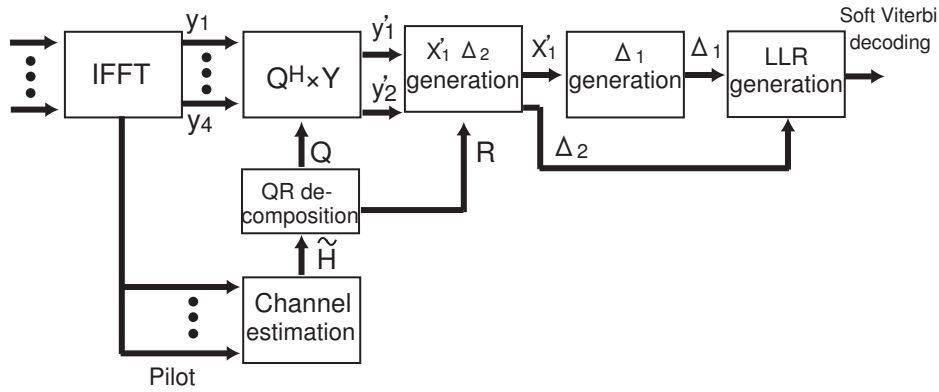


図 5.9 2 × 4MIMO 信号検出 (16 QAM) のブロック図

の最小値を，そのグループの属するビットの尤度情報として軟判定ビタビ復号を行う．

この MLD は，MIMO 多重伝送の信号検出方式として最も優れた伝送特性を示す．一方，多重する送信系統数や変調多値数が増加した場合，復調に必要な演算量は指数関数的に増加するため，装置実装化が難しい．そこで，変調方式が 16 QAM の場合では，筆者らが提案する伝搬路応答行列に QR 分解を施して演算量を大幅に削減する MIMO 信号検出方式を用いる．以下に，この MIMO 信号検出方式について述べる．

図 5.9 に，16 QAM 変調の 2 × 4MIMO 信号検出のブロック図を示す．この MIMO 信号検出では，まず式 (5.4) で示すように，伝搬路応答に QR 分解を施す．

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = (\mathbf{Q}\mathbf{R})\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (5.6)$$

ここで， $\mathbf{Q}$ は 4×4 のユニタリ行列， $\mathbf{R}$ は 4×2 の上三角行列を示す．式 (5.6) の両辺にユニタリ行列 $\mathbf{Q}$ のエルミート共役 $\mathbf{Q}^H$ を乗算し，伝搬路応答 $\mathbf{H}$ の直交化を行う．

$$\begin{bmatrix} y'_1 \\ y'_2 \\ y'_3 \\ y'_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ 0 & r_{22} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n} \quad (5.7)$$

式 (5.7) の雑音成分である $\mathbf{Q}^H \mathbf{n}$ を無視して得られた x_1, x_2 の信号検出結果に，図 5.10 で示す 16 QAM のコンスタレーション上の候補点 $S_n (n = 1, \dots, 16)$ を x_2

に代入して、式 (5.8) の x_2 の尤度情報 Δ_{2n} や、式 (5.9) の x_1 の検出候補点 x'_{1n} を得る．

$$\Delta_{2n} = \left| \frac{y'_2}{r_{22}} - S_n \right| \quad (5.8)$$

$$x'_{1n} = \frac{y'_1 - S_n}{r_{11}} \quad (5.9)$$

式 (5.9) で求めた、 x_2 の各候補点 $S_n (n = 1, \dots, 16)$ に対する x_1 の検出候補点 $x'_{1n} (n = 1, \dots, 16)$ から、 x_1 の $e (e = 1, \dots, 4)$ 番目のビット (図 5.10 の $b_1, \dots, b_4$) の値が $f (f = 1, 2)$ となるビットに対するビット尤度 Δ_{1n}^{ef} を求める．図 5.11 で示す様に、 x_1 および x_2 が取りうる 16 QAM のコンスタレーション上の点は、各ビットの “0”, “1” の値に応じて分布が異なる． x_1 のビット尤度 $\Delta_{1n} (n = 1, \dots, 16)$ を図 5.11 に示す各ビットの分布の中心点と検出候補点 x'_{1n} の関係から、式 (5.10) を用いて算出する．

$$\begin{aligned} b_1 = \text{“0”} : \Delta_{1n}^{10} &= ||\text{Re}(x'_{1n}) - 2| - 1| \\ b_1 = \text{“1”} : \Delta_{1n}^{11} &= ||\text{Re}(x'_{1n}) + 2| - 1| \\ b_2 = \text{“0”} : \Delta_{1n}^{20} &= ||\text{Im}(x'_{1n}) - 2| - 1| \\ b_2 = \text{“1”} : \Delta_{1n}^{21} &= ||\text{Im}(x'_{1n}) + 2| - 1| \\ b_3 = \text{“0”} : \Delta_{1n}^{30} &= ||\text{Re}(x'_{1n})| - 3| \\ b_3 = \text{“1”} : \Delta_{1n}^{31} &= ||\text{Re}(x'_{1n})| - 1| \\ b_4 = \text{“0”} : \Delta_{1n}^{40} &= ||\text{Im}(x'_{1n})| - 3| \\ b_4 = \text{“1”} : \Delta_{1n}^{41} &= ||\text{Im}(x'_{1n})| - 1| \end{aligned} \quad (5.10)$$

式 (5.10) で求めた x_1 のビット尤度 Δ_{1n}^{ef} と、式 (5.8) で求めた x_2 の尤度情報 Δ_{2n} を、同じ x_2 の候補点 $S_n (n = 1, \dots, 16)$ に該当する尤度同士で足し合わせる．

$$\Delta_{12n}^{ef} = \Delta_{2n} + \Delta_{1n}^{ef} \quad (5.11)$$

ここで、 $e (e = 1, \dots, 4)$ は 16 QAM のビット番号、 $f (f = 0, 1)$ は e 番目のビットの値を示す．式 (5.11) で得られる尤度の和 (以下、合成尤度) の数は、 x_1 の各ビット ($b_1, \dots, b_4$) が “0” と “1” の値を取る場合に対してそれぞれ求められ、さらに Δ_{1n} が x_2 のコンスタレーション上の全候補点 $S_n (n = 1, \dots, 16)$ だけ存在するため、 $128 (= 4 \times 2 \times 16)$ 個となる．求めた合成尤度に対して、 x_1 と x_2 の各ビットが “0” または “1” の値を取るすべての組合せについてグループ化し、そのグループ内で最少となる合成尤度を、各ビットを代表するブランチメトリックとして軟判定ビタビ復号器に入力して検出信号を得る．

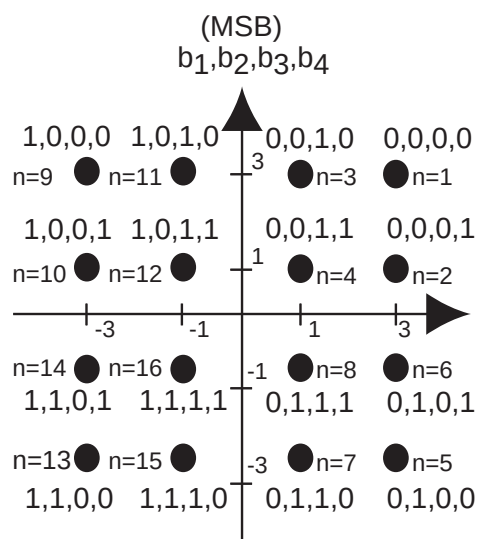


図 5.10 16 QAM のコンスタレーション配置とビット割り当て

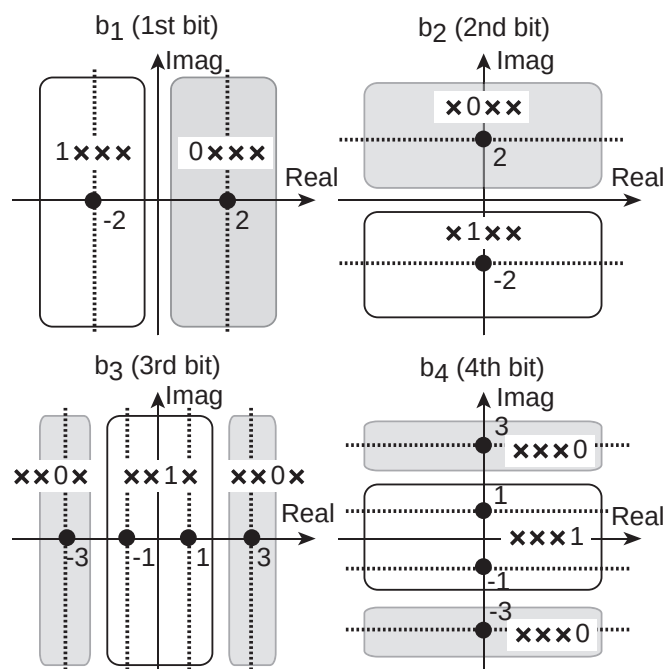


図 5.11 ビットごとのコンスタレーション配置

表 5.2 各復調方式の実数乗算回数の比較

scheme	Operation	1 キャリヤ当り 実数乗算回数	2×4 16 QAM 変調
MLD	Replica Cal	$4N_T \cdot N_R \cdot C^{N_T}$	8,192
	Metric cal	$2N_R \cdot C^{N_T}$	2,048
軟判定 復調方式	$\mathbf{H} = \mathbf{QR}$	$4N_T^3$	32
	$\mathbf{Q}^H \mathbf{y}$	$4N_T N_R$	32
	Eq.(5)	$2C + 8$	40 (16)
	Eq.(6)	$6C + 10$	106 (24)

提案する MIMO 信号検出方式は、QR 分解による伝搬路応答の直交化を行うことで、MLD で演算する候補点の数を絞り込み、演算量の削減を実現する。直交化した伝搬路応答に対して、16 QAM の全候補点 $S_n (n = 1, \dots, 16)$ に対する尤度演算を行うため、従来の演算量削減型 MLD[40][41] と比較して、候補点削減により特定のビット尤度が計算できなくなるビット尤度消失の問題が生じない。

表 5.2 に 1 シンボル・1 キャリヤ当りの MLD と提案方式の実数乗算回数を示す。表 5.2 において、 N_T は送信アンテナ数、 N_R は受信アンテナ数、 C は変調多値数を示している。送信信号が図 5.10 のコンスタレーション配置の場合、 $S_n (n = 1, \dots, 16)$ の取りうる要素は実数部で 4 個 (1, -1, 3, -3)、虚数部で 4 個 (1, -1, 3, -3) に絞られるため、実数部と虚数部の要素に対する演算を事前に行うことで、実数乗算回数を更に削減することができる。表 5.2 の式 (6.9) と式 (6.10) に対して、コンスタレーション配置を考慮した実数乗算回数を () 内に表記する。

この MIMO 信号検出方式により、標準規格 ARIB STD B-43 に準拠する図 5.10 の 16 QAM コンスタレーション配置を持つ 2×4 MIMO に関しては、MLD の乗算回数と比較して、約 1.02 % の乗算回수에削減することが可能となる。ただし、提案方式では、送信信号の候補点の絞り込みを行わず、取り得るすべての送信信号の組み合わせに対して尤度を計算していくため、送信信号の多重数 N_T が 3 以上となった場合、式 (5.9) の未知数となる送信信号が増加して、信号検出に必要な乗算回数は急激に増加する。

表 5.3 送り返し伝送の OFDM 信号諸元

出力電力 (OFDM)		100 mW×4
FFT ポイント数		1024
キャリア	データ	BPSK
変調方式	パイロット	BPSK
誤り訂正	内符号	$\frac{1}{2}$ 畳み込み符号
	外符号	(204, 188) リードソロモン符号

5.5 送り返し伝送の時空間符号化

送り返しの無線伝送では，送り返し映像やカメラの制御信号など撮影に必要な信号を伝送するため，本線と比較して，より途切れにくい伝送が必要となる．また，撮影者が送り返し伝送システムの復調装置を装備するため，復調装置の小型・軽量化の実現が求められる．

筆者らは，途切れにくい送り返し伝送の実現のために，複数の送信アンテナを用いることで，送信ダイバーシティ効果の向上が期待できる STBC[53][54]を適用した．この STBC は，受信アンテナ 1 本で復調システムを構成することができる上，比較的少ない演算規模で信号を検出できるために復調装置の小型化・軽量化も期待できる．送り返しの送信機と本線の受信機を同一筐体で構成することを想定し，送り返し伝送の送信アンテナ数を本線伝送の受信アンテナ数と等しい 4 系統とし，撮影者が装備する受信アンテナ数を 1 系統とする STBC を適用した．表 5.3 に送り返し伝送の OFDM 信号諸元，図 5.12 に 4×1 の STBC 伝送の概要，図 5.13 に STBC 符号化部のブロック図，図 5.14 に STBC 復号化部のブロック図を示す．なお，この OFDM 信号は，標準規格 ARIB STD B-43 のハーフモードに準拠するものとした．

図 5.12 では， i 番目 ($i = 1, \dots, 4$) のシンボル時間に入力される情報信号 s^i に対して，STBC 符号化部で OFDM 信号処理と STBC 符号化処理を施し， $k (= 1, \dots, 4)$ 番目の送信アンテナから出力する OFDM 信号 $x_k^i (k = 1, \dots, 4)$ を生成する．送信アンテナ k から送信された OFDM 信号は，伝搬路 h_{1k} を経由して 1 本の受信アンテナで受信され，STBC 復号化部において，OFDM 復調処理と STBC 復号化処理が施される．この送り返し伝送では，4 系統の送信アンテナからそれぞれ 100 mW の OFDM 信号が送信される．

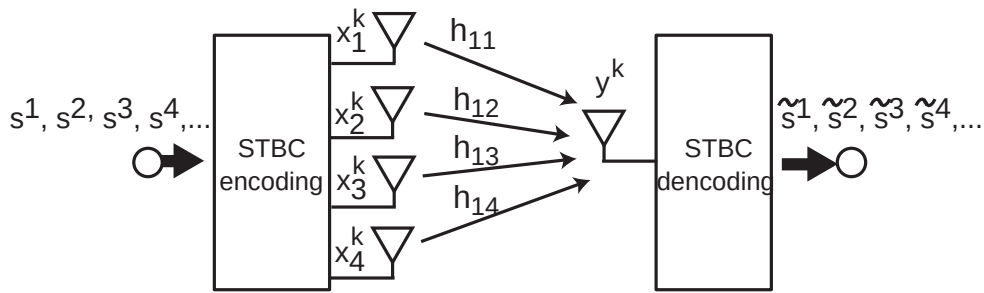


図 5.12 送信4系統・受信1系統のSTBC伝送

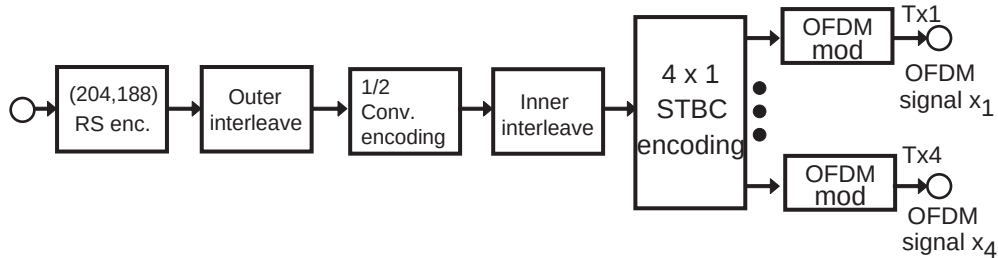


図 5.13 STBC符号化部のブロック図

一般的に、複素信号を送送するSTBC符号化では、送信アンテナ数が増加すると直交性を保つために伝送レートが低下する．この伝送レートは、従来の1対1の伝送と比較して、送信2系統で1倍、送信3系統および4系統で $\frac{3}{4}$ 倍となる[82]．送り返し伝送では、本線より途切れにくい伝送を実現するために変調多値数を低くする必要があり、送信アンテナ数の増加に伴う更なる伝送レートの低下は送り返し映像の画質劣化につながる．送信アンテナ数を増やしても、伝送レートが低下しない部分的な直交性を保つ疑似直交STBC符号化の検討が一般的に行われているが、復号に必要な演算量の増加、シンボル間の不完全な直交性による伝送特性の劣化などの問題がある[83]．

筆者らは、多値変調に実数信号点配置のBPSK変調を用いた送信4系統の直交STBCを送り返し伝送に適用した．ハーフモードのOFDM信号を用いた場合の映像のTS伝送レートは、20 Mbpsとなる．このSTBC符号化部で用い

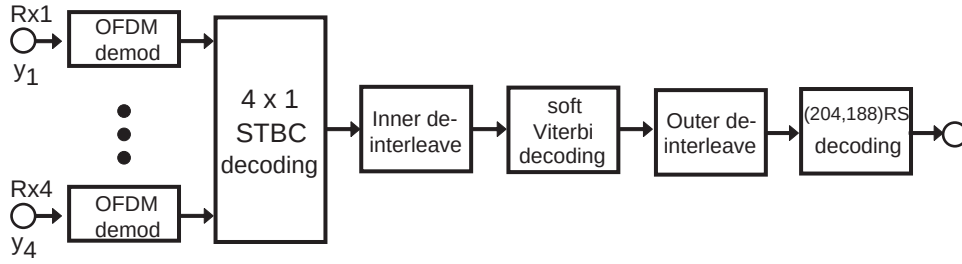


図 5.14 STBC 復号化部のブロック図

る時空間符号である 4×4 行列 $\mathbf{C}$ を式 (5.12) に示す [55].

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} s^1 & -s^2 & -s^3 & -s^4 \\ s^2 & s^1 & s^4 & -s^3 \\ s^3 & -s^4 & s^1 & s^2 \\ s^4 & s^3 & -s^2 & s^1 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

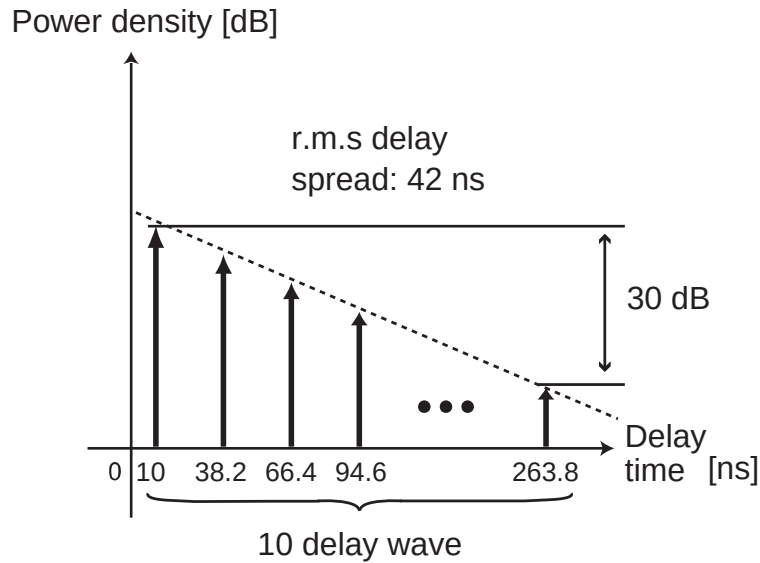
式 (5.12) の行列において、行方向は空間軸方向 (アンテナ番号) を、列方向は時間軸方向 (OFDM シンボル時間) を示す. 符号 $\mathbf{C}$ は、送信する信号が実数の場合のみ直交条件を満たしており、送信する信号の変調方式を BPSK とした場合には、伝送レートの低下を伴うことなく、送信ダイバーシティ効果を得ることができる. シンボル時間 $i (= 1, \dots, 4)$ において、この時空間符号 $\mathbf{C}$ により生成される送信アンテナ $k (= 1, \dots, 4)$ の OFDM 信号 x_k^i と、各伝搬路応答 h_{1k} を経由して受信される受信信号 y^i を式 (5.13) に記す. ここで、 n_1 は受信機の雑音を示す.

$$\begin{aligned} x_k^i &= \mathbf{C}(k, i) \\ y^i &= \sum_{k=1}^4 (h_{1k} x_k^i) + n_1 \end{aligned} \quad (5.13)$$

STBC 復号化部は、 $i = 1$ から $i = 4$ までの受信信号をもとに、STBC 復号化処理と OFDM 復調処理を行い、元の情報信号を得る. シンボル時間 $i (= 1, \dots, 4)$ から送信された情報信号の復号信号 $\tilde{s}^i$ を式 (5.14) に示す [55].

$$\tilde{s}^i = \sum_{t=1}^4 \text{sgn}_t(i) \cdot y^t \cdot h_{k, \epsilon_t(i)}^* \quad (5.14)$$

式 (5.14) において、 $\text{sgn}_t(i)$ は時空間符号 $\mathbf{C}$ における t 行目の s^i の値の極性、 $h_{k, \epsilon_t(i)}$ の $\epsilon_t(i)$ は時空間符号 $\mathbf{C}$ における時間 t の s^i の行番号を示す. この復号化

図 5.15 200m² 級スタジオ伝搬モデル

処理により得られる送信ダイバーシティ利得 σ は式 (5.15) となる.

$$\sigma = \sum_{j=1}^4 |h_{1k}|^2 \quad (5.15)$$

送信1系統・受信1系統の従来の OFDM 伝送と比較して, 6 dB の送信ダイバーシティ利得を得ることができる.

5.6 計算機シミュレーションによるシステム評価

5.6.1 伝搬路モデル

55 GHz 帯を用いて, 50 坪級, 100 坪級のスタジオにおいてミリ波帯の伝搬特性を測定した遅延プロファイルの結果 [66] から, 図 5.15 に示す 200m² 級スタジオ伝搬モデルを作成し, 計算機シミュレーションに用いた.

このモデルでは, その振幅が独立して変動する 10 波の遅延波が存在するレイリーフェージング環境を想定している. 直接波との電力比が 30 dB 以上のものを遅延波と定義し, 最大遅延時間を 264 ns とした. また, カメラマンの最大歩行速度を時速 8 km と仮定し, 55 GHz 帯を想定してとして最大ドップラー周波数 400 Hz とした. そして, このレイリーフェージングモデルを用いて MIMO 伝搬路を生成し, 計算機シミュレーションに用いた.

また、伝搬路間の相関を与える場合には、クロネッカーモデル [85][96] を用いて有相関 MIMO 伝搬路を作成した．クロネッカーモデルに従った伝搬路行列 $\mathbf{H}_c$ を式 (5.16) で表す．

$$\mathbf{H}_c = \mathbf{\Pi}_r^{\frac{1}{2}} \mathbf{G} \left(\mathbf{\Pi}_t^{\frac{1}{2}} \right)^T \quad (5.16)$$

ここで、 $\mathbf{\Pi}_r$ は受信側における $N_R \times N_R$ 空間相関行列、 $\mathbf{\Pi}_t$ は送信側における $N_T \times N_T$ 空間相関行列、 $\mathbf{G}$ は各要素 g_{ij} の振幅が同一レイリー分布で変動が無相関となる i.i.d(independent identically distribution) チャネルの複素正規分布 ($\langle \|g_{ij}\|^2 \rangle = 1$) となる $N_R \times N_T$ 行列である． $\mathbf{\Pi}_r$ および $\mathbf{\Pi}_t$ は、式 (5.17) および式 (5.18) で表される [86]．

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_r &= \mathbf{H}\mathbf{H}^H \\ &= N_T \begin{bmatrix} 1 & \rho_r(\Delta d_r) & \cdots & \rho_r\{(N_R - 1)\Delta d_r\} \\ \rho_r^*(\Delta d_r) & 1 & \cdots & \rho_r\{(N_R - 2)\Delta d_r\} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_r^*\{(N_R - 1)\Delta d_r\} & \rho_r^*\{(N_R - 2)\Delta d_r\} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.17)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_t &= \mathbf{H}^H \mathbf{H} \\ &= N_R \begin{bmatrix} 1 & \rho_t(\Delta d_t) & \cdots & \rho_t\{(N_T - 1)\Delta d_t\} \\ \rho_t^*(\Delta d_t) & 1 & \cdots & \rho_t\{(N_T - 2)\Delta d_t\} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_t^*\{(N_T - 1)\Delta d_t\} & \rho_t^*\{(N_T - 2)\Delta d_t\} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.18)$$

ここで、 ρ_r は受信アンテナ間の相関係数 (以下、受信相関)、 ρ_t は送信アンテナ間の相関係数 (以下、送信相関)、 Δd_r は、1 列に並べた受信アンテナの隣接するアンテナ間の距離、 Δd_t は隣接する送信アンテナ間の距離を示している．

また、MIMO 伝搬路間の空間相関行列 $\mathbf{C}$ は式 (5.19) から求められ、この空間相関行列 $\mathbf{\Pi}_c$ に対して、作成したスタジオ内伝搬路モデルを種として乗算することで、スタジオ内の有相関 MIMO 伝搬路行列 $\mathbf{H}_c$ を生成した．

$$\mathbf{\Pi}_c = \frac{1}{N_T N_R} \mathbf{\Pi}_r \otimes \mathbf{\Pi}_t \quad (5.19)$$

次に、55GHz 帯のスタジオ内伝搬実験の送信および受信相関の測定結果と、本項で作成した有相関 MIMO 伝搬路行列 $\mathbf{H}_c$ の送信および受信相関の値を比較し、本伝搬路モデルの妥当性を評価した．図 5.16 に、作成した伝搬路モデ

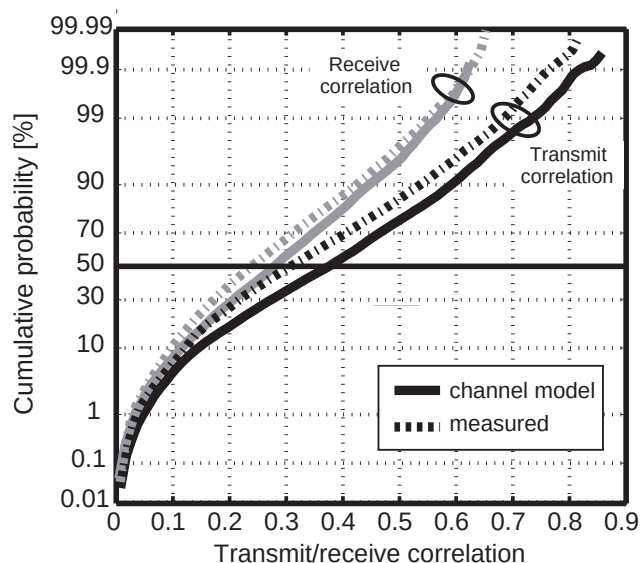


図 5.16 送信および受信相関の分布の比較

ルから求めた送信および受信相関と、実際に 50 坪級スタジオで測定した送信および受信相関の累積確率分布を示す。

測定した伝搬路応答とこの伝搬モデルから求めた送信および受信相関の分布の傾向はほぼ一致し、作成した伝搬路モデルの妥当性が明らかとなった。

5.6.2 シンボル同期の検討

5.3 項では、GI を用いたシンボル同期検出方式について、相関検出方式と振幅差分検出方式の 2 種類について述べた。この同期検出では、検出したタイミングの確からしさ、シンボル区間内の波形の揺らぎ、検出感度 (ピークの鋭さ) などを検討する必要がある。本項では、特に検出感度に着目し、“GI 検出 SN 比” を定義して各同期検出方式の特性を求めて比較を行った。相関検出方式 (式 (5.1)) と振幅差分検出方式 (式 (5.3)) の GI 検出によるサンプル波形を 10 シンボル分重ねた様子を図 5.17 に示す。

図 5.17(a) のピークレベルの取りうる範囲 σ_{p1} は、図 5.17(b) の σ_{p2} よりも大きく、相関検出方式により得られる相関ピークのレベルの変動は、振幅差分検出方式により得られるピークレベルより変動が大きい。しかし、相関検出方式と振幅差分検出方式のサンプル波形は、ピークとピーク以外のレベル関係 (ピークの向き、オフセットレベルなど) が異なっており、単純に両検出方式

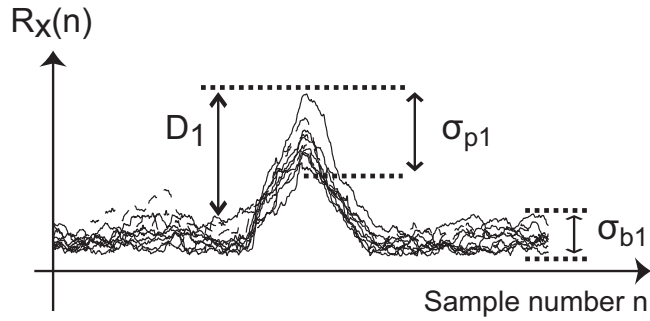
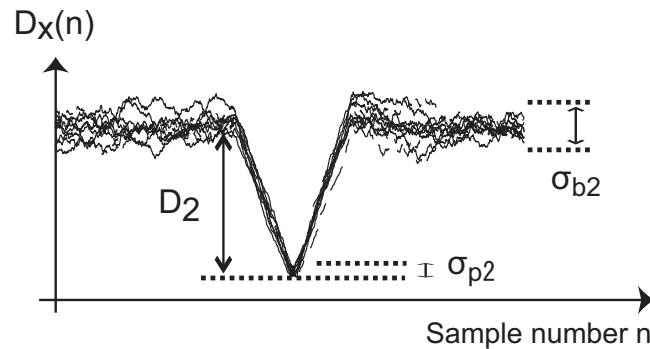
(a) 相関検出方式 ($R_x(n)$)(b) 振幅差分検出方式 ($D_x(n)$)

図 5.17 各タイミング検出方式のサンプル波形

のピークの大きさの比較を行うのは困難である．そこで，評価基準を統一するために，各検出方式のサンプル波形を 10 シンボル分平均し，得られた波形のピーク $R_X(n)$ および $D_X(n)$ の微分値を求めた．そして，この微分値の振幅が 0 となるサンプル番号をシンボル同期のタイミングとみなした．この微分波形を図 5.18 に示す．

本項では，図 5.18 に示す微分波形の区間 A, B の平均振幅値の差を S ，区間 A, B の分散の平均値を N として求められる SN 比を“GI 検出 SN 比”と定義した．この GI 検出 SN 比の値が大きいほど，正確に GI を検出することができる．

図 5.19 に， 1×10 OFDM 信号伝送に関して，平均受信 CNR が 30 dB の環境下で，1 シンボル以内の位相差が 0 および $\frac{\pi}{2}$ となる場合の各検出方式の GI 検出 SN 比の累積度数分布を示す．図 5.19 では，全ての分布がほぼ正規確率分布に従っている．また，差分検出方式，相関検出方式，振幅差分検出方式の順に GI 検出 SNR が優れている結果となり，振幅差分検出方式は相関検出方式より

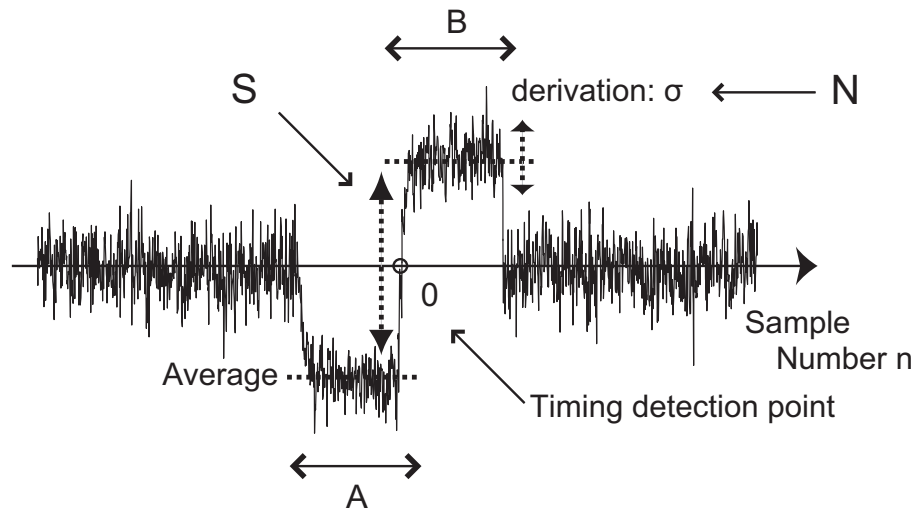


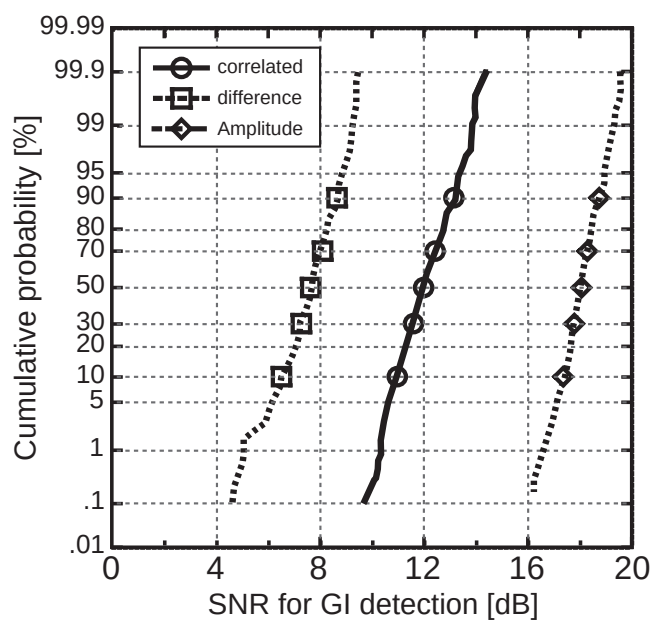
図 5.18 サンプル波形の微分波形

も GI 検出 SNR が 6dB 程度優れていることがわかった．図 5.19(a) と (b) では，シンボル内で位相が回転した場合にも GI 検出 SNR の分布には変化は見られなかった．以上より、高い受信 CNR 環境下での OFDM 信号伝送では，シンボル内位相差によらず相関検出方式より振幅差分検出方式が高い検出能力を有することがわかった．

図 5.20 に，MIMO 多重伝送の送信多重数を 1 系統から 8 系統まで増やした場合の，GI 検出 SN 比の累積度数分布の 1 % 値，50 % 値，99 % 値を示す．ここでは，平均受信 CNR が 30 dB の環境下で，1 シンボル以内の位相差を 0 および $\frac{\pi}{2}$ とした．また，総送信電力一定の条件を想定して，全送信信号の受信電力の総和の雑音電力に対する比を平均受信 CNR とした．

図 5.20(a) において，相関検出方式は送信多重数によらずほぼ同じ GI 検出 SNR の分布となる一方，振幅差分検出方式の場合には 50 % 値はほぼ変化がないが，1 % 値から 99 % 値までの分布の幅が多重数の増加とともに小さくなっている．これは，サンプル間の相関が送信多重数の増加により平均化されて小さくなり，差分値の分布の分散が収束に向かうためと考えられる．両検出方式を比較すると，シンボル位相差が 0 のときには，振幅差分検出方式の方が相関検出方式に比べて，全体的に 5 dB 程度高い GI 検出 SN 比を有することがわかった．

また，図 5.20(b) では，両検出方式とも多重数が 2 系統の場合に GI 検出 SN



(a) シンボル内位相差 0

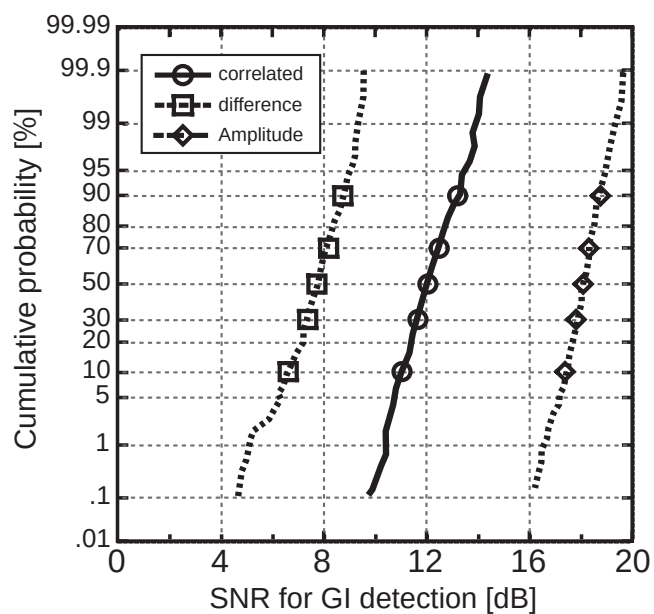
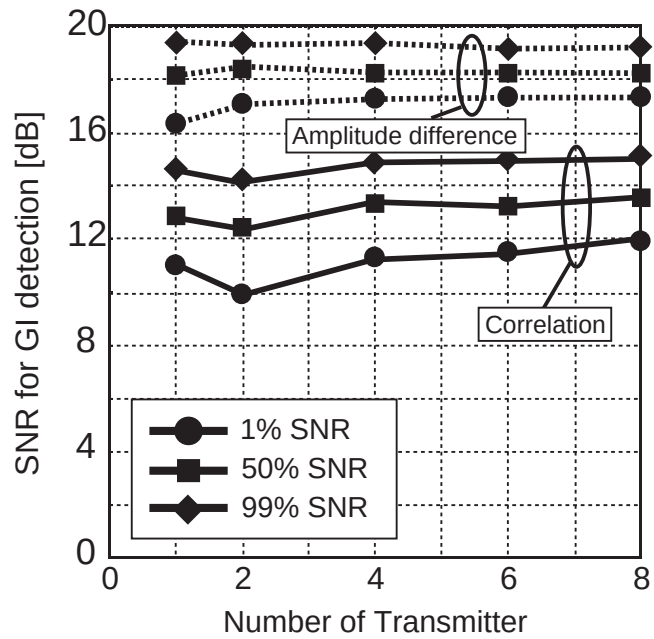
(b) シンボル内位相差 $\pi/2$

図 5.19 GI検出 SNR の累積度数分布 (CNR 30 dB)



(a) シンボル内位相差 0

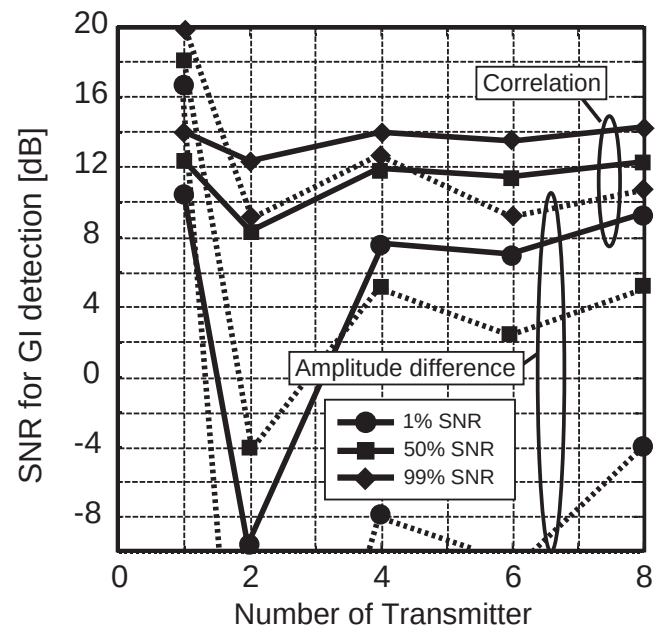
(b) シンボル内位相差 $\pi/2$

図 5.20 MIMO 多重伝送時の GI 検出 SNR の累積度数分布 (CNR 30 dB)

比の値は一度大きく下がり，多重数が4系統以上の場合でGI検出SN比の値が改善されている．これは，多重数が2系統の場合には信号の干渉による受信レベルの落ち込みによる影響が支配的となるが，多重数が4系統以上になると信号間の干渉による受信レベル変動が平均化されることで比較的小さくなるため，GI検出SN比が改善されていると考えられる．また，振幅差分検出方式のGI検出SN比は，相関検出方式よりも大きく劣化している．これは，相関演算は波形の類似性により相関値が決まるので，GI検出SN比は周囲の環境からの影響が小さくなり，位相が回転した場合や多重による干渉が存在する環境においてもGI検出SNRの劣化が小さくなる．一方，振幅差分検出方式では完全な一致が求められるので，信号が一致するときには良好なGI検出SNRを示すが，位相回転と信号の多重により信号の類似性が小さくなったとき，急激に劣化する．上記より，振幅差分検出方式はシンボル内位相差が発生したときに，相関検出方式よりもGI検出SN比が大きく劣化すると考えられる．

以上の結果から，MIMO多重伝送時に周波数オフセットが存在する場合には，振幅差分方式よりも相関検出方式によるシンボルのタイミング検出が有効であると考えられ，相関検出方式をミリ波モバイルカメラに採用している．

5.6.3 伝搬路応答の推定精度

本システムで用いる伝搬路推定およびパイロット多重方式の推定誤差について，計算機シミュレーションによる評価を行った．ここでは，送信側でARIB STD-B43の規格に従ったOFDM信号に式(2.21)の直交符号 W を用いたパイロット信号の多重伝送を行い，受信側で混信した各送受信アンテナ間のパイロット信号を分離して各伝搬路応答を推定する．また，本評価に用いた伝搬路応答は，無相関10波レイリーフェージングモデルをもとに生成し，最大ドップラー周波数は400 Hzとした．送信信号の多重数を1(パイロット信号の多重なし)，2，4とした場合のそれぞれの伝搬路応答の推定誤差を図5.21に示す．実際のMIMO伝搬路行列 $\mathbf{H}$ と本推定方式で求めたMIMO伝搬路行列 $\tilde{\mathbf{H}}$ との推定誤差率を式(5.20)で定義し，全伝搬路応答に対する推定誤差率の平均値を求めて推定誤差として評価した．

$$\varepsilon = \frac{|\mathbf{H} - \tilde{\mathbf{H}}|}{|\mathbf{H}|} \times 100 \quad [\%] \quad (5.20)$$

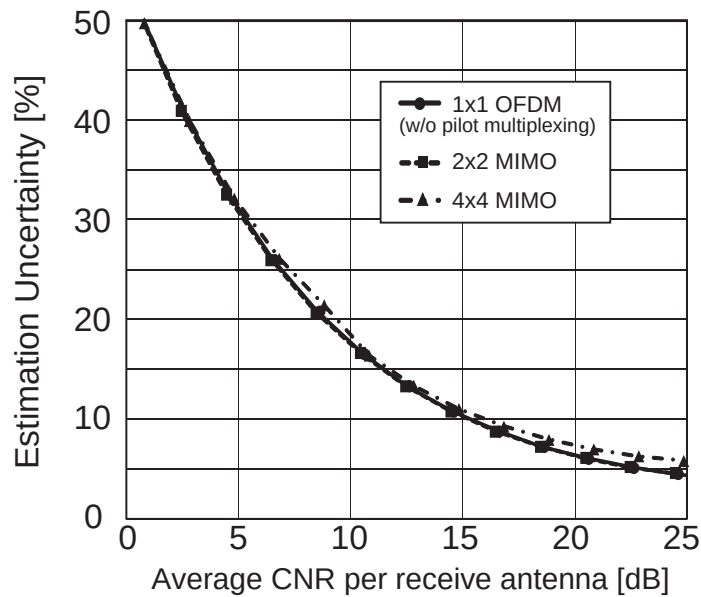


図 5.21 パイロット多重と伝搬路推定による推定誤差

図 5.21 では、多重数が少ない 1 系統および 2 系統の推定誤差率と比較して、多重数が 4 系統の推定誤差率には若干の増加がみられる。しかし、その差は最大でも 1.5% 未満 (平均受信 CNR = 25 dB) であり、パイロット信号の多重による推定誤差は非常に小さいと考えられる。特に、多重数が 1 系統と 2 系統の場合では、両者の推定誤差率はほぼ等しく、複数のパイロット信号の直交多重による推定誤差への影響はみられなかった。

次に、従来の OFDM 信号伝送と、 2×2 および 4×4 MIMO 多重伝送について、実伝搬路応答と本推定方式より求めた伝搬路応答から算出したそれぞれの誤り率特性を図 5.22 に示す。ここでは、最大ドップラー周波数 400Hz の無相関 10 波レイリーフェージングモデルを用いて軟判定ビタビ後の誤り率を求めた。ここでは、多値変調数が増加すると推定誤差の影響が大きくなると考えて、データキャリアを 16 QAM 変調とし、MIMO 多重伝送の信号検出には MLD を用いた。従来の OFDM 信号伝送の伝搬路推定後の BER 特性は、CP 配置による伝搬路推定の推定誤差の影響を受け、BER が 2×10^{-4} における所要 CNR が約 0.6 dB 劣化している。また、MIMO 多重伝送では、パイロット多重方式および伝搬路推定の推定誤差の影響により、 2×2 MIMO 多重伝送で所要 CNR が約 1.3 dB、 4×4 MIMO 多重伝送で所要 CNR が約 1.7 dB 劣化しており、送信信号の多重数の増加に伴い所要 CNR は増加している。しかし、図 5.22 で

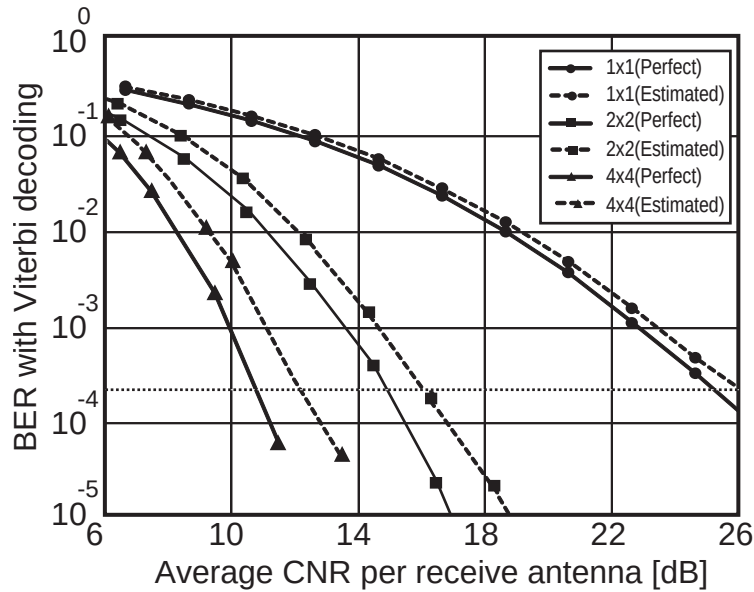


図 5.22 パイロット多重と伝搬路推定による誤り率特性の変化

4×4MIMO 多重伝送の CNR-BER 特性の劣化が大きくなる平均受信 CNR が 12 dB の付近では、図 5.21 で示されるようにパイロット信号の多重による劣化はほとんどない。以上から、この所要 CNR の劣化は主に伝搬路推定の推定誤差によるものであり、MIMO 多重伝送では精度の高い伝搬路推定が求められるために、多重数の増加に伴って CNR-BER 特性の劣化が大きくなったと考えられる。また、図 5.22 から、2×2MIMO 多重伝送を行う本線伝送では、本推定方式の推定誤差による所要 CNR の劣化は 1 dB 程度となることがわかった。

5.6.4 本線および送り返し伝送の評価

計算機シミュレーションにより伝搬路応答推定を含めた本線伝送および送り返し伝送の CNR-BER 特性を求め、ミリ波モバイルカメラシステムのシステム評価を行った。伝搬路モデルは、5.6.1 項で述べた 10 波レイリーフェージングモデルをベースとした送信および受信相関 0.5 の有相関 MIMO 伝搬路モデルを生成し、標準規格 ARIB STD-B43 に従う OFDM 信号を用いた。また、算出した BER は全て軟判定ビタビ復号後の値とした。

まず、2×4MIMO 多重伝送を行う本線伝送において、伝送レートが 80 Mbps である QPSK 変調の MLD(以下、QPSK-MLD) と、伝送レートが 160 Mbps で

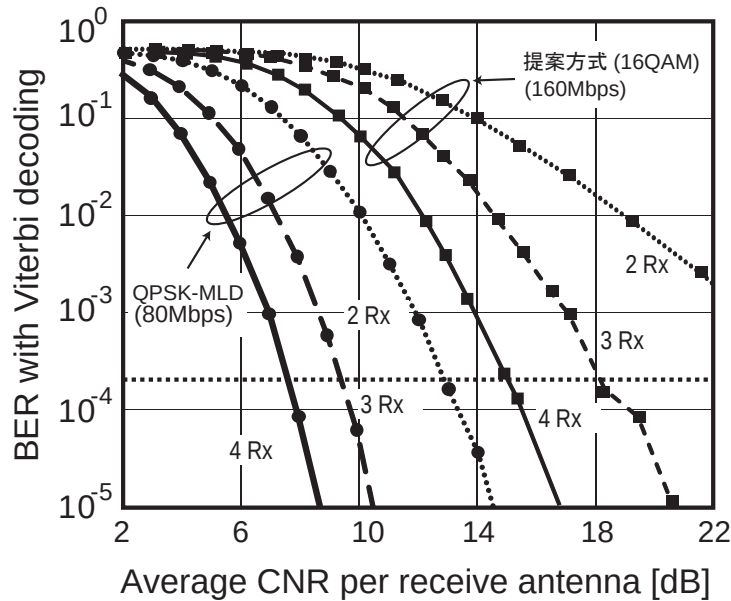


図 5.23 計算機シミュレーションによる本線伝送の CNR-BER 特性

ある 16 QAM 変調の提案する MIMO 信号検出 (以下, 16 QAM-QR-MLD) による CNR-BER 特性を, 図 5.23 に示す. 図 5.23 では, 受信アンテナ数を 2, 3, 4 とした場合の CNR-BER 特性をそれぞれ示した. 例えば, NHK ホールにおけるミリ波モバイルカメラの運用を想定した場合, 図 3.12 から 99.9% のエリアで 18.2 dB 以上の平均受信 CNR が得られることがわかっている. 図 5.23 において, この 18.2 dB を下回る所要 CNR を有する伝送方式および受信系統数を考えると, QPSK-MLD の場合で受信系統数が 2 以上, 16 QAM-QR-MLD の場合で受信系統数が 3 以上の場合である. このことから, NHK ホールの撮影環境においては, スタジオセットなどの遮蔽物により幾つかの受信機で完全に信号が受信できなくなった場合でも, 信号を受信できる受信機が 2 系統以上であれば 80Mbps, 3 系統以上であれば 160Mbps の伝送レートの安定した本線伝送が実現できると考えられ, 撮影環境や伝送レートに応じて受信機の適切な配置を検討する必要があることがわかった.

図 5.24 に, 計算機シミュレーションによる送り返しの STBC 符号化伝送の CNR-BER 特性を示す. 送り返し伝送を行う場合, カメラの移動範囲に沿って少なくとも 1 系統の送信信号が受信できるように 4 系統の送信機を分散して配置する. そのため, カメラ側の送り返し受信機が受信できる送信信号の系統数は撮影場所によって減少する. そこで, 図 5.24 には送信アンテナ数を 1,

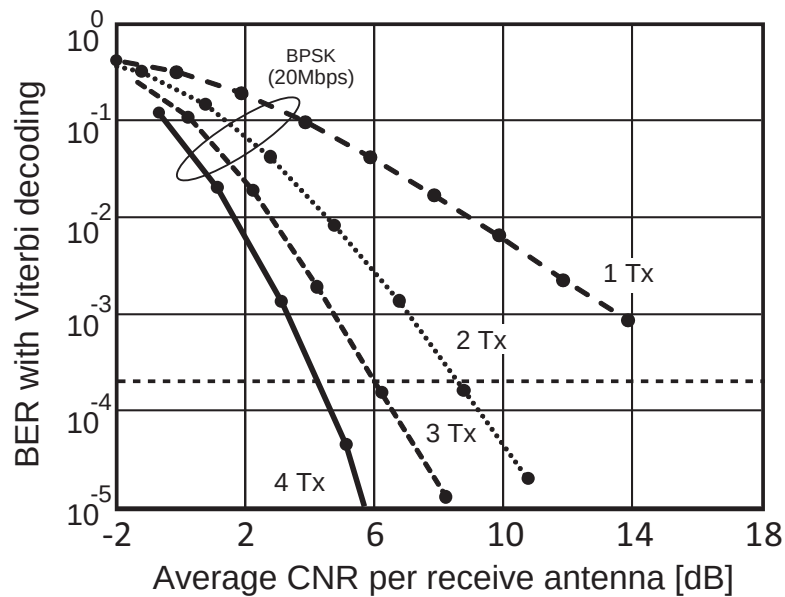


図 5.24 計算機シミュレーションによる送り返し伝送の CNR-BER 特性

2, 3, 4 系統とした場合の CNR-BER 特性の計算結果を載せた．この STBC 符号化伝送では各送信アンテナから同一の情報信号を送信しており，さらに本システムでは，各送信アンテナから出力される送信電力は，一定で送信アンテナ数の増加に比例して総送信電力が増大するため，図 5.24 の各誤り率特性の平均受信 CNR は各送信系統数で正規化している．

図 5.24 において BER が 2×10^{-4} となる所要 CNR に着目すると，送信 4 系統で 4.4 dB，送信 3 系統で 5.9 dB，送信 2 系統で 8.8 dB となっている．図 5.23 において，本線伝送で最も優れた誤り率特性を持つ受信機数 4 の QPSK-MLD の所要 CNR が 7.8 dB であるため，送信数が 3 以上のダイバーシティ効果を得た送り返し伝送であれば，送り返し伝送の所要 CNR をこの本線伝送の所要 CNR より小さくすることができ，本線伝送より高い回線信頼性を実現できる．本システムでは，本線の受信部と送り返しの送信部は一体化しているため，セッなどシャドウイングの影響により幾つかの高周波部から見通し外の環境になった場合でも，本線と送り返しの各受信機での受信 CNR や実際に送受信できる OFDM 信号の系統数はほぼ等しくなると考えられる．以上より，本線伝送で撮影映像を誤りなく伝送できる範囲では，送り返し伝送によりカメラの遠隔制御やゲンロックの同期を安定して行うことができる見込みを得た．

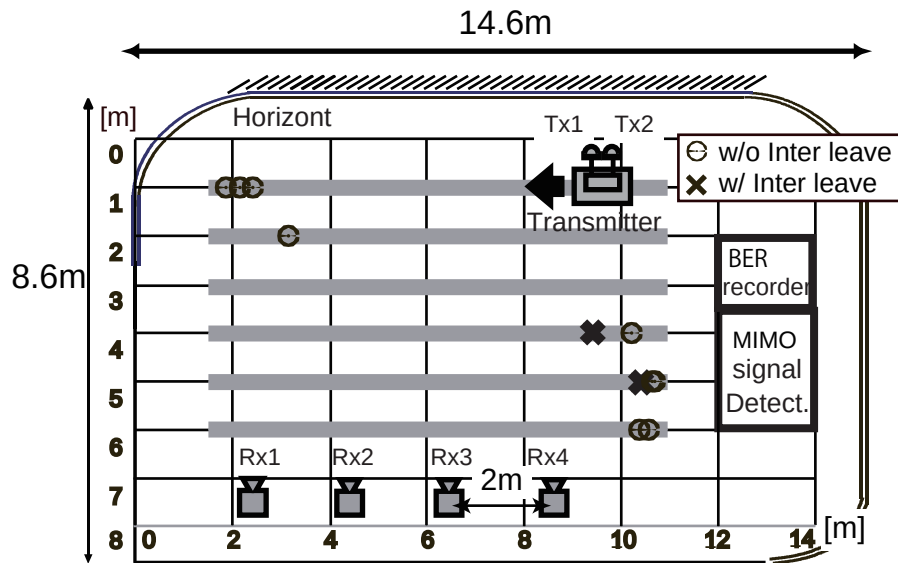


図 5.25 本線伝送の実験概要および測定結果

5.7 試作装置を用いた伝送実験

5.7.1 本線伝送実験

遮蔽や障害物のない環境下の50坪級スタジオにおいて、試作した本線伝送の55GHz帯 2×4 MIMO-OFDM伝送装置を用いて実験を行った。図5.25に実験の概要および測定結果、表5.4に伝送パラメータ、表5.5に送受信アンテナ条件を示す。

2系統の水平面オムニアンテナ(Tx1, Tx2)を装備した送信機は、スタジオの長手方向に時速1.8 km/hでレール上を移動させ、2本の送信アンテナから送信出力10mWの2系統の異なるOFDM信号を送信した。このOFDM信号には、 $I = 1$ の時間インタリーブ(付録I)を付加した場合と時間インタリーブを付加しない場合について同様の実験を行った。また、4系統の受信機の配置は第3章の第3.3.1項で述べた図3.5と同じとした。これらの受信機からの受信信号はMIMO信号検出装置に入力され、提案するMIMO信号検出方式およびビタビ復号により元のビット列を復元し、リアルタイム誤り率解析記録装置で1フレーム(408シンボル)毎のBER特性を求めた。

図5.25では、(204,188)RS符号によりエラーフリーとなるBERが 2.0×10^{-4} を超える測定点を、時間インタリーブありの場合は $\times$ 、時間インタリーブな

表 5.4 伝送パラメータ

周波数	54.30GHz
送信電力	10 mW ×2
OFDM 信号	ハーフモード
MIMO 多重	送信 2・受信 4
データキャリア変調	16 QAM
最大伝送速度	320 Mbps
MIMO 信号検出	提案方式
誤り訂正	1/2 畳込み符号

表 5.5 送受信アンテナ条件 (本線伝送)

送信 アンテナ	タイプ	水平面オムニ (1 dBi)
	アンテナ高	1.4 m
	アンテナ間隔	0.125 m
受信 アンテナ	タイプ	円錐ホーン (10 dBi)
	アンテナ高	3 m
	アンテナ間隔	2 m

しの場合は●で示した。図 4.2(a) の逆行列を用いた BER 分布と比較して、提案する MIMO 信号検出方式を用いた場合には広い範囲で途切れない無線伝送を実現できる見込みを得た。ただし、受信アンテナの指向性の範囲外で、さらに壁面による反射も見込めない位置では、受信電力の低下から映像の破綻につながる誤りが若干ながらも発生している。本提案方式を用いた場合でも、50 坪級スタジオ内で途切れない無線伝送を実現するには、受信する平均受信 CNR を向上させる受信アンテナ配置の工夫が必要であることがわかった。

また、図 5.26 に測定した BER の累積度数分布を示す。全測定点に対する BER が 2.0×10^{-4} を超える測定点の割合は、時間インタリーブなしの場合で 0.1 % 未満、時間インタリーブありの場合では 0.01 % 程度となり、提案する MIMO 信号検出方式を実装した本伝送装置を用いることで、高い回線信頼性を持つハイビジョンワイヤレスカメラを実現できる見込みを得た。

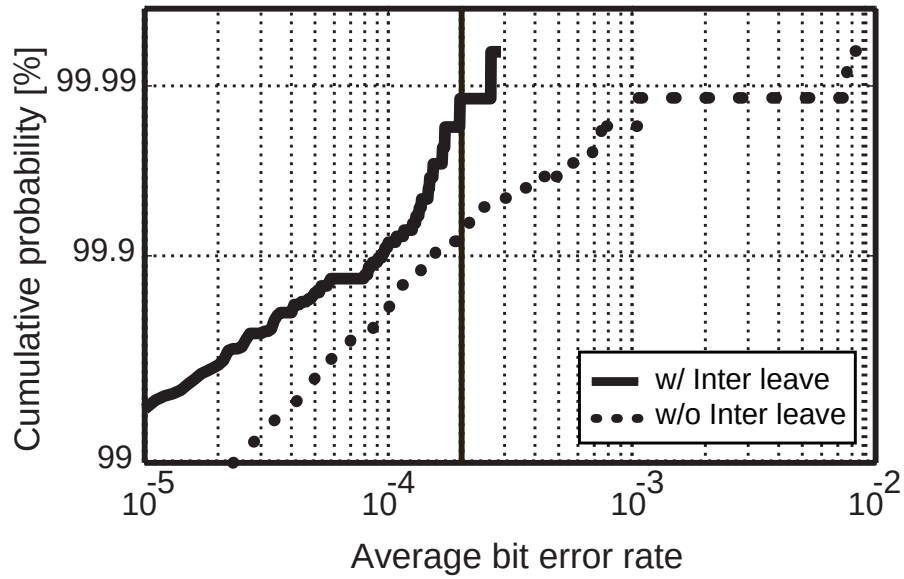


図 5.26 測定した BER の累積度数分布

表 5.6 送受信アンテナ条件 (送り返し伝送)

送信 アンテナ	タイプ	ホーンアンテナ (10 dBi)
	アンテナ高	1.5 m
	アンテナ間隔	0.67 m, 2.7 m, 0.67 m
受信 アンテナ	タイプ	ホーンアンテナ (10 dBi)
	アンテナ高	1.2 m

5.7.2 送り返し伝送実験

試作した送り返し伝送の STBC 伝送装置の伝送特性を把握するために、42 GHz 帯電波を用いた見通し環境における屋外伝送実験を行った。図 5.27 に屋外伝送実験の概要、表 5.6 に送受信アンテナ条件を示す。

伝送実験では、送信側の STBC 符号化装置と 1 列に並べた送信機 (図 5.27 の Tx1, Tx2, Tx3, Tx4) を固定して設置し、2 または 4 系統の OFDM 信号を送信した。このとき、中心周波数は 41.96875 GHz (図 2.12 の 16ch) とした。また、受信機 (図 5.27 の Rx1) は図 3 の“経路 I” および“経路 II” に沿って台車に載せて移動させ、受信 IF 信号を受信 IF 信号記録装置により連続記録した。4 系統の送信機および受信アンテナにはホーンアンテナ (利得: 10 dBi, 半値幅: 50°)

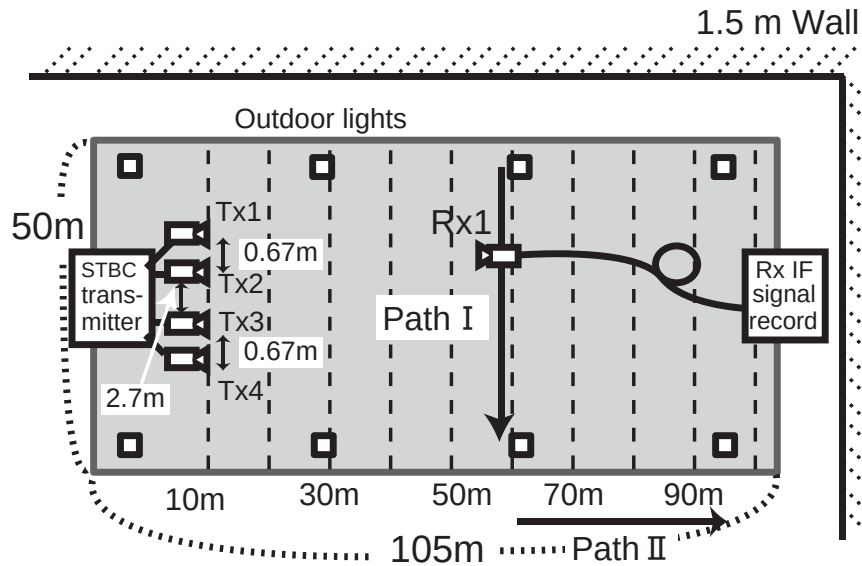


図 5.27 STBC 伝送の屋外伝送実験の概要

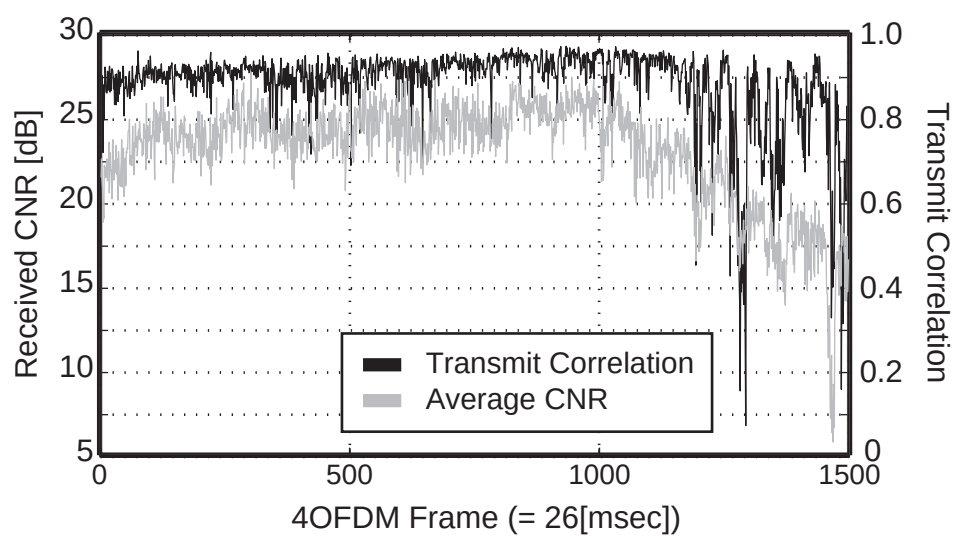
表 5.7 遅延プロファイルの測定結果

	遅延波の数	r.m.s 遅延 スプレッド	ライス ファクタ
経路 I	3.8	111 [nsec]	12.8 [dB]
II	6.5	78.3 [nsec]	8.8 [dB]

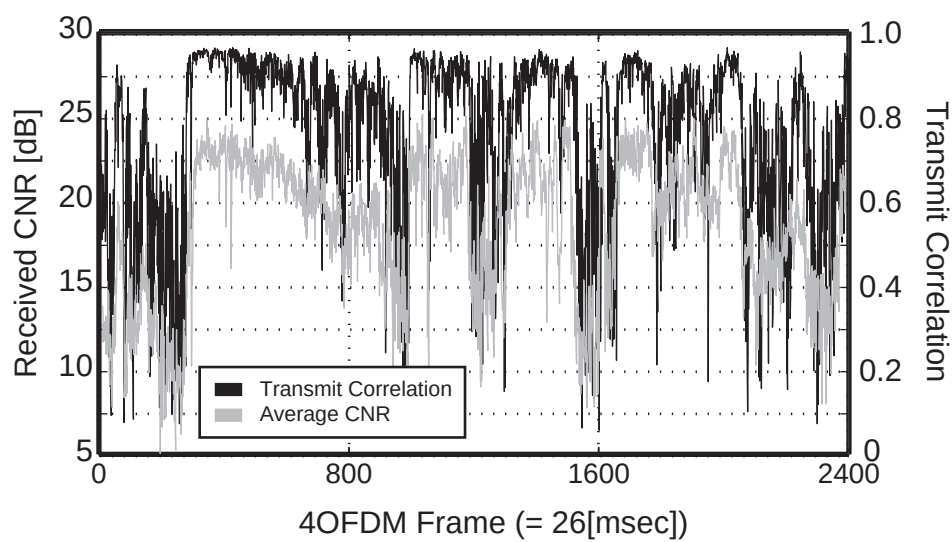
を実装した。また，記録した測定結果から，4 フレーム (=1632 OFDM シンボル) ごとの誤り訂正を含まない BER，平均受信 CNR，送信相関を求めた。この BER は，ビタビ復号時に誤り検出した誤ったビットの数から算出して求めた。また，受信信号から推定した伝搬路応答を逆フーリエ変換 (IFFT) することで遅延プロファイルを求め，インパルス応答のピーク電力を持つ信号を直接波とし，直接波の電力から -20[dB] を閾値として遅延波を検出した。

本実験では 2 系統の送信アンテナ (Tx1, Tx3) を用いた場合と 4 系統の送信アンテナ (Tx1, Tx2, Tx3, Tx4) を用いた場合の 2 通りの受信 IF 信号を記録し，伝搬特性および CNR-BER 特性を計算した。表 5.7 に伝搬路応答 h_{1k} ($k = 1, 3$) から求めた遅延プロファイル特性，図 5.28 に経路 I と経路 II で測定した平均受信 CNR と送信相関の変化を示す。

経路 I では，受信機は設置した送信機の列に対して正対しながら平行に移動



(a) 経路 I



(b) 経路 II

図 5.28 2×1 STBC の伝搬特性の測定結果

する．表 5.7 から，経路 I の伝搬環境は，反射の影響が小さく，ライスファクターが 10 dB を超える直接波が支配的なライス環境といえる．図 5.28 から，測定した受信 CNR や送信相関は経路 II での結果と比較して変動が小さく，比較的安定した値となった．但し，経路 I の測定範囲の終盤では，受信機を搭載した台車を運搬する人が受信アンテナの陰となる影響により，受信 CNR と送信相関が大きく変動している．経路 I における受信 CNR の中央値は 21.3 dB, 送信相関の中央値は 0.92 となった．一方，経路 II では，設置した送信機の列に対して，受信機は垂直に遠ざかる方向へ移動する．そのため，受信機を運搬する人が受信アンテナの陰となり，表 5.7 に示されるようにライスファクターは比較的大きいものの遅延波の数も多く，送信相関や受信 CNR の変動が大きい測定環境となっていることが図 5.28 から確認できる．経路 II における受信 CNR の中央値は 19.2 dB, 送信相関の中央値は 0.76 となった．

図 5.29(a) に 2×1 STBC，図 5.29(b) に 4×1 STBC 伝送装置の伝送特性の測定結果を示す．また，遅延プロファイル特性 (表 5.7) をもとに各経路の伝搬モデルを作成し，計算機シミュレーションにより求めた STBC 伝送の CNR-BER 特性も併せて図 5.29(b) に示す．ここでは，最大ドップラー周波数を 200 Hz (移動速度 5 km/s 相当)，送信相関を 0.2 と 0.9 の 2 通りとして，クロネッカーモデル [85][96] に従って計算した．

図 5.29(a) より，経路 I および経路 II の測定値と計算値の傾向はほぼ一致している．経路 I の測定値は相関 0.9 とした計算値の曲線近くに多く分布し，経路 II の測定値は相関 0.2 および 0.9 の計算値の曲線に幅広く分布している．但し，経路 II の平均受信 CNR が低い場合の測定値は，計算値よりも CNR-BER 特性が大きく劣化している．これは，経路 II では受信 CNR の変動が大きく，単位測定時間内で受信 CNR が低い値をとる測定点での BER の影響により，受信 CNR が高い場合の計算値よりも大きな誤りが発生したためと考えられる．

図 5.29(b) では，測定値と計算値の CNR-BER 特性の傾きが，図 5.29(a) よりも一致した結果となっている．これは，送信アンテナ数が増えたことにより，平均受信 CNR が安定し，測定した BER の値が安定したためだと考えられる．また，送信アンテナ数の増加に伴う送信ダイバーシティの向上により，誤り率特性は図 5.29(a) の測定結果よりも改善されていることがわかる．図 5.29(a) と比較して測定された誤り率の分布の範囲も縮小し，全体的に測定された平均受信 CNR も増加しているため，送信アンテナが 2 系統の場合よりも安定した運用が可能である．図 5.29(b) より， $1/2$ 畳み込み符号と (188,204)RS 符号の連

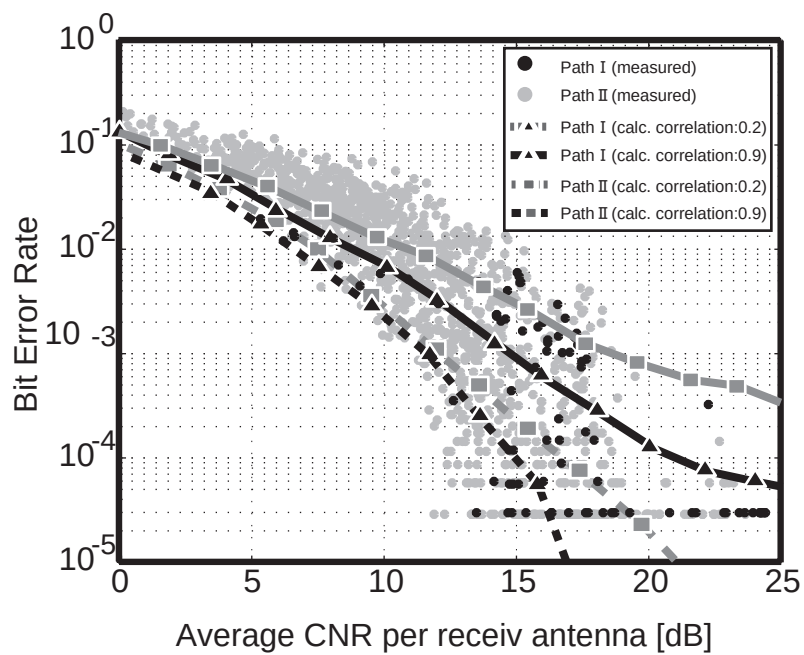
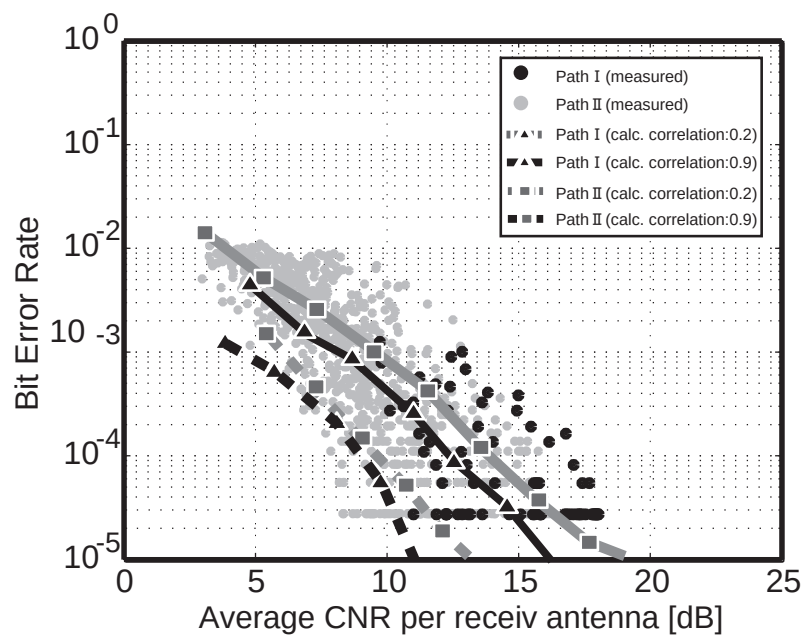
(a) 2×1 STBC(b) 4×1 STBC

図 5.29 STBC 伝送装置の CNR-BER 特性の測定結果

接符号による誤り訂正により，エラーフリーとなる 1.0×10^{-2} を超える BER は測定されず， 4×1 STBC 伝送により屋外見通し環境でも安定した「送り返し」伝送が可能であることが確認できた．

5.8 第61回NHK紅白歌合戦での運用

ミリ波モバイルカメラは，その高い映像伝送レートと複数台の同時利用が可能である点から，2008年の第59回NHK紅白歌合戦で初めて番組に使用されてから現在に至るまで，スポーツ中継などの多くの番組撮影に使用された(付録III)．当初は本線伝送に，16 QAM 変調の送信1系統のOFDM信号伝送により番組撮影を行っていた．また，送り返しも2.4 GHz帯の特定小電力無線局を用いた片方向通信により，簡易的なカメラ制御信号のみを伝送していた．その後，2009年の第60回NHK紅白歌合戦で本線にQPSK変調のMIMO多重伝送，2010年の第61回NHK紅白歌合戦では送り返しに送信4系統のSTBC伝送を適用して，送り返し機能を充実させたミリ波モバイルカメラを番組撮影に使用することに成功した．

以下に，第61回NHK紅白歌合戦でのミリ波モバイルカメラの運用例について述べる．第61回NHK紅白歌合戦では，多くの出演者がいる中で大規模なセット転換を迅速に行う必要があり，高い機動性により得られる演出上の効果に加え，出演者にケーブルの影響を与えない安全性の面からもミリ波モバイルカメラの使用が求められた．この撮影では，会場であるNHKホールの1階の観客席全域から上袖と下袖を含む舞台全域に至る広い範囲で途切れない無線伝送が必要となる．そこで，4台の42 GHz帯のミリ波帯送受信部[84](受信機Ⅰ，受信機Ⅱ，受信機Ⅲ，受信機Ⅳ)をNHKホール内に効果的に配置した．図5.30に42 GHz帯のミリ波帯送受信部の写真，図5.31にNHKホール内のミリ波帯送受信部の配置を示す．

本撮影では，クレーンカメラを含む18台の撮影カメラが使用され，その内の2台に，舞台上手および舞台下手の防振装置付きハイビジョンカメラと組み合わされたミリ波モバイルカメラが用いられた．舞台下手のミリ波モバイルカメラ(7カメ)は，QPSK変調の 2×4 MIMO多重伝送を行った．一方，舞台上手のミリ波モバイルカメラ(8カメ)は，16 QAM変調の 1×4 最大比合成復調(MRC, Maximal Ratio Combining)によるOFDM信号伝送を行った．送信1

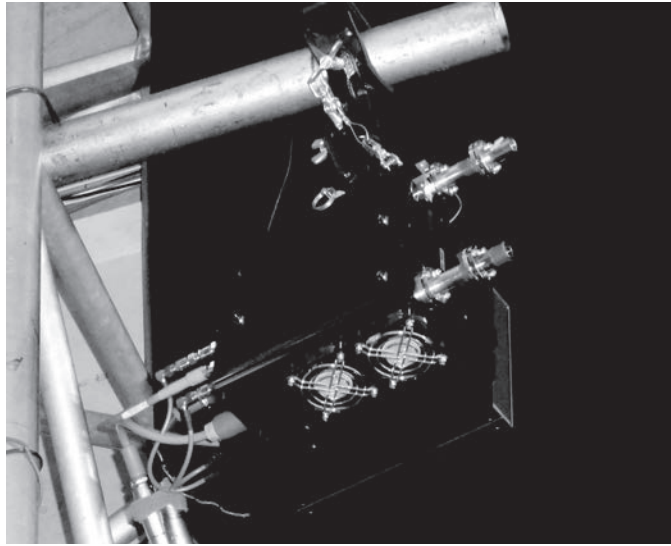


図 5.30 ミリ波帯送受信部

系統の OFDM 信号伝送の伝送レートは送信 2 系統の MIMO 多重伝送と等しいが，変調多値数が大きいため MIMO 多重伝送を行った場合と比較して所要 CNR が大きくなる．しかし，送信系統数が少ないため，カメラ側の送信装置の小型化を実現することができた．

ミリ波モバイルカメラ 2 台の本線伝送には，それぞれ 41.03125 GHz(図 2.12 の 1ch) と 41.28125 GHz(図 2.12 の 5ch) の周波数を割り当て，4 系統の 42 GHz 帯送受信部でまとめて受信した．ただし，16 QAM 変調の OFDM 信号を伝送するミリ波モバイルカメラでは，MIMO 多重伝送よりも所要 CNR が低くなるため，図 5.31 に示す本線の信号を受信する補助系受信部 V と VI を追加して設置し，撮影場所に応じて 42 GHz 帯送受信部の受信部と補助系受信部を切り替えて使用した．一方，送り返し伝送には中心周波数が 41.96875GHz(図 2.12 の 16ch) のチャンネルを 2 台のミリ波モバイルカメラに共通に割り当てた．

また，撮影前に NHK ホール内の各地点において伝送実験を行った．その結果，撮影範囲であるステージ上および 1 階観客席内において，16 QAM 変調の 1×4 MRC の場合の誤り訂正を含まない BER の最大値は 6.81×10^{-4} ，QPSK 変調の 2×4 MIMO 多重伝送の場合でも BER は 10^{-5} 台以下となり，安定した無線伝送ができることを確認した． 1.0×10^{-2} 以下の誤り率は， $\frac{1}{2}$ 畳込み符号と (204,188)RS 符号の接続符号により疑似エラーフリーとみなせるため，要求された撮影範囲全域を誤りなく伝送できることがわかった．また，撮影範囲外

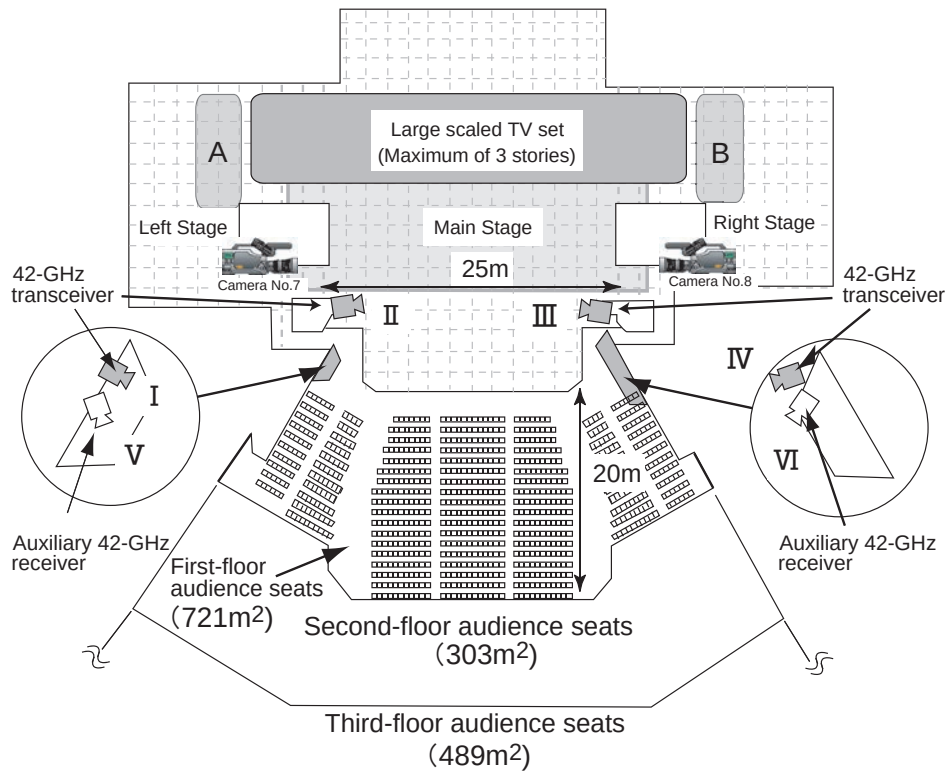


図 5.31 NHK ホールにおけるミリ波帯送受信部の配置

のエリアにおいても、スタジオセットの影となる図5.31上のAおよびBの範囲を除いた上下袖の舞台裏，2階から3階の観客席の全域に至るまで，本線および送り返しを途切れずに伝送できることを確認した。

第61回NHK紅白歌合戦の撮影では，撮影者と本線変調および送り返し復調基板を含むカメラ側伝送装置，42GHz帯高周波部およびバッテリーを背負う補助員の2名体制でミリ波モバイルカメラは運用された(図5.32)。そして，19曲の歌唱シーンとオープング，エンディングを含む合計50以上のカットの撮影に用いられ，映像遅延や画質劣化を気にすることなく，カメラケーブル接続のハイビジョンカメラとミリ波モバイルカメラの映像を自由に切り替えて放送された。また，カメラ制御信号および送り返し映像も途切れずに安定して伝送することができ，多彩な映像表現や安全性の向上の面で番組制作に大きく貢献した。



図 5.32 ミリ波モバイルカメラ (MIMO 多重伝送) の撮影の様子

5.9 むすび

本章では、ドラマ番組や音楽番組などの撮影で、カメラケーブルの制約に縛られずに多彩な映像表現を演出することができる、ハイビジョンワイヤレスカメラ「ミリ波モバイルカメラ」について述べた。そして、42 GHz 帯電波の広帯域利用、 2×4 MIMO 多重伝送を用いた本線伝送、 4×1 STBC 伝送を適用することで、低圧縮ハイビジョン映像の低遅延無線伝送を行う伝送装置を実現した。さらに、ミリ波モバイルカメラは本線と送り返しを連携させた双方向無線通信を実現し、今までのワイヤレスカメラでは実現できなかったゲンロック、双方向通信が必要な精密なカメラ遠隔制御、送り返し映像の低遅延伝送、インカム通信などカメラケーブル接続のハイビジョンカメラと遜色ない送り返し機能・操作性を実現した。

この本線伝送で用いた 2×4 MIMO 多重伝送では、データキャリアが QPSK 変調の MLD による MIMO 信号検出に加え、筆者らが提案する 16 QAM 変調の演算量削減型 MLD による MIMO 信号検出を行っている。この提案方式を用いることで、MLD による信号検出と比較して、約 1.02 % の乗算回数に削減することが可能な上、所要 CNR の劣化を 1 dB 以内に抑制できることを計算機シミュレーションにより示した。

また、送り返し伝送で用いた 4×1 STBC 伝送では、計算機シミュレーション

で求めた CNR-BER 特性の所要 CNR を比較すると、本線伝送が QPSK 変調の場合で 2.8 dB, 16 QAM 変調の場合で 11.6 dB 小さい所要 CNR となり、本線伝送よりも安定した送り返し伝送が可能であることがわかった。

これらの検討結果をもとに、ミリ波モバイルカメラは、2010 年の第 61 回 NHK 紅白歌合戦の撮影において、合計 50 以上のカットの撮影に使用され、その高い機動性による多彩な映像表現や安全性の向上の面で番組制作に大きく貢献するとともに、番組撮影におけるミリ波モバイルカメラの高い有効性を示した。

第6章

MIMO 多重伝送の最適信号検出方式 の検討

6.1 まえがき

5章において、撮影したハイビジョン映像を低遅延かつ低圧縮で無線伝送するハイビジョンワイヤレスカメラ「ミリ波モバイルカメラ」の構成および関連技術について説明し、テレビ番組の撮影で使用されていることを実例とともに述べた。しかし、ハイビジョン映像を大きく超える臨場感と質感を伝える次世代のテレビ映像として期待されているスーパーハイビジョン (SHV: Super Hi-Vision) 映像 [8] を放送品質の画質で伝送するためには、現行のミリ波モバイルカメラに対して更なる伝送容量の拡大が必要となる。このスーパーハイビジョンはハイビジョンの16倍の3,300万画素の超高精細映像と、22.2chの3次元音響から構成される高臨場感放送システムであり、2012年8月にITU-R勧告 [87] として承認されるとともに、2016年からの実用化試験放送開始が予定されている。また、2012年に開催されたロンドンオリンピックでは、撮影した24 Gbpsのスーパーハイビジョン映像を約280 Mbpsに圧縮してIPネットワークで日本・イギリス・アメリカに配信し、パブリックビューイングを成功させた実績を持つ [88]。

そこで筆者らは、スーパーハイビジョン映像を伝送する素材伝送の実現を目的とし、伝送容量の拡大のために5章で述べた 2×4 MIMO 多重伝送の送信信号の多重数を4に増やし、さらに信号の帯域幅を拡大することで、伝送容量を増加することを検討した。しかし、5章で述べたMIMO信号検出方式は、

送信信号の多重数を2とした場合には演算量を大きく削減できるものの、送信信号の多重数を4に増加させた場合には演算規模が大幅に増加して効率的な信号検出方式とは言えない。また、検出に用いる受信信号の数が少ない場合にはMLDからのCNR-BER特性の劣化が大きい。

そこで、本章では、送信信号の多重数を4以上とした場合のMIMO多重伝送の信号検出方式について述べる。周波数帯域を拡張せずに伝送容量を増加することができるMIMO多重伝送技術には、2章で述べた最尤推定検出(MLD)[37][38]が最も優れた伝送特性を示す復調方式として知られている。一方、多重する送信信号数や変調多値数が増加した場合、復調に必要な演算規模が指数関数的に増大するために回路規模が大きくなり、装置実装化が難しいという課題がある。そのため、尤度演算を行う送信信号の候補点の数を絞り込むことでMLDの演算量を削減する、QR分解とMアルゴリズムを適用したQRM-MLD(QR-decomposition with M-algorithm MLD)[40]や、SD(Sphere-Decoding)[41][89][90]などの演算量削減型MLDが提案されている。特に、信号検出に必要な演算量が伝搬路に依存しないQRM-MLDは、装置実装化が容易な方法である。また、シンボル候補の信頼度情報を用いる適応生き残りシンボル候補選択法を適用したQRM-MLD(QRM-MLD with ASESS)[91]は、従来のQRM-MLDの演算量を大幅に削減しながらも伝送特性の劣化が小さい信号検出方式として知られている。しかし、QR分解を用いる信号検出方法では、MIMO伝搬路行列の直交化の処理に多くの演算が必要となるため、多重する送信信号数や変調多値数が小規模であるシステムには、検出に必要な演算規模を効率的に削減する方法とはならない。

一方、この直交化に必要な演算処理の軽減のために、乗算過程を含まないマンハッタンメトリックを軟判定検出の尤度演算に適用するMLDが検討されている[92]。FPGAへのアルゴリズム実装では、乗算過程と比較して加算および減算過程はリソースの消費を大幅に節約できるため、装置化には有効な信号検出方式と言える。しかし、QR分解などの伝搬路行列の直交化を行わないため、尤度演算の対象となる候補点の数が増加し、例えば送信多重数4以上で16 QAM以上の多値変調を行う場合には、指数関数的に増加する候補点に対して行う加算および減算過程の回数が膨大となり、結果的に多くのFPGAのリソースが必要となる。また、最適メトリックである二乗メトリックを尤度演算に用いる場合と比較して、伝送特性の劣化が生じる課題がある。

本章では、伝搬路行列を小さい行列(以下、ブロック行列)に分割するブロッ

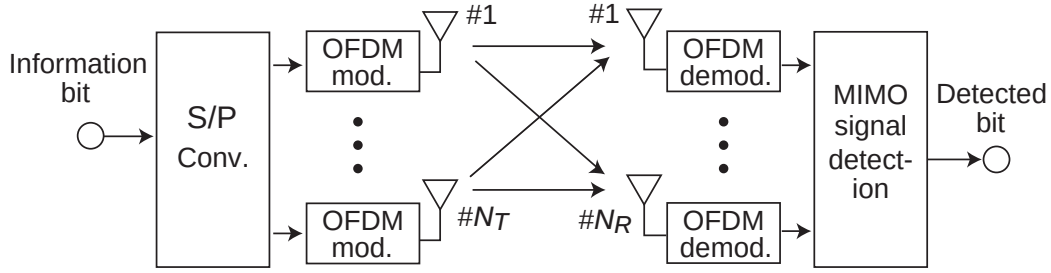


図 6.1 MIMO システム

ク QR 分解を用いた演算量削減型 MLD を提案する．複数の列ベクトルに対して拡張ハウスホルダー変換を行うブロック QR 分解では，従来の QR 分解よりも小さい演算規模で伝搬路行列の直交化を実現することができる．また，本提案方式では，ブロック QR 分解で生成した各ブロック行列において，マンハッタンメトリックを基準として候補点を選択し，この選択した候補点に対してのみ二乗メトリックを求めて尤度演算を行う．これらの演算処理により，伝搬路行列の直交化や尤度演算に必要な演算量を削減し，またマンハッタンメトリックを尤度演算に用いた MLD と比較して伝送特性の劣化を小さくすることが可能となる．さらに，本提案方式は，送信多重数や変調多値数が多い MIMO-OFDM 伝送の復調にも適用が容易で，さらに従来の QRM-MLD よりも少ない演算量と小さい特性劣化で信号検出を実現することが可能である．

6.2 MIMO 信号モデル

図 6.1 に，送信アンテナ数 N_T および受信アンテナ数 N_R とした MIMO-OFDM の多重伝送システムを示す．伝搬路は時不変・フラットフェージングを想定し， k 番目 ($1 \leq k \leq N_T$) の送信アンテナと l 番目 ($1 \leq l \leq N_R$) の受信アンテナ間のインパルス応答を h_{lk} とする．また，シンボル長 T として，離散時刻 iT における k 番目の送信アンテナからの送信信号を $x_k(i)$ とすると， l 番目の受信アンテナの受信信号 $y_l(i)$ は式 (6.1) で表わすことができる．

$$y_l(i) = \sum_{k=1}^{N_T} h_{lk} x_k(i) + n_l(i) \quad (6.1)$$

ここで， $n_l(i)$ は l 番目の受信機における白色ガウス雑音であり，平均 0 で平均電力 σ_n^2 の性質を持つ．式 (6.1) をベクトルおよび行列を用いて表わすと，式

(6.2) が得られる．

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (6.2)$$

ここで， $\mathbf{y}(i)$ は受信信号の N_R 次元列ベクトル， $\mathbf{H}$ は $N_R \times N_T$ 伝搬路行列， $\mathbf{x}(i)$ は送信信号の N_T 次元列ベクトル， $\mathbf{n}(i)$ は雑音の N_R 次元列ベクトルを示し，第2章の式 (2.9) から式 (2.13) のように定義する．

図 6.1 では，情報ビットを S/P 変換部で N_T 本の情報ビットに分割し，各 OFDM 変調部に分配して OFDM 信号を生成する．このとき，OFDM 信号には k 番目の OFDM 変調部で，固有の直交符号をシンボル毎に乗算したパイロットキャリアを付加する．一方， l 番目の OFDM 復調部では，受信信号のパイロットキャリアに k 番目の OFDM 変調部に割り当てた直交符号をシンボル毎に乗算し，伝搬路応答 h_{lk} の推定を行う．MIMO 信号検出部では，受信信号 $\mathbf{y}(i)$ と推定した伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を用いた信号検出により $\mathbf{x}(i)$ を復調する．

6.3 従来の MIMO 信号検出

6.3.1 MLD (Maximum Likelihood Detection)

MLD は，数ある MIMO 多重伝送の信号検出方式の中でも，最も優れた伝送特性を示す．条件付き確率密度関数 $p[\mathbf{y}(i)|\mathbf{H}, \mathbf{x}(i)]$ は式 (6.3) で表わされる．

$$p[\mathbf{y}(i)|\mathbf{H}, \mathbf{x}(i)] = \frac{1}{(\pi\sigma_n^2)^{N_R}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i)\|^2}{\sigma_n^2}\right) \quad (6.3)$$

ここで， $\|\mathbf{u}\|$ は，ベクトル $\mathbf{u}$ に対して $\|\mathbf{u}\| = (\mathbf{u}^H \mathbf{u})^{1/2}$ を満たす．式 (6.3) の確率密度関数 $p[\mathbf{y}(i)|\mathbf{H}, \mathbf{x}(i)]$ を最大にするためには， $\exp()$ 内の雑音成分である σ_n^2 を除いた分子の $\|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i)\|^2$ を最小にすることと等価となる．そのため，MLD では尤度関数 $L_t[\mathbf{x}(i)]$ を最小にする送信信号 $\mathbf{x}(i)$ の候補点を検出することで検出ビットを得る．尤度関数 $L_t[\mathbf{x}(i)]$ は式 (6.4) で表わされる二乗メトリックとして算出することができる．

$$\begin{aligned} L_t[\mathbf{x}(i)] &= \|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i)\|^2 \\ &= \sum_{l=1}^{N_R} \left\| y_l(i) - \sum_{k=1}^{N_T} h_{lk} x_k(i) \right\|^2 \end{aligned} \quad (6.4)$$

MLD は，式 (6.3) の条件付き確率密度関数を最大とする信号検出方式であるが，式 (6.4) の送信信号 $\mathbf{x}(i)$ に，各送信信号が取り得るすべてのコンスタレー

ションの値 (以下, 候補点) を代入して, それぞれ二乗メトリックを計算する必要がある. そのため, 計算回数は変調多値数 C に対して多重する送信信号数 N_T のべき乗で増加するので, 信号検出には膨大な演算規模が必要となる.

この二乗メトリックに必要な乗算回数を削減するために, 式 (6.5) および (6.6) で示すマンハッタンメトリックを利用する MLD 方式 [93] も検討されている.

$$L_m[\mathbf{x}(i)] = |\Re(\mathbf{E}(i))| + |\Im(\mathbf{E}(i))| \quad (6.5)$$

$$\mathbf{E}(i) = \mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i) \quad (6.6)$$

ここでは, $\Re(u)$ は複素数 u の実数成分, $\Im(u)$ は複素数 u の虚数成分を示す. 式 (6.5) のマンハッタンメトリックは乗算を行わずに加算と減算のみで求めることができる. ただし, マンハッタンメトリックの演算は送信信号の候補点数だけ必要となるため, 変調多値数 C および多重する送信信号数 N_T が増加するとその計算回数は指数関数的に増大し, 回路規模は大きくなる. また, 二乗メトリックを用いた場合よりも伝送特性は劣化する.

6.3.2 QRM-MLD

QRM-MLD では, 伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を QR 分解し, ユニタリ行列 $\mathbf{Q}$ と上三角行列 $\mathbf{R}$ を生成する. 式 (6.1) の伝搬行列に QR 分解を施すと式 (6.7) を得る.

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}(i) = (\mathbf{Q}\mathbf{R})\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (6.7)$$

ここで, $\mathbf{Q}$ は $N_R \times N_R$ のユニタリ行列, $\mathbf{R}$ は $N_R \times N_T$ の上三角行列を示す. 式 (6.7) の両辺にユニタリ行列 $\mathbf{Q}$ のエルミート共役 $\mathbf{Q}^H$ を乗算し, 伝搬路応答 $\mathbf{H}$ の直交化を行う.

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}^H \mathbf{y}(i) &= \mathbf{R}\mathbf{x}(i) + \mathbf{Q}^H \mathbf{n}(i) \\ \mathbf{y}'(i) &= \mathbf{R}\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}'(i) \end{aligned} \quad (6.8)$$

ここでは, 左辺 $\mathbf{Q}^H \mathbf{y}(i)$ を $\mathbf{y}'(i)$ とし, 雑音成分 $\mathbf{Q}^H \mathbf{n}(i)$ を $\mathbf{n}'(i)$ とした. 式 (6.8) を展開すると, l 行目の成分は式 (6.9) となる.

$$y'_l(i) = \sum_{k=l}^{N_T} r_{lk} x_k(i) + n'_l(i) \quad (1 \leq l \leq N_R) \quad (6.9)$$

ここで、式 (6.4) と同様に二乗メトリックを求めると、式 (6.10) となる。

$$L_l[\mathbf{x}(i)] = \left\| y'_l(i) - \sum_{k=l}^{N_T} r_{lk} x_k(i) \right\|^2 \quad (6.10)$$

式 (6.10) に対して、行番号 l が大きい行から順番に、各行で二乗メトリックを求める。このとき、送信信号 $x_k(i)$ には取りうるすべての候補点を送信信号レプリカとして代入し、二乗メトリックを求める。例えば、式 (6.10) では、行番号 l が最も大きくなる 0 以外の要素を含む行ベクトルには送信信号 $x_{N_T}(i)$ を含む項しか含まれないため、変調多値数 C 個の候補点に対して二乗メトリックを求めることとなる。その後、二乗メトリックの小さい順に、送信信号レプリカを送信信号の候補点として $M (1 \leq M \leq C)$ 個選択する M アルゴリズムを適用し、選択した候補点をもとに次に大きい行番号の二乗メトリックを求めていくことで、演算量の削減を図る。

また、QR 分解アルゴリズムの性質上、行列 $\mathbf{R}$ の k 列ベクトル $\mathbf{r}_k$ に対して $\|\mathbf{r}_k\|^2 = \|\mathbf{h}_k\|^2$ を満たす。そのため、QR 分解を行う前に伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の列ベクトル $\mathbf{h}_k$ の利得を小さい順に列番号の小さい方から割り当て、最初に選択する候補点の精度を高めることで全体の伝送特性を改善する並び替え QR 分解アルゴリズム [39] が提案されている。

6.4 提案方式

6.4.1 ブロックハウスホルダー変換

本提案方式では、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ をユニタリ行列 $\mathbf{Q}_b$ とブロック上三角行列 $\mathbf{R}_b$ に分解するブロック QR 分解 (BQR, Block QR-decompositon) を用いる。以下に、ブロック QR 分解を実現する拡張ハウスホルダー変換について示す [94]。

任意の n 行 r 列の行列 $\mathbf{A}$ に対して、 $(r+1)$ 行以上の要素を 0 に変換する拡張ハウスホルダー変換行列を生成する。まず、行列 $\mathbf{A}$ を r 行 r 列の正則行列 $\mathbf{A}_1$ と残りの $(n-r)$ 行 r 列の $\mathbf{A}_2$ に分割する。

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_2 \end{pmatrix} \quad (6.11)$$

この行列 $\mathbf{A}_1$ と行列 $\mathbf{A}_2$ を用いて、エルミート行列 $\mathbf{Z}'$ を生成する.

$$\begin{aligned}\mathbf{Z}' &= \mathbf{I}_r + \mathbf{Z}^H \mathbf{Z} \\ \mathbf{Z} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_1^{-1}\end{aligned}\tag{6.12}$$

ここで, $\mathbf{I}_r$ は r 行 r 列の単位行列を示す. 式 (6.12) のエルミート行列 $\mathbf{Z}'$ を固有値分解して対角行列 $\mathbf{D}$ と直交行列 $\mathbf{P}$ を求め, 行列 $\mathbf{V}_A$ を得る. エルミート行列 $\mathbf{Z}'$ が 2 行 2 列の行列の場合は, その固有値は簡単な 2 次方程式の解として求めることができる.

$$\mathbf{V}_A = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_1 + \mathbf{B} \\ \mathbf{A}_2 \end{pmatrix}\tag{6.13}$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{P}^H \sqrt{\mathbf{D}} \mathbf{P} \mathbf{A}_1\tag{6.14}$$

式 (6.14) において, 行列 $\sqrt{\mathbf{D}}$ はその要素が正の値を持つ対角行列 $\mathbf{D}$ の平方根を示す. このとき, 式 (6.13) の n 行 r 列の行列 $\mathbf{V}_A$ を用いて, 式 (6.15) で表される拡張ハウスホルダー変換行列 $\mathbf{H}(\mathbf{V}_A)$ を得る.

$$\mathbf{H}(\mathbf{V}_A) = \mathbf{I}_n - 2\mathbf{V}_A(\mathbf{V}_A^H \mathbf{V}_A)^{-1} \mathbf{V}_A^H\tag{6.15}$$

式 (6.15) の拡張ハウスホルダー変換行列 $\mathbf{H}(\mathbf{V}_A)$ を元の行列 $\mathbf{A}$ に乗算することで, $(r+1)$ 行以上の要素が 0 となる式 (6.16) の行列を得る (以下, 拡張ハウスホルダー変換).

$$\mathbf{H}(\mathbf{V}_A) \mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\mathbf{B} \\ \mathbf{O}_{((n-r) \times r)} \end{pmatrix}\tag{6.16}$$

ブロック QR 分解では, 伝搬路行列 $\mathbf{H}$ に対して左から式 (6.15) の r 列の拡張ハウスホルダー変換行列 $\mathbf{H}(\mathbf{V}_A)$ を順次生成し, 式 (6.16) のように伝搬路行列 $\mathbf{H}$ に繰り返し乗算し, ユニタリ行列 $\mathbf{Q}_b$ とブロック上三角行列 $\mathbf{R}_b$ を算出する. 従来の QR 分解では, 伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の 1 列ベクトルずつ順にハウスホルダー変換行列を生成して乗算を繰り返す. 一方, ブロック QR 分解は複数の列ベクトルに対して拡張ハウスホルダー変換を施すため, 必要な変換回数を少なくすることができる. そのため, 拡張ハウスホルダー変換行列の列数が小さく, 式 (6.14) の固有値分解が容易となる場合には, 従来の QR 分解よりも少ない演算量で伝搬路行列の直交化を実現することが可能となる.

式 (6.12) の $\mathbf{I}_r + \mathbf{Z}^H \mathbf{Z}$ は r 行 r 列のエルミート行列であり, $r = 2$ の場合には対角行列 $\mathbf{D}$ の対角要素 $d_i (i = 1, 2)$ は固有値分解により式 (6.17) および式 (6.18)

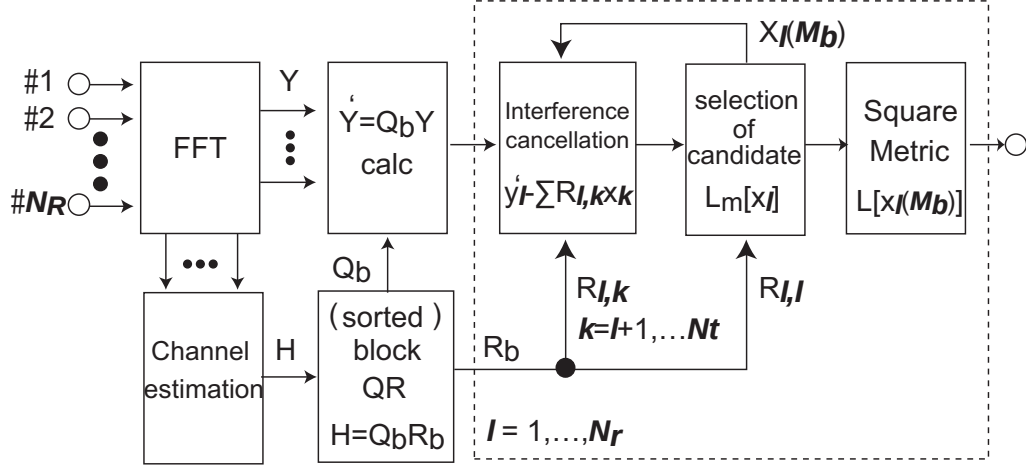


図 6.2 提案する BQRM-MLD の構成

で求めることができる．

$$I_r + Z^H Z = \begin{bmatrix} a & c \\ c^* & b \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{1}{2} \left(a + b + \sqrt{(a-b)^2 + 4|c|^2} \right) \\ d_2 &= \frac{1}{2} \left(a + b - \sqrt{(a-b)^2 + 4|c|^2} \right) \end{aligned} \quad (6.18)$$

6.4.2 ブロック QR 分解を用いた QRM-MLD

提案するブロック QR 分解を用いた MLD (BQRM-MLD, BQR with M-algorithm MLD) を図 6.2 に示す．受信信号のパイロット信号から伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を推定するとともに，受信信号のデータ信号から受信信号の列ベクトル $\mathbf{y}(i)$ を抽出する．BQRM-MLD では，伝搬路行列 $\mathbf{H}$ に 2 列単位の拡張ハウスホルダー変換行列を用いることで，ブロック QR 分解を行う．その後，式 (6.8) と同様に両辺にユニタリ行列 $\mathbf{Q}_b$ のエルミート共役 $\mathbf{Q}_b^H$ を乗算し，伝搬路応答 $\mathbf{H}$ の直交化を行う．ここでは，簡単のために送信アンテナ数 N_T および受信アンテナ数 N_R は等しくかつ偶数であるとし，正の整数 N_0 を用いて， $N_T = N_R = 2N_0$ と表す．

$$\mathbf{y}'_b(i) = \mathbf{R}_b \mathbf{x}_b(i) + \mathbf{n}'_b(i) \quad (6.19)$$

$$\mathbf{R}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{1,1} & \mathbf{R}_{1,2} & \cdots & \mathbf{R}_{1,N_0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{2,2} & \cdots & \mathbf{R}_{2,N_0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{R}_{N_0,N_0} \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

式 (6.20) において, 2 行 2 列の行列 $\mathbf{R}_{l,k}$ (以下, ブロック行列 $\mathbf{R}_{l,k}$) は式 (6.21), 送信信号ベクトル $\mathbf{x}_b(i)$ は式 (6.22) および (6.23), 受信信号ベクトル $\mathbf{y}'_b(i)$ は式 (6.24) および (6.25) で表される. ただし, $k = 1, \dots, N_0$ および $l = 1, \dots, N_0$ を満たす.

$$\mathbf{R}_{l,k} = \begin{bmatrix} r_{(2l-1)(2k-1)} & r_{(2l-1)2k} \\ r_{2l(2k-1)} & r_{2l2k} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$(\mathbf{x}_b(i))^H = [\mathbf{x}_1(i)^*, \dots, \mathbf{x}_{N_0}(i)^*] \quad (6.22)$$

$$(\mathbf{x}_k(i))^H = [x_{2k-1}(i)^*, x_{2k}(i)^*] \quad (6.23)$$

$$(\mathbf{y}'_b(i))^H = [\mathbf{y}'_1(i)^*, \dots, \mathbf{y}'_{N_0}(i)^*] \quad (6.24)$$

$$(\mathbf{y}'_l(i))^H = [y'_{2l-1}(i)^*, y'_{2l}(i)^*] \quad (6.25)$$

次に, QRM-MLD と同様に, 式 (6.20) の第 N_0 行から降順にメトリック情報の算出と候補点の選択を行う. 提案方式では, 乗算を行わずに候補点を選択するために, まずマンハッタンメトリックを求める. 第 N_0 行のマンハッタンメトリック $L_m[\mathbf{x}_{N_0}(i)]$ は式 (6.26) および (6.27) で得られる.

$$L_m[\mathbf{x}_{N_0}(i)] = \sum \{|\Re(\mathbf{E}_{N_0}(i))| + |\Im(\mathbf{E}_{N_0}(i))|\} \quad (6.26)$$

$$\mathbf{E}_{N_0}(i) = \mathbf{y}'_{N_0}(i) - \mathbf{R}_{N_0,N_0}\mathbf{x}_{N_0}(i) \quad (6.27)$$

式 (6.27) の $\mathbf{x}_{N_0}(i)$ には, 送信信号 $x_{N_T-1}(i)$ および $x_{N_T}(i)$ の取り得るすべての候補点を代入し, それぞれの候補点に対してマンハッタンメトリックを求める. 次に, 求めたマンハッタンメトリックの小さい順に $M_b (1 \leq M_b \leq C^2)$ 組の送信信号 $x_{N_T-1}(i)$ および $x_{N_T}(i)$ の候補点 $\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b)$ を選択する. その後, 選択した候補点 $\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b)$ に対して, 二乗メトリック $L[\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b)]$ を求める.

$$L[\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b)] = \sum \left\| \mathbf{y}'_{N_0}(i) - \mathbf{R}_{N_0,N_0}\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b) \right\|^2 \quad (6.28)$$

以降は, 行番号の大きい順から, 各行においてそれまでに選択した送信信号の M_b 個の候補点をもとに干渉項を除去する. その後, 残った未知の送信信

号に対してマンハッタンメトリックを求め、メトリックの小さい順に M_b 組の送信信号の候補点を選択し、二乗メトリックの算出を行う。各行で求めた M_b 組の候補点の二乗メトリックは、選択した候補点の組合せごとに加算していき、すべての行で演算が終わった段階で尤度関数として復調に用いる。第 l 行における送信信号 $x_{2k-1}(i)$ および $x_{2k}(i)$ の M_b 組の候補点を選択するのに用いるマンハッタンメトリック $L_m[\mathbf{x}_j(i)]$ を、式 (6.29)-(6.31) に示す。

$$L_m[\mathbf{x}_l(i)] = \sum \{|\Re(\mathbf{E}_l(i))| + |\Im(\mathbf{E}_l(i))|\} \quad (6.29)$$

$$\mathbf{E}_l(i) = \mathbf{y}''(i) - \mathbf{R}_{l,l}\mathbf{x}_l(i) \quad (6.30)$$

$$\mathbf{y}''(i) = \mathbf{y}'_l(i) - \sum_{k=l+1}^{N_0} \mathbf{R}_{l,k}\mathbf{x}_k(i) \quad (6.31)$$

式 (6.31) の右辺の第二項が干渉成分に相当する。この干渉成分は、これまでに選択した M_b 組の候補点を $\mathbf{x}_l(i)$ に代入して求め、受信信号の列ベクトル $\mathbf{y}'_l(i)$ から除去する。式 (6.29) で求めたマンハッタンメトリックを元に、送信信号 $x_{2k-1}(i)$ および $x_{2k}(i)$ の M_b 組の候補点 $\mathbf{x}_l(i, M_b)$ を選択し、二乗メトリック $L[\mathbf{x}_l(i, M_b)]$ を求める。

$$L[\mathbf{x}_l(i, M_b)] = \sum \left\| \mathbf{y}''(i) - \mathbf{R}_{l,l}\mathbf{x}_l(i, M_b) \right\|^2 \quad (6.32)$$

式 (6.32) の $\mathbf{y}''(i)$ および $\mathbf{R}_{l,l}\mathbf{x}_l(i, M_b)$ には、式 (6.30) で既に演算した結果を代入することで演算を省略することができる。この操作をブロック行列の第1行目まで繰り返し、各行において候補点ごとに加算した二乗メトリックから対数尤度比 (LLR: logarithm of likelihood ratio) を生成し、硬判定復調または軟判定復調を行う。また、選択されなかった候補点の二乗メトリックには、選択した候補点から求めた二乗メトリックを複数シンボルにわたり平均化した平均値の3倍の値を代入し、LLRを生成した [95]。

6.4.3 並び替えブロックQR分解

伝搬路行列 $\mathbf{H}$ をブロックQR分解した場合、ユニタリ行列 $\mathbf{Q}_b$ は利得が1となるため、式 (6.20) の上三角行列 $\mathbf{R}_b$ の k' 列目 ($k' = 1, \dots, N_0$) の行列は式 (6.33) を満たす。

$$\sum_{l=1}^{k'} \|\mathbf{R}_{l,k'}\|^2 = \sum_{k=2k'-1}^{2k'} \sum_{l=1}^{N_R} \|h_{lk}\|^2 \quad (6.33)$$

上三角行列 $\mathbf{R}_b$ の第 k' 列目の N_R 行 2 列の行列 $\mathbf{R}_{b_{k'}}$ の各要素の利得の総和は、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の第 $(2k' - 1)$ 列目と第 $2k'$ 列目の列ベクトル $\mathbf{h}_{(2k'-1, 2k')}$ の利得の総和と等しい。

$$\mathbf{R}_{b_{k'}}^H = [\mathbf{R}_{1,k'}^H, \dots, \mathbf{R}_{k',k'}^H, 0, \dots, 0] \quad (6.34)$$

式 (6.34) から、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の列ベクトル $\mathbf{h}_{(2k'-1, 2k')}$ の利得は $\mathbf{R}_{b_{k'}}$ の各要素の利得として分配されるため、列番号 k' の増加とともに 0 以外の要素の数が増える $\mathbf{R}_{b_{k'}}$ では、列番号 k' が増加するごとに要素一つあたりの利得は減少する。そのため、まず $\mathbf{H}$ の各列ベクトル $\mathbf{h}_n$ の利得 $\|\mathbf{h}_n\|$ ($n = 1, \dots, N_T$) を計算し、大きい列番号となる列ベクトルの利得が大きくなるように、列番号 k' の小さい順に利得が小さい列ベクトルを並び替えてからブロック QR 分解を施す BQRM-MLD (以下、電力順 BQRM-MLD) を検討した。図 6.3 に電力順 BQRM-MLD の並び替えの手順を、例とともに示す。

また、各ブロック行列 $\mathbf{R}_{l,k}$ 内の相関を抑制するために、利得が最小となる伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の列ベクトル $\mathbf{h}_{min}$ を検出し、 $\mathbf{h}_{min}$ と式 (6.35) で示す相関の値 $F(n)$ が小さい順に伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の列ベクトル $\mathbf{h}_n$ を並び替えてからブロック QR 分解を施す BQRM-MLD (以下、相関順 BQRM-MLD) も検討した。図 6.4 に相関順 BQRM-MLD の並び替えの手順を、例とともに示す。

$$F(n) = \left| \mathbf{h}_n - \frac{\mathbf{h}_{min}^H \cdot \mathbf{h}_n}{|\mathbf{h}_{min}|^2} \mathbf{h}_{min} \right|^2 \quad (6.35)$$

これらの並び替え処理を行ってから、第 6.4.2 項の信号検出処理を行う。この並び替え処理により、各ブロック行列 $\mathbf{R}_{l,k}$ で求める候補点の選択や二乗メトリックの精度を向上させることができ、全体の伝送特性が改善できると考えられる。

6.5 計算機シミュレーション

6.5.1 シミュレーション諸元

提案方式の伝送特性を明らかにするために、計算機シミュレーションによる評価を行った。計算機シミュレーション諸元を表 6.1 に示す。

標準規格 ARIB STD-B43[42] では、帯域幅 125 MHz のシステムで QPSK 変調を行った場合、1/2 畳込み符号を用いた場合で 80 Mbps の TS 信号を伝送する

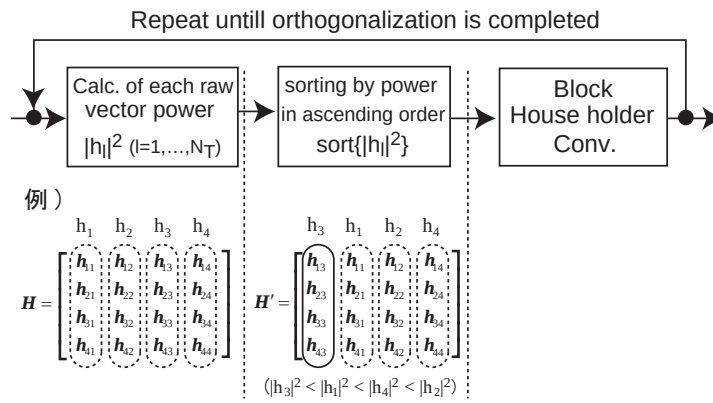


図 6.3 電力順並び替えブロック QR 分解のブロック図

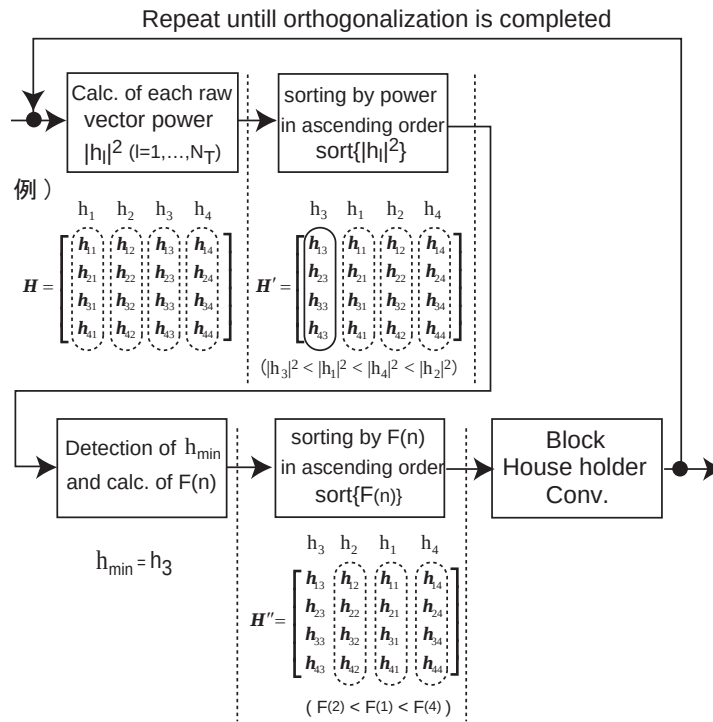


図 6.4 相関順並び替えブロック QR 分解のブロック図

表 6.1 シミュレーション諸元

変調方式	QPSK, 16 QAM
送信アンテナ数 N_T	4
受信アンテナ数 N_R	4
伝搬路	有相関レイリー フラットフェージング
送信相関 μ	0, 0.8
受信相関 ρ	0, 0.8

ことが規定されている．本計算機シミュレーションでは，パブリックビューイングに用いた圧縮スーパーハイビジョンの映像レート約 280 Mbps 以上の伝送レートを実現するために，MIMO 多重伝送で送信信号の多重数を 4，変調方式を QPSK と設定した．このとき，1/2 畳込み符号を用いると仮定すると，伝送可能な映像 TS レートは 320 Mbps となる．また，パブリックビューイングでは，緑色の画素が割り当てられた信号を省略するデュアルグリーン方式のスーパーハイビジョン映像 (映像 TS レート 24 Gbps) が使用されていたが，将来の素材伝送では 3 倍以上の伝送容量が必要なフルスペックのスーパーハイビジョン映像の伝送も必要となる．そこで，変調方式を 16 QAM とした場合の CNR-BER 特性も計算した．16 QAM 変調を用いた場合，1/2 畳込み符号を用いると仮定すると，伝送可能な映像 TS レートは 640 Mbps となる．

また，本システムが OFDM 信号を用いることを想定しており，各サブキャリアは伝搬路応答の周波数特性に対して十分に狭帯域であると考えられる点，提案方式の基本的な信号検出特性を明らかにすることを目的とする点から，本計算機シミュレーションでは周波数選択性フェージングは考慮せず，送受信アンテナ間の各伝搬路にはフラットレイリーフェージング環境を仮定した．さらに，送信相関行列 $\mathbf{R}_t$ および受信相関行列 $\mathbf{R}_r$ を用いて，クロネッカーモデルから有相関 MIMO 伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を生成した [96]．

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} 1 & \mu & \mu & \mu \\ \mu^* & 1 & \mu & \mu \\ \mu^* & \mu^* & 1 & \mu \\ \mu^* & \mu^* & \mu^* & 1 \end{bmatrix} \quad (6.36)$$

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho & \rho \\ \rho^* & 1 & \rho & \rho \\ \rho^* & \rho^* & 1 & \rho \\ \rho^* & \rho^* & \rho^* & 1 \end{bmatrix} \quad (6.37)$$

ここでは、従来方式として MMSE, QRM-MLD, 並び替え QRM-MLD, MLD について、提案方式として BQRM-MLD, 電力順 BQRM-MLD, 相関順 BQRM-MLD の伝送特性を計算機シミュレーションで求め、比較した。QRM-MLD で用いる上三角行列 $\mathbf{R}$ の各行で選択する候補点の選択数 $M(1 \leq M \leq 4)$ と、BQRM-MLD で用いるブロック上三角行列 $\mathbf{R}_b$ の 2 行 2 列の各ブロック行列で選択する候補点の選択数 $M_b(1 \leq M_b \leq 16)$ は、常に一定とした。この従来方式では信号検出に二乗メトリックのみを適用し、提案方式では信号検出にマンハッタンメトリックによる候補点選択と二乗メトリックによる尤度生成を適用した。また、軟判定復調は硬判定復調を用いた場合よりも優れた伝送特性を示すが、ここでは、MIMO 信号検出の基本的な伝送特性を評価するために、誤り訂正復号を含まない硬判定復調の結果から誤り率を計算した。

6.5.2 CNR-BER 特性 (QPSK 変調)

ブロック QR 分解を適用した MIMO 信号検出の伝送特性を把握するために、二乗メトリックのみを用いる従来の MLD を各ブロック行列で行う信号検出方式 (以下、BQRM-Full-MLD) の伝送特性を計算した。図 6.5 に、従来方式である QRM-MLD と BQRM-Full-MLD の無相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を示す。

図 6.5 では、従来の QRM-MLD の CNR-BER 特性は、 $M = 1$ の場合では受信ダイバーシティが 1 の傾きとなっているのに対し、BQRM-Full-MLD の CNR-BER 特性は、 $M_b = 1$ の場合では 2 行 2 列のブロック行列で行った MLD の影響から受信ダイバーシティが 2 の傾きとなっている。両方式とも、選択数 M および M_b が増加するにつれて、CNR-BER 特性は受信ダイバーシティ効果が 4 の傾きに近づき、選択数 $M = M_b = 4$ では従来の MLD とほぼ同等の伝送特性となった。ただし、候補点の選択数が 3 以下の場合では、BQRM-Full-MLD は QRM-MLD よりも優れた伝送特性を示すことがわかった。

マンハッタンメトリックを候補点選択に用いた BQRM-MLD と従来方式である QRM-MLD の無相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 6.6,

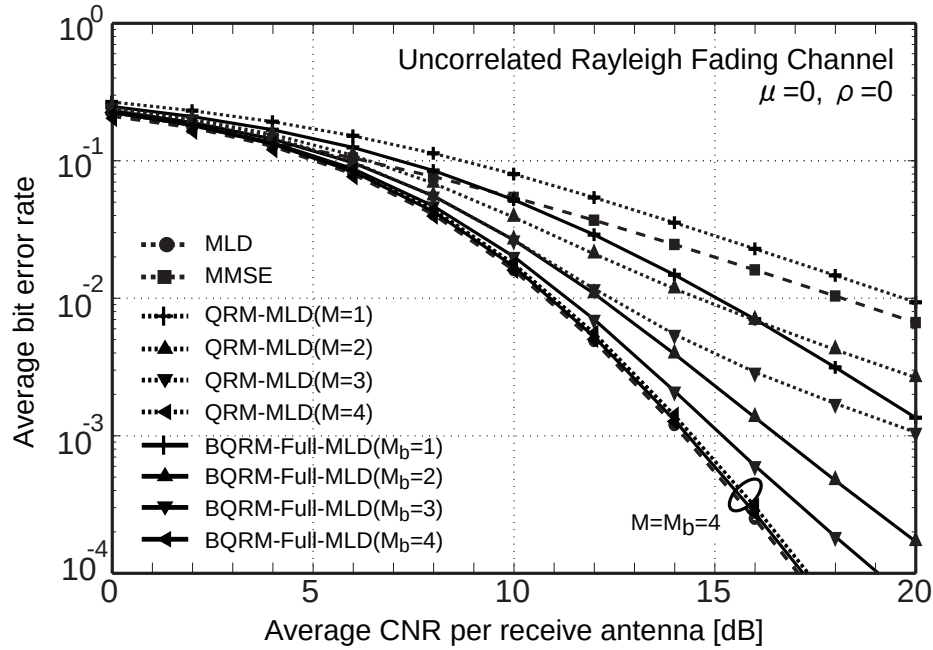


図 6.5 無相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-Full-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)

有相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 6.7 に示す。図 6.6 では、候補点の選択数 M および M_b が 3 以下の場合には、BQRM-MLD は QRM-MLD と比較して優れた伝送特性を示している。ただし、 $M = M_b = 4$ のときは、両方式とも MLD の伝送特性と同等の伝送特性となった。また、図 6.5 の BQRM-Full-MLD と図 6.6 の BQRM-MLD の結果を比較すると、選択数 M_b によらずほぼ同じ伝送特性を示し、マンハッタンメトリックを候補点の選択に用いることによる伝送特性の劣化はほとんど見られなかった。図 6.7 では、 $M = M_b = 4$ のときでは BQRM-MLD と QRM-MLD ではほぼ同じ伝送特性を示すが、MLD と比較して平均受信 CNR で 2.5 dB 以上劣化している。 M_b の増加に伴い BQRM-MLD の伝送特性は改善されるが、 $M_b = 6$ の場合においても平均受信 CNR で 1 dB 以上の劣化が見られた。

提案する電力順 BQRM-MLD と並び替え QRM-MLD の無相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 6.8、有相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 6.9 に示す。図 6.8 では、図 6.6 の並び替えを行わない QRM-MLD および BQRM-MLD と比較して、候補点の選択数 M および M_b が 3 以下の場合には平均受信 CNR で 1 dB 以上の伝送特性の改善が見られる。特に、BQRM-MLD

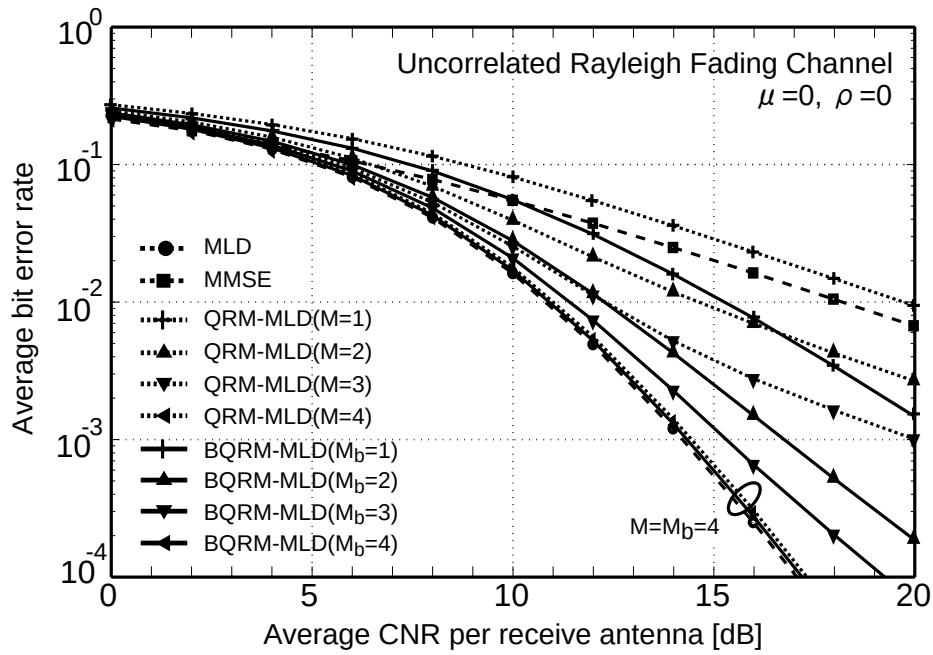


図 6.6 無相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)

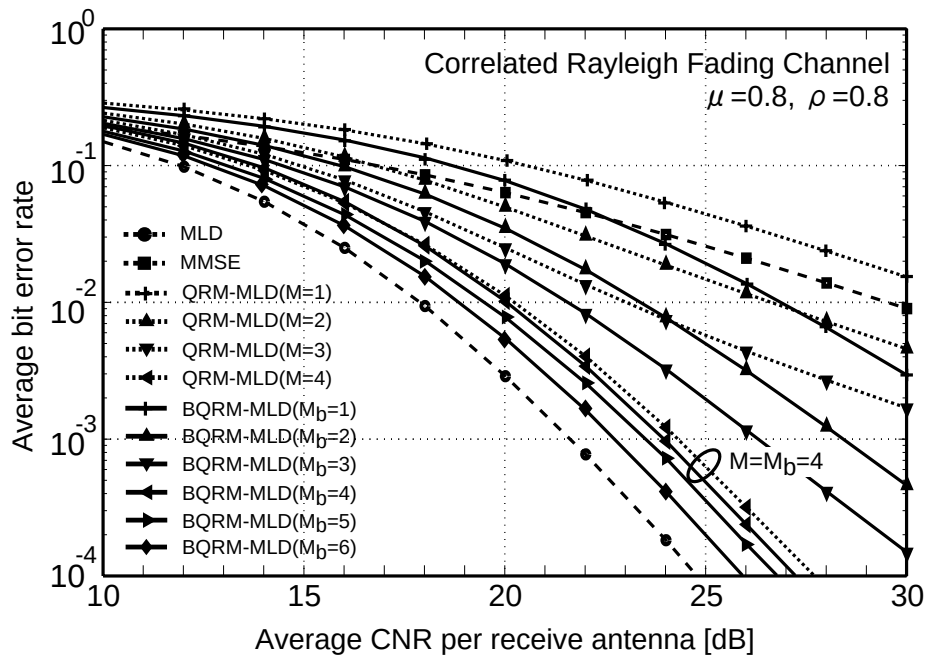


図 6.7 有相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)

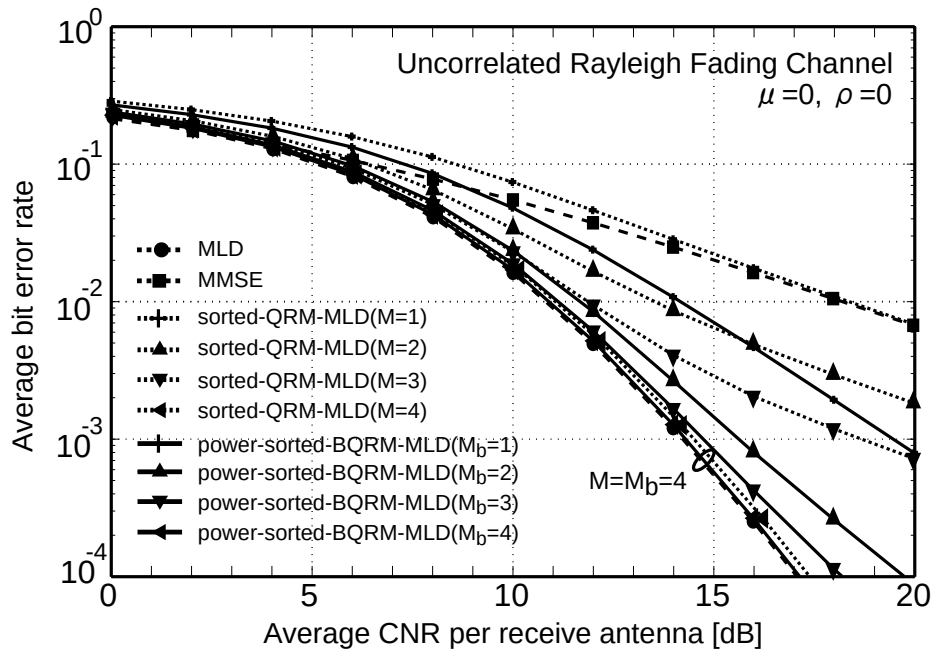


図 6.8 無相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と電力順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)

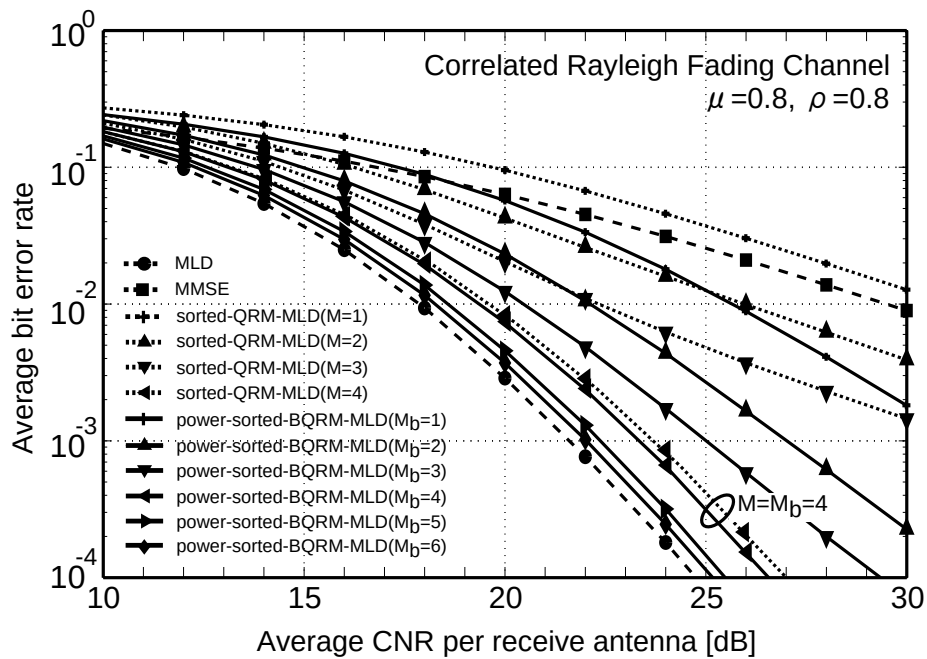


図 6.9 有相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と電力順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)

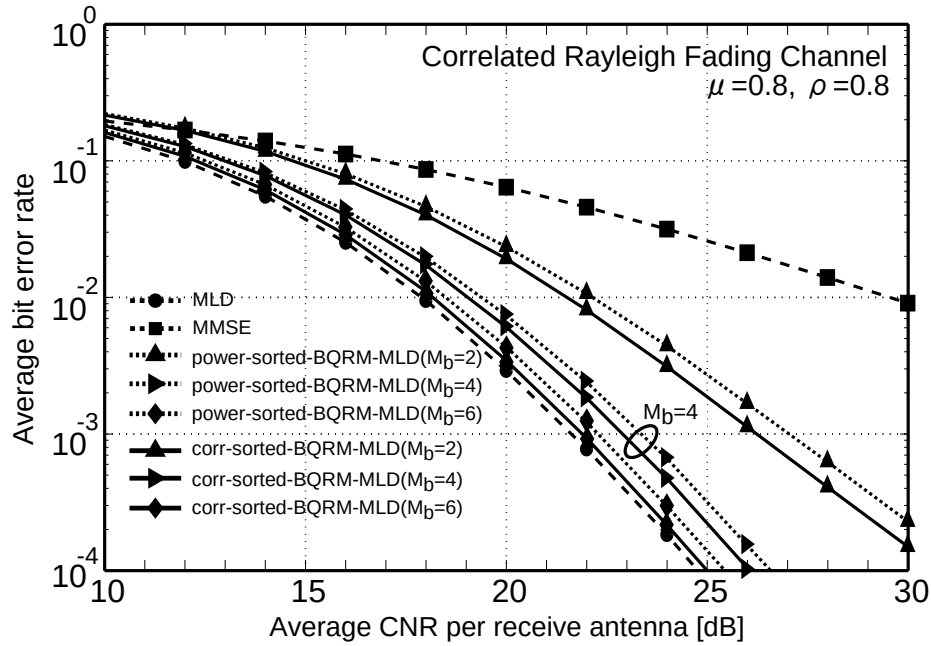


図 6.10 有相関伝搬路における電力順 BQRM-MLD と相関順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)

では $M_b = 3$ においてもほぼ MLD と同じ伝送特性となることが確認できた．図 6.9 では， $M = M_b = 4$ のときでは両方式ともほぼ同じ伝送特性を示すが MLD と比較して平均受信 CNR で 2 dB 程度劣化している．ただし， $M_b = 5$ 以上とした BQRM-MLD の伝送特性は，MLD からの劣化が平均受信 CNR で 1 dB 未満となった．

提案する相関順 BQRM-MLD と電力順 BQRM-MLD の有相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 6.10 に示す．候補点の選択数 M_b が同じ場合で伝送特性を比較すると，電力順 BQRM-MLD よりも相関順 BQRM-MLD が平均受信 CNR で約 0.5 dB 優れた特性を示している．また，相関順 BQRM-MLD は， $M_b = 6$ の場合においては MLD とほぼ等しい伝送特性となった．これは，相関順 BQRM-MLD が伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を相関順に並び替えてブロック QR 分解を行うことで各ブロック行列の伝搬路相関が抑制され，各ブロック行列で選択する候補点や生成する二乗メトリックの精度が向上したことが要因だと考えられる．

6.5.3 CNR-BER 特性 (16 QAM 変調)

16QAM 変調を用いた場合の並び替え QRM-MLD と相関順 BQRM-MLD について、図 6.11 に無相関伝搬路の場合および、図 6.12 に送信および受信相関 0.8 とした有相関伝搬路の場合の CNR-BER 特性の計算結果を示す。

第 6.5.2 項で述べた QPSK 変調の結果と同様に、図 6.11 および図 6.12 では、従来の QRM-MLD の CNR-BER 特性は、候補点の選択数 M が小さい場合には受信ダイバーシティが 1 の傾きとなっているのに対し、相関順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性は、候補点の選択数 M_b が小さい場合には 2 行 2 列のブロック行列で行った MLD の影響から、受信ダイバーシティが 2 の傾きとなっている。このため、候補点の選択数が小さい場合には、QRM-MLD の CNR-BER 特性と比較して、相関順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性は優れた伝送特性を示す。候補点の選択数 M および M_b が増加してくると、両方式の伝送特性は大きく改善されて MLD の CNR-BER 特性に近づき、両方式の伝送特性の差は小さくなる傾向にある。1/2 畳込み符号と (204,188)RS 符号の接続符号でエラーフリーとなる BER を 1.0×10^{-2} とし、この BER での両方式の平均受信 CNR を比較すると、MLD から 1 dB 以内の範囲の CNR-BER 特性に改善されるのは、無相関伝搬路では QRM-MLD で $M = 8$ 以上、相関順 BQRM-MLD では $M_b = 4$ 以上となり、有相関伝搬路では QRM-MLD で $M = 12$ 以上、相関順 BQRM-MLD では $M_b = 8$ 以上となることがわかった。相関順 BQRM-MLD に着目すると、無相関伝搬路では $M_b = 8$ 以上ではほぼ MLD の CNR-BER 特性と一致する一方、有相関伝搬路では $M_b = 12$ でも 0.5 dB 程度の劣化が見られた。

6.5.4 並び替えブロック QR 分解による固有値の変化

BQRM-MLD では、各ブロック行列で行う候補点の選択と生成する尤度の精度が伝送特性に大きな影響を与える。そこで、ブロック QR 分解で求めたブロック行列の固有値の分布を求めた。ブロック行列 $\mathbf{R}_{1,1}$ と $\mathbf{R}_{2,2}$ の固有値の総和の累積確率分布を、図 6.13 に示す。ここでは、平均受信 CNR が 20 dB、送信および受信相関が 0.8 の共通の伝搬路行列に対して、ブロック QR 分解 (以下、BQR)、利得順に並び替えた BQR (以下、利得順 BQR)、相関順に並び替えた BQR (以下、相関順 BQR) を行って、各ブロック行列の固有値の分布を比較した。

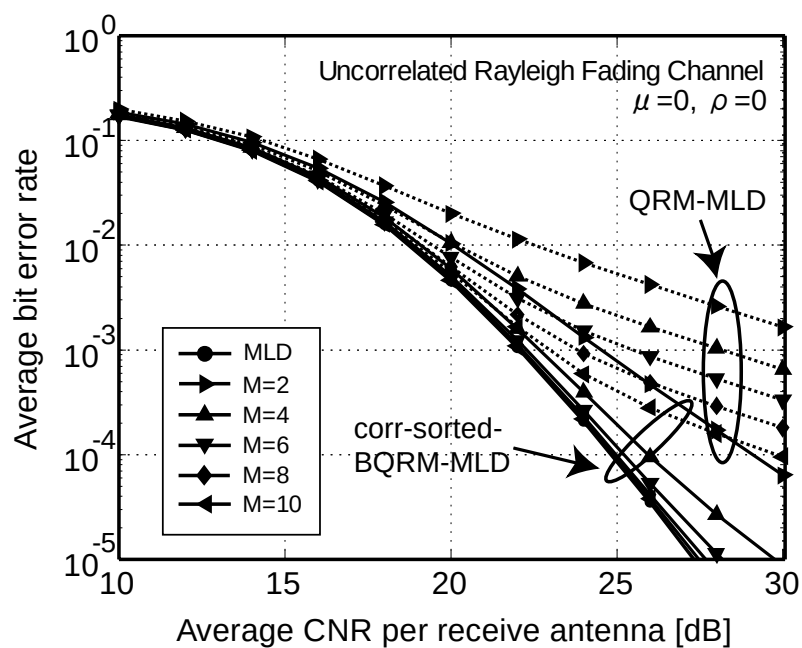


図 6.11 無相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と相関順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (16QAM)

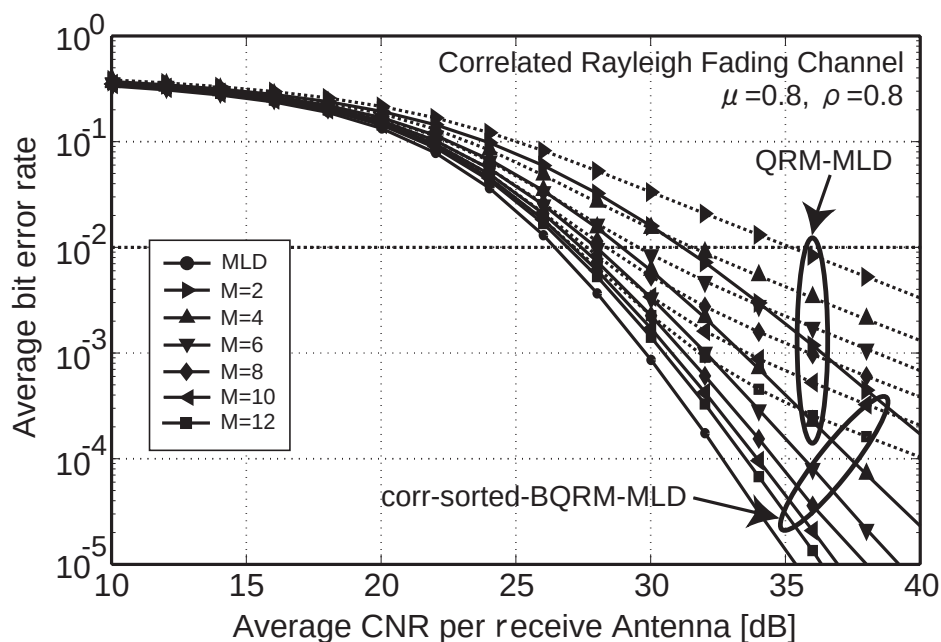


図 6.12 有相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と相関順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (16QAM)

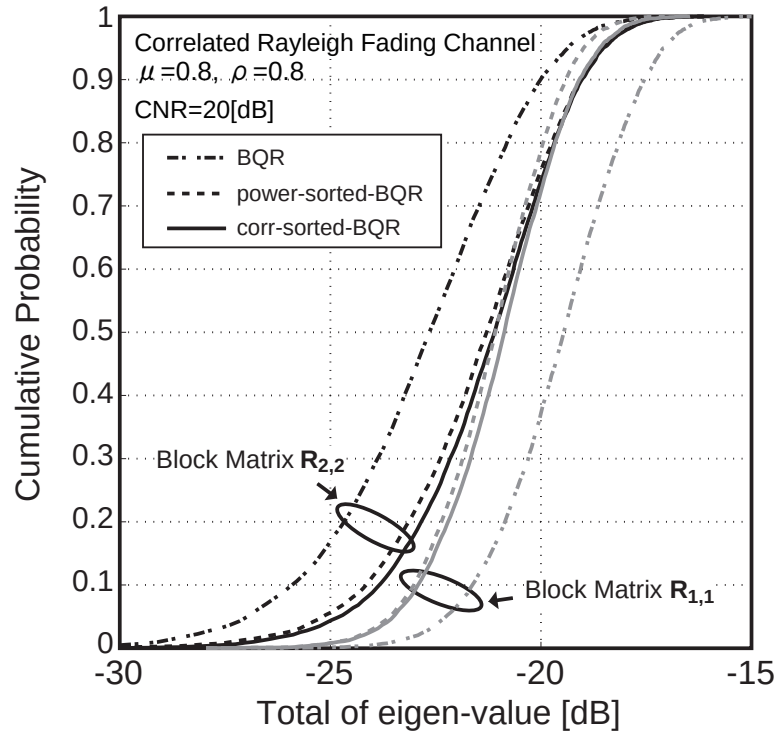


図 6.13 ブロック行列 ($\mathbf{R}_{1,1}$, $\mathbf{R}_{2,2}$) の固有値の和の累積確率分布

図 6.13 では、BQR と比較して、利得順 BQR と相関順 BQR の $\mathbf{R}_{1,1}$ の固有値は小さくなり、逆に $\mathbf{R}_{2,2}$ の固有値は大きくなった。これは、並び替えにより $\mathbf{R}_{2,2}$ に割り当てられる利得が増加したためで、これにより最初に $\mathbf{R}_{2,2}$ で選択する候補点の選択精度が向上し、伝送特性の改善につながったと考えられる。また、相関順 BQR では、利得順 BQR よりもブロック行列の固有値が全体的に増加しており、図 6.9 で相関順 BQRM-MLD が最も優れた伝送特性を示した傾向と一致した。

6.6 演算量の評価

各アルゴリズムの実数の乗算回数を表 6.2 に示す。表 6.2 では、簡単のために送信アンテナ数と受信アンテナ数は等しく N とし、変調多値数を C 、ブロック QR 分解のブロック行列の大きさ $r=2$ 、QRM-MLD の各行での候補点の選択数を M 、BQRM-MLD の各ブロック行列での候補点の選択数を M_b と表す。また、QR 分解の算出には、ハウスホルダー変換を適用することとした。ここ

では、実数 $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ に対し、複素数同士の乗算 $\mu\nu = (\alpha + j\beta)(\gamma + j\delta)$ は実数の乗算回数が4回、 $\|\mu\|^2 = \alpha^2 + \beta^2$ は実数の乗算回数が2回と数える。

送信多重数 $N = 4$ の場合、ブロック QR 分解の列ベクトル $\mathbf{Q}_b^H \mathbf{y}$ および行列 $\mathbf{R}_b$ の算出に必要な乗算回数は393回であるのに対し、QR 分解の列ベクトル $\mathbf{Q}^H \mathbf{y}$ および行列 $\mathbf{R}$ の算出に必要な乗算回数は530回となり、ブロック QR 分解は従来の QR 分解の約74%の乗算回数で実現できる。ミリ波帯を用いた移動伝送により高速に伝搬路応答が変動することを想定した標準規格 ARIB STD-B43[6] では、OFDM シンボル毎に各キャリアで伝搬路応答を推定する。そのため、推定した伝搬路応答に対して QR 分解またはブロック QR 分解を用いた直交化の処理を各 OFDM シンボルかつ各キャリアで行う必要があるため、伝搬路応答の直交化に伴う乗算回数を削減することは、全体の演算量を大きく削減する効果につながると考えられる。

一方、各ブロック行列を従来の MLD で信号検出する BQRM-Full-MLD では、受信レプリカの生成および二乗メトリックに必要な乗算回数は QRM-MLD と比較して増加する。 $N = 4$, QPSK 変調 ($C = 4$), 候補点の選択数 $M = M_b = 4$ とした場合、BQRM-Full-MLD では受信レプリカの生成に192回、二乗メトリックの算出に320回の乗算回数が必要となる一方、QRM-MLD では受信レプリカの生成に160回、二乗メトリックの算出に104回の乗算回数が必要となる。しかし、マンハッタンメトリックを用いて候補点を選択する BQRM-MLD では、二乗メトリックの算出に必要な乗算回数は32回となり、従来の QRM-MLD と比較して必要な乗算回数を大幅に削減することができる。このように、ブロック QR 分解とマンハッタンメトリックを用いた候補点の選択を行う BQRM-MLD は、従来の QRM-MLD と比較して信号検出に必要な演算量を削減することが可能となる。

信号検出全体に必要な乗算回数については、 $N = 4$ で QPSK 変調とした場合、MLD で必要となる18,432回の乗算回数と比較して、BQRM-MLD は $M_b = 4$ で約1/30倍の617回、 $M_b = 6$ で約1/28倍の665回となる。また、電力順 BQRM-MLD では $M_b = 4$ で約1/28倍の649回、 $M_b = 6$ で約1/26倍の697回となり、相関順 BQRM-MLD では $M_b = 4$ で約1/27倍の671回、 $M_b = 6$ で約1/26倍の719回となった。送信相関 μ および受信相関 ρ が0.8の有相関レイリーフェージング伝搬路では、相関順 BQRM-MLD は $M_b = 6$ のときにほぼMLDの伝送特性と一致するため、高相関な MIMO 伝搬路においても MLD と比較して乗算回数を約1/26倍に削減することができたと考えられる。また、候補点

表 6.2 各信号検出方式に必要な乗算回数

信号検出方式	操作	乗算回数
MLD	受信レプリカ	$4N^2C^N$
	二乗メトリック	$2NC^N$
MMSE	重み行列	$4(2N^3 + N(N+1)^2)$
	信号分離	$4N^2$
	二乗メトリック	$2NC$
QRM-MLD	並び替え	$\sum_{k=2}^N (2kN)$
	$\mathbf{Q}^H \mathbf{y}, \mathbf{R}$	$\sum_{k=2}^N 2k(2k^2 + 2k + 1)$
	受信レプリカ	$4(NC + \sum_{k=1}^N M(k-1))$
	二乗メトリック	$2C(1 + M(N-1))$
BQRM-Full -MLD	$\mathbf{Q}_b^H \mathbf{y}, \mathbf{R}_b$	$\sum_{k=2}^{N/2} (32k^3 - 8k^2 + 52k + 65)$
	受信レプリカ	$8(NC + \sum_{k=1}^{N/2} 2M_b(k-1))$
	二乗メトリック	$4C^2(1 + \sum_{k=1}^{N/2} M_b(k-1))$
BQRM-MLD	電力順並び替え	$\sum_{k=2}^{N/2} (4kN)$
	相関順並び替え	$\sum_{k=2}^{N/2} (4kN + 8k + 6)$
	$\mathbf{Q}_b^H \mathbf{y}, \mathbf{R}_b$	$\sum_{k=2}^{N/2} (32k^3 - 8k^2 + 52k + 65)$
	受信レプリカ	$8(NC + \sum_{k=1}^{N/2} 2M_b(k-1))$
	二乗メトリック	$2M_bN$

の選択数が $M = M_b = 4$ の場合、並び替え QRM-MLD の乗算回数は 866 回となり、BQRM-MLD は並び替え QRM-MLD と比較して約 75% の乗算回数で同等の伝送特性が得られることがわかった。

また、 $N = 4$ で 16 QAM 変調とした場合は、MLD からの劣化が 1 dB 以内となる条件で必要な乗算回数を比較すると、有相関伝搬路では相関順 BQRM-MLD は MLD の約 0.022 %、QRM-MLD の約 44 % となった。

6.7 むすび

本章では、演算量を効率的に削減し、さらに特性劣化が小さい MIMO-OFDM 伝送の信号検出として、ブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD を提案した。本提案方式では、まず伝搬路行列に拡張ハウスホルダー変換を施して、複数のブロック行列からなるブロック上三角行列を生成する。そして、得られた各ブロック行列において、マンハッタンメトリックをベースとした送信信号の候補点選択と、選択した候補点に対して求めた二乗メトリックをもとに尤度演算を行う。この従来の QR 分解よりも少ない乗算回数で伝搬路の直交化を実現するブロック QR 分解とマンハッタンメトリックを用いた候補点選択を行うことにより、従来の QRM-MLD よりも少ない演算量で、MLD の特性に近い伝送特性を実現できる。

そして、従来の QRM-MLD と提案方式の CNR-BER 特性を計算機シミュレーションにより比較した。この計算機シミュレーションでは、送信アンテナ数および受信アンテナ数を 4、変調方式を QPSK 変調とした場合、送信相関および受信相関が 0.8 の有相関レイリーフェージング伝搬路において、提案方式は MLD と比較して乗算回数を約 1/26 倍に削減しながらもほぼ同等の伝送特性を実現することを確認した。さらに、従来の演算量削減型 MLD である QRM-MLD と比較しても、約 75% の乗算回数で同等の伝送特性を実現できることを示した。また、変調方式を 16 QAM 変調とした場合、有相関伝搬路の CNR-BER 特性が MLD から 1 dB 以内の劣化に抑制されるとき乗算回数を比較すると、提案方式は MLD の MLD の約 0.022 %、QRM-MLD の約 44% となった。

本提案方式は、送信多重数や変調多値数をさらに増加させる場合においても、信号検出に必要な演算量を効率的に削減することが可能であり、放送分

野に留まらず無線通信の分野においても大容量伝送の実現に有効な手法であると考える。今後は、スーパーハイビジョン映像の素材無線伝送の実現に向けて、実際のミリ波帯伝搬特性を考慮した周波数選択性フェージングモデルでの計算機シミュレーションによる本提案方式の評価を進めていくとともに、装置開発をベースとした伝送実験を行っていく。

第7章

結論

本論文では、ハイビジョンおよびスーパーハイビジョン映像を高画質・低遅延で無線伝送するワイヤレスカメラの実現を目指し、ミリ波帯 (42 /55 GHz 帯) の広帯域利用と複数の送受信アンテナを用いる MIMO 技術を用いたワイヤレスカメラの検討を行った。

まず、撮影環境における MIMO 伝搬特性の把握を目的として、50 坪級スタジオ内の 55 GHz 帯の 2×4 MIMO 伝搬特性、NHK ホールや陸上競技場などの 42 GHz 帯の 2×4 MIMO 伝搬特性を伝搬実験により評価し、ミリ波帯を用いた MIMO 多重伝送の有効性を実証した。また、測定した 42 GHz 帯の 2×4 MIMO 伝搬路応答を用いて、 4×4 MIMO 伝搬路応答を推定し、送信多重数を 4 系統に拡張した場合の MIMO チャンネル容量を求めて、 4×4 MIMO 多重伝送の可能性を検討した。

次に、屋内および屋外の撮影環境において、ZF(Zero-Forcing) による MIMO 信号検出をベースとした MIMO 伝送特性を測定し、スタジオ環境における効果的な受信アンテナの配置や、屋外見通し環境における直交偏波 MIMO 多重伝送の有効性を検証した。

そして、測定した伝搬特性および伝送実験の結果をもとに、撮影環境に適した 2×4 MIMO 多重技術の信号検出方式を提案した。また、この 2×4 MIMO 多重技術を「本線伝送」に、 4×1 STBC 伝送技術を「送り返し伝送」に適用した双方向伝送システムを構築し、新しいハイビジョンワイヤレスカメラを開発した。さらに、構築した双方向伝送システムを用いて屋内および屋外環境で伝送実験を行うとともに、実際の番組撮影で使用することで、このハイビジョンワイヤレスカメラの有効性を実証した。

続いて、スーパーハイビジョンカメラのワイヤレスカメラの開発を目的として、送信多重数の増加や帯域幅の拡大により急激に増加する信号検出の演算規模を抑制するために、提案した 2×4 MIMO 多重技術のMIMO 信号検出方式よりも、さらに必要な演算規模を効率的に削減するブロックQR分解を用いた演算量削減型MLDを提案した。各章で得られた結果は、次のとおりである。

序論

放送および通信の分野で広まっている大容量伝送化の現状を説き、放送分野におけるハイビジョンおよびスーパーハイビジョン映像の新しい素材伝送技術の必要性、また素材伝送技術を応用したワイヤレスカメラの要求条件について説明した。

第2章

放送・通信の分野で実用されているOFDM 伝送技術やMIMO 伝送技術の中で、本論文に関わる技術について概要を説明した。さらに、今後開発するミリ波帯の素材伝送システムにおいてベースとなるOFDM 伝送技術を記載した標準規格ARIB STD B-43[42]について述べた。

第3章

ミリ波帯送受信装置を用いた伝搬実験を通して、50坪級スタジオ内における55 GHz 帯伝搬路特性(伝搬路相関、平均受信CNR、MIMO チャネル容量)と、42GHz 帯のNHK ホールやコンサートホールなどの屋内撮影環境や競技場などの屋外撮影環境における42 GHz 帯の伝搬路特性を測定した。

その結果、55 GHz 帯については、50坪級スタジオにおける送信アンテナおよび受信アンテナ配置を変えた時の伝搬特性をそれぞれ比較し、送信アンテナ配置よりも受信アンテナ配置が伝搬特性に与える影響が大きいことがわかった。また、この伝搬特性の相違は平均受信CNRの違いが主な要因となっていることが明らかとなった。

一方、42 GHz 帯については、屋内撮影環境では見通し内および見通し外のどちらにおいても送信相関は最大でも0.7程度と比較的小さく、主に平均受信CNRの確保が課題となる傾向があることがわかった。屋外撮影環境では、送信相関は最大で0.8以上の値をとり、平均受信CNRも大きなばらつきを持つ環境であることが確認でき、MIMO 多重伝送の信号

検出が難しくなるエリアが存在することが明らかとなった。さらに，屋内および屋外の撮影環境で測定した 2×4 MIMOの伝搬路応答から，送信機の移動速度を考慮して 4×4 MIMOの伝搬路応答を推定し，各撮影環境における送信4系統のMIMOチャネル容量を求めた。そして，屋内外の撮影環境においても，42GHz帯電波と4送信MIMO多重伝送を適用することにより，99%の範囲で約1 Gbpsの伝送容量を実現できる見込みを得ることができた。

第4章

屋内環境および屋外環境において測定した，ZF検出を行う 2×4 のミリ波帯MIMO-OFDM伝送装置を用いた伝送実験の結果から，最適な受信アンテナ配置や相関の高い伝搬環境におけるMIMO多重伝送の可能性について検討した。その結果，50坪級スタジオ環境では，55 GHz帯によるZF検出をベースとした 2×4 MIMO多重伝送を実現するために，12本の受信アンテナから4系統の受信信号を選択することで，ほぼ全域を誤りなく伝送できる見込みを得た。

一方，反射波がほとんどない見通し環境となる屋外撮影環境での撮影を想定し，2系統のOFDM信号をそれぞれ水平偏波・垂直偏波に割り当てる直交偏波MIMO多重伝送の検討を行った。ここでは，偏波変換板を用いた垂直/水平偏波の42GHz帯オムニアンテナを試作した。そして，直交偏波を用いたMIMO多重伝送で重要となる，垂直偏波と水平偏波オムニアンテナの放射パターンの同等性，10 dB以上の交差偏波識別度の確保を実現した。また， 2×4 MIMO多重伝送を用いた伝送実験を行い，直交偏波を用いることで送信相関の最大値を0.95から0.45に抑制し，誤り率の中央値を約 $\frac{1}{30}$ 倍に減少でき，ミリ波帯を用いた直交偏波MIMO伝送が有効であることを示した。一方，受信電力の減少から，電波の受信できるエリアが狭くなる現象も確認され，見通し環境では直交偏波の利用は有効であるが最適なXPRの実現が必要であり，この最適なXPRは推定できることを明らかにした。

第5章

「本線伝送」に 2×4 MIMO多重技術と，「送り返し伝送」に 4×1 時空間符号化を応用したミリ波帯ワイヤレスカメラ「ミリ波モバイルカメラ」

と関連技術について述べた。

まず、標準規格 ARIB STD B-43 のコンスタレーション配置を考慮した MIMO 信号検出方式を提案し、本線伝送の MIMO 多重伝送の信号検出に用いた。そして、第3章のスタジオ内伝搬測定実験の結果から 50 坪級スタジオ内伝搬モデルを作成し、提案した MIMO 多重伝送と STBC の CNR-BER 特性を求め、評価した。

次に、この MIMO 信号検出方式と STBC を実装したミリ波モバイルカメラを試作し、今までのワイヤレスカメラでは実現できなかったゲンロック、双方向通信が必要な精密なカメラ遠隔制御、送り返し映像の低遅延伝送、インカム通信などカメラケーブル接続のハイビジョンカメラと遜色ない送り返し機能・操作性を実現した。

さらに、撮影環境におけるこの試作したミリ波モバイルカメラを用いた伝送実験を行い、安定した無線伝送が可能であることを確認した。そして、このミリ波モバイルカメラを実際の番組撮影に使用し、その高い機動性による多彩な映像表現や安全性の向上の面で番組制作に大きく貢献するとともに、番組撮影におけるミリ波モバイルカメラの高い有効性を実証した。

第6章

スーパーハイビジョンの素材伝送を実現するために、伝送容量の拡大を目的として帯域幅の拡大や 4×4 MIMO 多重伝送の検討を行った。そして、帯域拡大や送信多重数の増加に伴う演算規模の増加を抑制するために、従来の QRM-MLD 方式よりも効率的に演算規模を削減するブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD を提案した。

また、提案方式を用いて、送信信号の多重数を 4、変調方式を QPSK および 16 QAM として計算機シミュレーションを行った。その結果、提案方式は QPSK 変調の場合で MLD の $1/26$ 倍、従来の QRM-MLD の 75 % の乗算回数、16QAM 変調の場合で MLD の MLD の約 $1/4550$ 倍、QRM-MLD の約 44% の乗算回数に規模を削減しながらも、MLD から CNR-BER 特性で平均受信 CNR が 1dB 以内の劣化に抑えることができることを確認し、本提案方式の有効性を確認した。

以上、本論文で得られた成果を要約すると次のようになる。

第3章および第4章で述べた，撮影環境における伝搬および伝送実験の結果から，ミリ波帯およびMIMO多重伝送を適用した伝送システムが画像などのデータの大容量伝送に有効であることがわかり，今後の新しい伝送サービスの可能性を見出すことができた．

第5章で述べた，ミリ波帯の広帯域利用とMIMO多重技術やSTBC技術を適用した双方向伝送は，従来のハイビジョンワイヤレスカメラの画質やカメラの操作性の課題を解決するものであり，ハイビジョンワイヤレスカメラだけでなく，数百メートル規模の範囲を自由に移動しても途切れない安定した無線通信システムへの応用も期待できるものである．

最後に，第6章で述べた，ブロックQR分解を用いた演算量削減型MLD方式は，大容量伝送を可能とする送信4系統以上のMIMO多重伝送において，従来の演算量削減型MLDと比較して効率的に演算規模を削減することができる信号検出方式であり，今後の携帯電話や無線通信システムへの応用も可能であると考えられる．今後は，この提案方式を実装したスーパーハイビジョン映像を伝送する素材伝送システムやワイヤレスカメラシステムの開発を進めていく．

謝辞

本論文の作成および研究内容については，著者が東京工業大学大学院理工学研究科後期博士課程在学中に，同大学院理工学研究科通信情報工学専攻 府川 和彦 准教授および 鈴木 博 教授の指導のもとに行ったものです．本研究を進めるにあたり，熱心かつ的確な御指導を賜りました．謹んで感謝の意を表します．

また，研究上の有益な御意見・御助言を頂きました，東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻 荒木 純道 教授，同通信情報工学専攻 植松 友彦 教授，同国際工学開発専攻 高田 潤一 教授，同通信情報工学専攻 松本 隆太郎 准教授に深く感謝致します．さらに，大学の事務手続きなどに疎い私に多大な助言を与えてくれた，鈴木・府川研究室 鈴木 千種 秘書に感謝致します．

本研究は，日本放送協会放送技術研究所において機会を与えられ，2002年から2013年の間に実施しました．本研究を進めるための環境提供など，多大なる支援を頂きましたNHK放送技術研究所 藤沢 秀一 所長，黒田 徹 副所長，本研究をより良い方向へ導くべく長期にわたり御指導下さった同伝送システム研究部 池田 哲臣 部長，濱住 啓之 主任研究員ならびに中川 孝之 専任研究員，東北工業大学 野本 俊裕 教授，NHK広島放送局技術部 古田 啓之 CE，そして，本論文に関する助言や励ましを与えてくださったNHK放送技術局報道施設部 小郷 直人 専任エンジニアに感謝致します．

本研究のミリ波モバイルカメラの開発には，NHKメディアテクノロジー 伊能 英男 専任エンジニアに多大な協力を頂きました．この場を借りてお礼申し上げます．また，本論文に記載した偏波変換膜を用いた水平偏波42GHz帯オムニアンテナの製作に協力頂いた，(株)エムメックスの米山 務 先生および(株)川島製作所 開発センターの川原 祐紀 様には深く感謝致します．

最後に，上記の方々ならびに関係者各位に深くお礼申し上げると共に，最後まで温かく応援を続けてくれた妻および2人の娘に深く感謝します．

参考文献

- [1] IEEE standard for information technology-telecommunications and information exchange between systems-local and metropolitan area networks-specific requirements - part 11: wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications, 802.11-2007 (2007)
- [2] IEEE standard for local and metropolitan area networks - part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems, 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor1-2005 (2006)
- [3] 3rd Generation Partnership Project: “High speed downlink packet access (HSDPA): overall description,” 3GPP TS25.308 V7.3.0 (Jun. 2007)
- [4] G. J. Foschini: “Layered Space-Time Architecture for Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas,” Bell Labs Technical Journal, pp.41-59 (Aug. 1996)
- [5] R. D. Murch and K. B. Letaief: “Antenna Systems for Broadband Wireless Access,” IEEE Commun. Mag., Vol.40, Issue.4, pp.76-83 (Apr. 2002)
- [6] M. Sugawara, K. Masaoka, M. Emoto, Y. Matsuo, and Y. Nojiri: “Research on Human Factors in Ultra-high-definition Television to Determine its Specifications,” SMPTE Motion Imaging, 117, pp. 23-29 (2008)
- [7] 菅原: “超高精細度テレビのITU-R勧告化とその意義,” ITUジャーナル, Vol.42, No.11 (Nov. 2012)
- [8] M. Sugawara, M. Emoto, K. Masaoka, Y. Nishida and Y. Shishikui: “SUPER Hi-VISION for the Next Generation Television,” ITE Trans. on MTA, Vol.1, No.1, pp 27-33 (2013)

- [9] ARIB 標準規格 STD-B56, ”超高精細度テレビジョン方式スタジオ規格” (2013)
- [10] 中北, 光本, 齊藤: “42GHz ハイビジョンワイヤレスカメラの開発,” 放送技術, 兼六館出版, No.4, pp.367-371 (1994)
- [11] 野本: “ミリ波素材伝送技術の歴史と展望,” NHK 技研 R&D, No.107, pp.4-7 (Jan. 2008)
- [12] ”テレビジョン放送番組素材伝送用可搬型 OFDM 方式デジタル無線伝送システム,” Standard, ARIB STD-B33 version 1.1, Association of Radio Industries and Businesses (2005)
- [13] 今野, 高野: “38GHz 帯による伝送実験,” NHK 技研月報, Vol.24, No.11/12, pp.492-494 (1981)
- [14] 高野: “42GHz 帯ハイビジョン番組中継用実験局,” NHK 技研月報, Vol.28, No.12, pp.468-473 (1985)
- [15] 中北, 渋谷, 岩崎, 矢島, 大川: “42GHz 帯ハイビジョンワイヤレスカメラ,” 映情学技報, ROFT'97, Vol.21, No.67, pp.1-6 (1997)
- [16] 高野: “42GHz 帯ハイビジョン番組中継用実験局,” NHK 技研月報, Vol.28, No.12, pp.468-473 (1985)
- [17] H. Nakakita, and F. Sugimoto: “Millimeter-Wave Field Pick-up Links for HDTV,” MWE'96, Microwave Workshop Digest, WS13-2, pp.358-363 (1996)
- [18] 鴨田, 岡部, 泉本: “60GHz 帯非圧縮ハイビジョン無線伝送システム,” 映情学誌, Vol.61, No.1, pp.31-35 (2007)
- [19] 中島, 池田: “スタジオ用ワイヤレスカメラのシステム要求条件の検討,” 映情学年次大, pp10-5 (Aug. 2002)
- [20] ”Draft standard for Information Technology, Telecommunications and Information Exchange Between Systems -Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements, Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput in the 60-GHz band”

- [21] "IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 15.3 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2 : Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension"
- [22] K. Ohata, K. Maruhashi, M. Ito, and S. Kishimoto: "1.25 Gbps wireless Gigabit ethernet link at 60 GHz-band," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol.1, No.2, pp. 41-59 (Jun. 2003)
- [23] A. Ariffin, Y. Chul, M. F. Amiruddin, S. Bujang, S. Jaafar, N. Aisyah, and M. Akib: "The wireless gigabit Ethernet link development at TMR&D," TELE-INFO'09 Proc. of the 8th Wseas international conf. on Telecommunications and informatics, pp152-156 (2009)
- [24] C. Liu, E. Skafidas, and R. J. Evans: "Capacity and Data Rate for Millimeter Wavelength Systems in a Short Range Package Radio Transceiver, IEEE Transactions On Wireless Communications," IEEE Trans. On Wireless Commun. Vol. 9, No. 3, pp903-906 (Mar. 2013)
- [25] E. Torkildson, B. Ananthasubramaniam, U. Madhow, and M. Rodwell: "Millimeter-wave MIMO: Wireless Links at Optical Speeds," in Proc. of 44th Allerton Conf. on Comm. Control and Computing (Sept. 2006)
- [26] 江林, 梅比良, 沢田:"60GHz帯直交偏波MIMO伝送方式におけるアンテナ配置のチャネル容量への影響," 信学技報, RCS2012-234 (Dec. 2012)
- [27] A. Ariffin, Y. Chul, M. F. Amiruddin, S. Bujang, S. Jaafar, N. Aisyah, and M. Akib: "Beamspace MIMO for Millimeter-Wave Communications: System Architecture, Modeling, Analysis, and Measurements," Antennas and Propagation, IEEE Transactions, Vol. 61, Issue 7, pp3814-3827 (Jul. 2013)
- [28] S. Ranvier, J. Kivinen, and P. Vainikainen: "Millimeter-wave MIMO Radio Channel Sounder," IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, vol. 56, no. 3, pp1018-1024 (Jun. 2007)

- [29] S. Kirthiga, and M. Jayakumar: "Performance and Capacity analysis of MIMO system at 5 GHz and 60 GHz in Indoor Environment," WSEAS Trans. on Commun., Issue 11, Vol 11, pp415-426 (Nov. 2012)
- [30] A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus, and R. W. Heath: "Hybrid precoding for millimeter wave cellular systems with partial channel knowledge," IEEE Information Theory and Applications Workshop, pp1-5 (2013)
- [31] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. AZAR, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez: "Millimeter Wave Mobile Communications for 5-G Cellular: It Will Work!," IEEE Access, pp335-349 (2013)
- [32] D. Chizhik, J. Ling, P. W. Wolniansky, R. A. Valenzuela, N. Costa, and K. Huber: "Multiple-Input-Multiple-Output Measurements and Modeling in Manhattan," IEEE J. Select. Areas Cummun., Vol. 21, No.3, pp.321-331 (Apr. 2003)
- [33] T. Kan, R. Funada, J. Wang, H. Harada, and J. Takada: "3GHz 帯マクロセルシステムにおける屋外 MIMO 電波伝搬測定," 信学技報, RCS2009-5, pp25-30 (May. 2009)
- [34] K. Mizutani, K. Sakaguchi, J. Takada, and K. Araki: "屋内 MIMO 電波路の時間変動特性解析," 信学技報 AP2005-118, pp13-18 (May. 2009)
- [35] K. Sakaguchi, H. Y. E. CHUA, and K. Araki : "MIMO Channel Capacity in an indoor Line-Of-Sight (LOS) Environ-ment," IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, No.7 (Jul. 2005)
- [36] 米山, 川原: " ミリ波用偏波変換膜 ", 電情通信論文誌 C-I, Vol. J82-C-I, No.1, pp26-27, (Jan.1999)
- [37] R.van Nee, A.van Zelst, and G.Awater: "Maximum likelihood decoding in a space division multiplexing system," Proc. IEEE VTC2000 Spring, Vol.1, pp.6-10 (May. 2000)

- [38] 東中, 岡崎, 元吉, 永易, 久保, 渋谷: “演算量削減最尤判定法を用いた MIMO システムにおける軟判定値生成に関する検討,” 2005 年信学技報, RCS 2005-91, pp37-42 (Oct. 2005)
- [39] D. Wubben, J. Rinas, R. Bohnke, V. Kuhn, and K. D. Kammeyer: “Efficient Algorithm for Detecting Layered Space-Time Codes,” Proc. 4th Int. ITG Conf. on Source and Channel Coding, pp.399-405 (Jan. 2002)
- [40] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis and J. D. Gibson: “A QRD-M/Kalman Filter-Based Detection and Channel Estimation Algorithm for MIMO-OFDM Systems”, IEEE Trans. Wireless Commun., Vol.4, No.2, pp.710-721 (Mar. 2005)
- [41] M. Higashinaka, K. Motoyoshi, A. Okazaki, T. Nagayasu, H. Kubo, and A. Shibuya: “Likelihood Estimation for Reduced-Complexity ML Detectors in a MIMO Spatial-Multiplexing System,” IEICE Trans. Commun., E91-B, Vol.3, pp.837-847 (Mar. 2008)
- [42] ”テレビジョン放送番組素材伝送用可搬形ミリ波帯デジタル無線伝送システム,” Standard, ARIB STD-B43 version 1.0, Association of Radio Industries and Businesses (2008)
- [43] 伊丹: “わかりやすい OFDM 技術,” ISBN4-274-20150-3
- [44] 鈴木, 中川, 池田: “MIMO 伝送技術とミリ波モバイルカメラへの応用,” NHK 技研 R&D, No.107, pp.8-19 (Jan. 2008)
- [45] B. R. Salzberg: “Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System,” IEEE Trans. Commun., Vol.COM-15, pp.805-811 (Dec. 1967)
- [46] Y. Sun, and L. Tong: “Channel Equalization for Wireless OFDM Systems with ICI and ISI,” IEEE Int. Conf. Commun., pp.182-186 (Jun. 1999)
- [47] J. A. Glassman: “A Generalization of The Fast Fourier Transform,” IEEE Trans. Computers, Vol.C-19, No.2, pp.105-116 (Feb. 1970)
- [48] R. H. Clarke: “A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception,” Bell Systems Technical Journal, Vol.47, No.6, pp.957-1000 (Jul. 1968)

- [49] Ke-Lin. Du, and M. N. S. Swamy: “Wireless Communication Systems,” Cambridge University Press (Apr. 2010)
- [50] T. Ohgane, T. Nishimura, and Y. Ogawa: “Applications of Space Division Multiplexing and Those Performance in a MIMO channel,” IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.5, pp.1843-1851 (2005)
- [51] G. J. Foschini, Jr.: “Layered Space-Time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” Bell Labs Tech.J., pp.41-59 (1996)
- [52] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank: “Space-Time Codes for high data rate wireless communication: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths,” IEEE Trans. Commun., Vol.47, No.2, pp.199-207 (Feb. 1999)
- [53] S. Alamouti: “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” IEEE J. Select, Areas Commun., Vol.16, No.8, pp.1451-1458 (Oct. 1998)
- [54] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank: “Space -Time Block Codes from Orthogonal Designs,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.45, No.5, pp.1456-1467 (Jul. 1999)
- [55] Branka Vucetic ,and Jinhong Yuan, “Spave-Time Coding,” WILEY (2003)
- [56] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank: “Space-Time Codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.44, No.2, pp.744-765 (Mar. 1998)
- [57] 古田, 池田: “スタジオカメラ用無線ネットワークのためのMIMO-OFDM用チャネル推定方法の一検討,” 信学技報 AP2003-216, RCS2003-222, pp.473-48 (Nov. 2003)
- [58] 小郷, 池田: “1.2GHz 帯および 2.3GHz 帯ワイヤレスカメラの運用を想定した放射特性と SAR の解析,” 映情学技報, BCT2013-66, pp.29-32 (Jun. 2013)

- [59] 西本, 小川, 西村, 大鐘: “室内伝搬実験に基づくアンテナ配置の違いによるMIMO-SDM特性比較,” 信学技報, RCS 2004-387, pp.123-128 (Mar. 2005)
- [60] 府川: “通信路容量,” 電子情報通信学会「知識ベース」, 4群, 1編, 7-1章, pp.2-5 (Nov. 2010)
- [61] 唐沢: “ディジタル移動通信の電波伝搬基礎,” コロナ社. (2004)
- [62] R. V. Nee, and R. Prasad: “OFDM for Wireless Multimedia Communications,” Artech House (2000)
- [63] J. D. Persons: “Mobile Radio Propagation Channel,” 2nd Ed. John Wiley & Sons, Ltd (2000)
- [64] A. A. M. Aaleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, “Distributed Antennas for Indoor radio communications,” IEEE Trans. Commun., Vol.35, pp.1245-1251 (Dec. 1987)
- [65] 熊谷, 松川, 小原, 山本, 安達: “分散アンテナネットワークにおけるMIMO空間多重の適用効果,” 信学技報, RCS2011-144, pp.7-12 (Oct. 2011)
- [66] T. Nakagawa, H. Furuta, K. Nakasima, and T. Ikeda: “Delay Spread Characteristics for OFDM Transimission in Television Studio,” Proc. ISAP ' 04, 2D4-2, pp541-544 (Aug. 2004)
- [67] M. SHafi, M. Zhang, A. L. Moustakas, P. J. Smith, A. F. Molisch, F. Tufveson, and S. H. Simon: “Polarized MIMO channels in 3-D: Models, Measurements and Mutual Information,” IEEE Journal on Seleced Areas Commun. 24, issue 3, pp.514-527 (Mar. 2006)
- [68] V. R. Anreddy, and M. A. Ingram : “Capacity of Measured Ricean and Rayleigh Indoor MIMO channels at 2.4 GHz with Polarization and Spatial Diversity,” Proc. Wireless Commun. and Networking Conf. 2006, IEEE, pp.946-951 (Apr. 2006)

- [69] F. Quitin, C. Oestges, F. Horlin, and P. D. Doncker : “Analytical Model and Experimental Validation Cross Polar Ratio in Polarized MIMO Channels,” PIMR Commun. 2008, IEEE, pp.1-5 (Sept. 2008)
- [70] T. Wirth, V. Jungnickel, A. Forck, S. Wahls, V. Venkatkumar, T. Haustein, and H. Wu : “Polarisation Dependent MIMO Gains on Multiuser Downlink OFDMA with a 3GPP LTE Air Interface in Typical Urban Outdoor Scenarios,” Proc. International ITG IEEE Workshop on Smart Antennas, pp.157-161 (Feb. 2008)
- [71] Y. Hirota, S. Nanba, and Y.Kishi : “Performance evaluation of cross-polarization 4x4 MIMO transmission through the outdoor field measurement in 2.1GHz band,” IEICE Technical Report, AP2010-99, pp.41-46 (Nov. 2010)
- [72] A. Ando, N. Kita, W. Yamada, K. Itokawa and A. Sato: “Study of Dual-polarized Omni-directional Antennas for 5.2GHz-band 2x2 MIMO-OFDM System,” Proc. APSI Symposium, IEEE, Vol.2, pp.1740-1743 (Jun. 2004)
- [73] 田岡，戴，樋口，佐和橋: “MIMO 多重における垂直/水平偏波アンテナを用いる 1Gbps 超高速パケット信号伝送の屋外実験結果,” 信学技報, RCS2006-107, pp.13-18, (Aug.2006)
- [74] A. Suyama, D. Uchida, H. Arai, Y. Inoue, and K. CHO: “A Dual Polarization 8-port MIMO Antenna with Dipole and Slot Antennas,” IEICE Technical Report, AP2008-234, pp.113-116 (Mar. 2009)
- [75] Y. Konishi, L. Matherum, J. Takada, I.Ida, and Y. Oishi: “Experimental Analysis of Dual-polarized MIMO system in Small Urban Macrocell Environments,” IEICE Technical Report, RCS2009-139, pp.37-42 (Nov. 2009)
- [76] 大工，水野，鈴木，小野，寒河江: “バイコニカル・アンテナを利用したミリ波・サブミリ波帯の回路素子,” 通学技報, MW81-28, pp.7-14 (Jun. 1981)
- [77] Peter F. M. Smulders, and Anthony G. Wagemans: “Biconical Horn Antennas for Near Uniform Coverage in Indoor Areas at Mm-Wave Frequencies,” IEEE Trans. on Vehicular Tech., Vol.43, No.4, pp.897-901 (Nov. 1994)

- [78] 古田, 鈴木, 中川, 岩崎, 池田: “ミリ波 MIMO-OFDM 伝送装置のスタジオ内伝送特性,” 2005 年信学ソ大, B-5-21(Aug. 2005)
- [79] 古田, 池田: “ミリ波モバイルカメラ用 MIMO-OFDM 伝送装置の試作とレイリーフェージング環境下での伝送特性の評価,” 信学技報, RCS2005-105, pp.101-106 (Jan. 2006)
- [80] R. V. Nee, and R. Prasad: “OFDM for Wireless Multimedia Communications,” Artech House (2000)
- [81] 藤元, 柴田, 伊藤, 鈴木: “差分演算を用いた OFDM 同期方式の検討,” 2000 信学総大, B-5-11 (Mar. 2000)
- [82] H. Wang, and X.-G. Xia: “Upper bounds of rates of complex orthogonal space-time block codes,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.49, No.10, pp.2788-2796 (Oct. 2003)
- [83] 藤田, 田野, 森広: “畳み込み符号化擬似 STBC とその復号法,” 信学技報, RCS2006-174 (Nov. 2006)
- [84] 中川, 鈴木, 池田: “ミリ波モバイルカメラ用 42GHz 帯双方向高周波部と IF 光伝送装置の開発,” 映像学技報, Vol.35, No.10, pp.39-42, BCT2011-39 (Feb. 2011)
- [85] K. I. Pedersen, J. B. Andersen, J. P. Kermoal, and P. E. Mogensen: “A Stochastic Multiple-Input-Multiple-Output Radio Channel Model for Evaluation of Space-Time Coding Algorithm,” IEEE VTC Fall 2000 (Sept. 2000)
- [86] 唐沢: “MIMO 伝搬チャネルモデリング Part II -クロネッカーモデルに関する考察-,” 第 495 回電波研連 F 分科会資料 (Jun. 2005)
- [87] “Parameter Values for UHD TV Systems for Production and International Programme Exchange,” Recommendation ITU-R BT.2020 (Aug. 2012)
- [88] M. Sugawara, S. Sawada, H. Fujinuma, Y. Shishikui, J. zubrzycki, R. Weerakkody and A. Quested: “Super Hi-Vision at the London 2012 Olympics,” SMPTE Mot. Imag Journal, Vol.122, No.1, pp.29-39 (Jan-Feb. 2013)

- [89] T. Fukatani, R. Matsumoto, and T. Uyematsu: "Two Methods for Decreasing the Computational Complexity of the MIMO ML Decoder," IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E87-A, No.10 (Oct. 2004)
- [90] A. Okawado, R. Matsumoto, and T. Uyematsu: "Near ML detection using Dijkstra's algorithm with bounded list size over MIMO channels," IEICE Technical Report, WBS2007-101 (Feb. 2008)
- [91] K. Higuchi, H. Kawai, H. Taoka, N. Maeda and M. Sawahashi: "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates for Quasi-Maximum Likelihood Detection Using M-Algorithm with QR-Decomposition for OFDM MIMO Multiplexing," IEICE Trans. Commun., **E92-B**, 4, pp.1258-1271 (Apr. 2009)
- [92] T. Koike, Y. Seki, H. Murata and S. Yoshida: "Prototype Implementation of Real-Time ML Detectors for Spatial Multiplexing Transmission," IEICE Trans. Commun., E89-B, Vol.3, pp845-852 (Mar. 2006)
- [93] S. Nagayama and T. Hattori: "A Proposal of RM QRM-MLD with Independent Adaptive Control of Surviving Symbol Replica Candidates for MIMO-OFDM system," Proc. IEEE VTC-2007 Fall., pp.452-456 (Sept. 2007)
- [94] F. Rotella and I. Zambettakis: "Block Householder Transformation for Parallel QR Factorization," Applied Mathematics Letters, Vol.12, No.4, pp.29-34 (May. 1999)
- [95] 関, 伊藤, 鹿倉, 川合, 前田, 樋口: "OFCDM MIMO 多重におけるシンボルレプリカ候補削減型 QR 分解-MLD に適した軟判定ターボ復号の尤度情報生成法," 信学技報, RCS2003-314, pp.67-72 (Mar. 2004)
- [96] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen: "A Stochastic MIMO Radio Channel Model With Experimental Validation," IEEE Journal on Selected Areas Commun., Vol.20, No.6, pp.1211-1226 (Aug. 2002)
- [97] I. F. Macdiarmid, and P.J. Darby: "Double-stimulus assessment of television picture quality," EBU Review Technical, Vol. 192, pp.70-79 (Apr. 1995)

- [98] 成田: “DSCQS 法と SSQS 法による画質の絶対評価の比較検討 -評点分布および評価データ処理方法-,” 信学論 D-II, Vol. J78-D-II, No.12, pp.1899-1910 (Dec. 1995)
- [99] 中須, 神田, 市ヶ谷, 黒住, 西田: “異種符号化映像フォーマットの総合画質評価,” 映情学誌, Vol. 62, No.8, pp.1243-1250 (Aug. 2008)
- [100] ITU-R Recommendation BT.1122-2: “User requirements for codecs for emission and secondary distribution systems for SDTV and HDTV,” (Mar. 2011)
- [101] ITU-R Recommendation BT.800-2: “User Requirements for the Transmission Through Contribution and Primary Distribution Networks of Digital Television Signals Defined according to the 4:2:2 Standard of Recommendation ITU-R BT.601,” (1992-1994-1995)

目 次

1.1	無線素材伝送システム	3
1.2	本論文の構成	10
2.1	OFDM 変調の系統図	12
2.2	OFDM 復調の系統図	13
2.3	マルチパスによる直接波と遅延波の関係	15
2.4	ガードインターバルの概念	15
2.5	マルチパス環境での GI の効果	16
2.6	MIMO 伝送技術の伝送系統	18
2.7	MIMO 伝送技術の分類	19
2.8	SISO 伝送を基準とした MIMO 多重伝送と時空間符号化の比較	20
2.9	2×1 MIMO(16QAM 変調) の MLD 検出	23
2.10	SISO 伝送を基準とした MIMO 多重伝送の各信号検出の比較	24
2.11	2×1 STBC のブロック図	25
2.12	ミリ波帯チャネル割り当て	26
2.13	パイロット信号配置	27
2.14	送信制御部の構成	28
2.15	直交符号を乗算したパイロット信号	30
3.1	ミリ波帯伝搬路応答測定の系統図	33
3.2	遅延プロファイルのパラメータ	36
3.3	検討するシステムの送受信アンテナ配置	37
3.4	送信アンテナ配置	38
3.5	受信アンテナ配置	39
3.6	送信アンテナ配置による平均受信 CNR(パターン 1)	41
3.7	送信アンテナ配置による送信相関(パターン 1)	41
3.8	受信アンテナ配置による平均受信 CNR	42

3.9 受信アンテナ配置による送信相関	43
3.10 受信アンテナ配置による MIMO チャンネル容量	43
3.11 NHK ホールにおける伝搬実験での測定エリア	45
3.12 NHK ホールにおける平均受信 CNR の累積確率分布	46
3.13 NHK ホールにおける送信相関の累積確率分布	47
3.14 NHK ホールにおける MIMO チャンネル容量の累積確率分布	47
3.15 幕張メッセイベントホールにおける伝搬実験での測定エリア	49
3.16 イベントホールにおける平均受信 CNR の累積確率分布	50
3.17 イベントホールにおける送信相関の累積確率分布	50
3.18 イベントホールにおける MIMO チャンネル容量の累積確率分布	51
3.19 幕張メッセイベントホールにおける伝搬実験での測定エリア	52
3.20 ミリ波帯送信機の様子	53
3.21 ミリ波帯受信機の様子	53
3.22 屋外競技場における平均受信 CNR の累積確率分布	54
3.23 屋外競技場における送信相関の累積確率分布	54
3.24 屋外競技場における MIMO チャンネル容量の累積確率分布	55
3.25 MIMO チャンネル容量の推定方法	57
3.26 MIMO チャンネル容量の累積確率分布	57
4.1 実験系統図	62
4.2 受信機の配置による BER 分布の変化	65
4.3 受信アンテナ間隔による BER 分布の変化	66
4.4 受信アンテナ間隔 2.5 m とした場合の BER の累積度数分布	67
4.5 受信機の配置と 99.9% 送信エリアの面積の関係	69
4.6 受信信号を選択した場合の 99.9% 送信エリア	69
4.7 42GHz 帯オムニアンテナ (左:垂直偏波, 右:水平偏波)	71
4.8 水平オムニアンテナの構造	72
4.9 アンテナパターンの測定結果	74
4.10 屋外伝送実験の概要	75
4.11 MIMO 多重伝送の誤り率の分布	77
4.12 送信相関と BER 特性	78
4.13 直交偏波による受信 CNR の変化	79
4.14 直交偏波による送信相関の変化	80

4.15 直交偏波による XPR の変化	80
4.16 直交偏波を用いない場合の誤り率特性の分布	81
4.17 直交偏波を用いた場合の誤り率特性の分布	81
4.18 直交偏波による BER 特性の変化	82
4.19 送信相関と BER の関係 (V-V 偏波)	83
4.20 送信相関と XPR の関係	84
5.1 本線伝送と送り返し伝送	90
5.2 ミリ波モバイルカメラのシステムブロック図	91
5.3 相関検出によるシンボルタイミング検出	94
5.4 差分検出によるシンボルタイミング検出	94
5.5 振幅差分検出によるシンボルタイミング検出	94
5.6 2×4 の MIMO 多重伝送	96
5.7 MIMO-OFDM 変調部のブロック図	97
5.8 MIMO-OFDM 信号検出部のブロック図	97
5.9 2×4 MIMO 信号検出 (16 QAM) のブロック図	98
5.10 16 QAM のコンスタレーション配置とビット割り当て	100
5.11 ビットごとのコンスタレーション配置	100
5.12 送信 4 系統・受信 1 系統の STBC 伝送	103
5.13 STBC 符号化部のブロック図	103
5.14 STBC 復号化部のブロック図	104
5.15 200m^2 級スタジオ伝搬モデル	105
5.16 送信および受信相関の分布の比較	107
5.17 各タイミング検出方式のサンプル波形	108
5.18 サンプル波形の微分波形	109
5.19 GI 検出 SNR の累積度数分布 (CNR 30 dB)	110
5.20 MIMO 多重伝送時の GI 検出 SNR の累積度数分布 (CNR 30 dB)	111
5.21 パイロット多重と伝搬路推定による推定誤差	113
5.22 パイロット多重と伝搬路推定による誤り率特性の変化	114
5.23 計算機シミュレーションによる本線伝送の CNR-BER 特性	115
5.24 計算機シミュレーションによる送り返し伝送の CNR-BER 特性	116
5.25 本線伝送の実験概要および測定結果	117
5.26 測定した BER の累積度数分布	119

5.27 STBC 伝送の屋外伝送実験の概要	120
5.28 2×1 STBC の伝搬特性の測定結果	121
5.29 STBC 伝送装置の CNR-BER 特性の測定結果	123
5.30 ミリ波帯送受信部	125
5.31 NHK ホールにおけるミリ波帯送受信部の配置	126
5.32 ミリ波モバイルカメラ (MIMO 多重伝送) の撮影の様子	127
6.1 MIMO システム	131
6.2 提案する BQRM-MLD の構成	136
6.3 電力順並び替えブロック QR 分解のブロック図	140
6.4 相関順並び替えブロック QR 分解のブロック図	140
6.5 無相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-Full-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)	143
6.6 無相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)	144
6.7 有相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)	144
6.8 無相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と電力順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)	145
6.9 有相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と電力順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)	145
6.10 有相関伝搬路における電力順 BQRM-MLD と相関順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (QPSK)	146
6.11 無相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と相関順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (16QAM)	148
6.12 有相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と相関順 BQRM-MLD の CNR-BER 特性 (16QAM)	148
6.13 ブロック行列 ($\mathbf{R}_{1,1}$, $\mathbf{R}_{2,2}$) の固有値の和の累積確率分布	149
I.1 送信制御部の構成	184
I.2 畳込み符号化回路	185
I.3 時間インタリーブの構成	186
I.4 時間インタリーブ長による CNR-BER 特性の変化	192

II.1 低遅延 H.264 コーデック後のハイビジョン映像の画質	194
III.1 ゴルフ中継のミリ波モバイルカメラシステム	197
III.2 ゴルフ中継での出先側の様子	198

表 目 次

1.1	FPU の主な周波数割り当て	5
3.1	OFDM 信号諸元	33
3.2	受信 IF 記録装置の諸元	34
3.3	送受信アンテナの設置条件	38
3.4	遅延パラメータの測定結果 (イベントホール)	48
3.5	遅延パラメータの測定結果 (屋外競技場)	52
3.6	4 × 4MIMO 伝送容量	58
4.1	リアルタイム誤り率解析記録装置の諸元	63
4.2	受信アンテナ間隔と送信エリアの関係	67
4.3	垂直/水平偏波オムニアンテナ諸元	71
4.4	OFDM 信号諸元	75
4.5	送受信アンテナ条件	75
4.6	遅延プロファイルの測定結果	76
5.1	本線伝送の OFDM 信号諸元	96
5.2	各復調方式の実数乗算回数の比較	101
5.3	送り返し伝送の OFDM 信号諸元	102
5.4	伝送パラメータ	118
5.5	送受信アンテナ条件 (本線伝送)	118
5.6	送受信アンテナ条件 (送り返し伝送)	119
5.7	遅延プロファイルの測定結果	120
6.1	シミュレーション諸元	141
6.2	各信号検出方式に必要な乗算回数	151
I.1	時間インターリーブ長	187
I.2	AC 信号の伝送ビットレート [M bit/s]	188

I.3	OFDM 方式の伝送パラメータ	189
I.4	OFDM 信号 (64 QAM, 32 QAM, 16 QAM) の TS(204Byte) の伝送 容量 [Mbits]	190
I.5	OFDM 信号 (QPSK, BPSK, DQPSK, DBPSK) の TS(204Byte) の 伝送容量 [Mbits]	191
II.1	低遅延 H.264 コーデックのパラメータ	194

発表論文

本研究に含まれる発表論文

学会論文（査読あり）

- (第4章) S. Suzuki, T. Nakagawa, and T. Ikeda: “Development of Millimeter-wave Mobile Camera and Performance Improvement in Outdoor LOS Environment,” IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E93-A, No.11, pp.2099–2107 (Nov. 2010)
- (第4章) 鈴木, 中川, 池田: “直交偏波を用いた 42-GHz 帯 MIMO 多重伝送の見通し内伝送特性の評価,” 映情学誌 研究速報, Vol.66, No.3, pp.J88–J92 (Mar. 2012)
- (第4章) 鈴木, 中川, 池田: “Line-of-sight Transmission Performance of 42-GHz Band Cross-polarized MIMO Multiplexed Transmission,” ITE Trans. on MTA, Vol.1, No.1, pp.60–69 (Jan. 2013)
- (第5章) 鈴木, 中川, 池田: “双方向ミリ波ハイビジョンワイヤレスカメラシステムの開発,” 映情学誌, Vol.66, no.1, pp.J1–J10 (Jan. 2012)
- (第6章) 鈴木, 小郷, 濱住, 府川, 鈴木: “スーパーハイビジョン映像の素材伝送に向けたブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD,” 映情学誌, Vol.67, No.12, pp.J488–J496 (Dec. 2013)

国際会議（査読あり）

- (第3章) S. Suzuki, T. Nakagawa, H. Furuta, and T. Ikeda: “Evaluation of Millimeter-wave MIMO-OFDM Transmission Performance in a TV Stu-

dio,” Proc. 2006 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2006), TH2E-3, pp.843–846 (Dec. 2006)

- (第4章) S. Suzuki, T. Nakagawa, and T. Ikeda: “Evaluation of Outdoor Transmission Characteristics of Millimeter-wave Mobile Camera,” Proc. International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2009), SS1-1, pp.54–59 (Oct. 2009)
- (第5章) S. Suzuki, T. Nakagawa, and T. Ikeda: “Use of Millimeter-wave Mobile Camera in 59th NHK Red and White Year-End Song Festival,” Proc. Global Symposium on Millimeter Waves 2009 (GSMM 2009) (Apr. 2009)
- (第5章) S. Suzuki, T. Nakagawa, and T. Ikeda: “Live TV program production by using a Millimeter-wave Wireless HDTV Camera,” National Association of Broadcasters (NAB 2010), pp.340–345 (Apr. 2010)
- (第5章) S. Suzuki, T. Nakagawa, and T. Ikeda: “Development of a high-quality low latency wireless HDTV camera using the millimeter-wave band,” SMPTE 2011: Annual Technical Conference and Exhibition (SMPTE 2011) (Oct. 2011)

国内学会発表

- (第2章) 古田, 池田: “スタジオカメラ用無線ネットワークのための MIMO-OFDM 用チャネル推定方法の一検討,” 信学技報 AP2003-216, RCS2003-222, pp.473-48 (Nov. 2003)
- (第3章) 鈴木, 中川, 古田, 池田: “MIMO 伝送特性のリアルタイム解析/記録装置の開発,” 2005 年信学ソ大, B-5-20 (Sep. 2005)
- (第3章) 鈴木, 中川, 古田, 池田: “Study on MIMO Channel Correlation for Estimating Transmission Performance of Millimeter-wave Mobile Camera,” 2006 年信学ソ大, B-5-20 (Sep. 2006)
- (第3章) 鈴木, 中川, 池田: “屋内および屋外撮影環境における MIMO 伝搬路応答特性の測定,” 映情学技報, vol.36, no.30, BCT2012-72, pp.49-52 (Jul. 2012)

- (第3章) 鈴木, 小郷, 中川, 濱住, 池田: “42 GHz 帯電波を用いた 4x4 MIMO チャンネル容量の解析,” 2012 年映情学年冬大, 5-9 (Dec. 2012)
- (第4章) 鈴木, 中川, 池田: “偏波を用いたミリ波モバイルカメラの屋外伝送特性の評価,” 2009 年信学ソ大, B-5-137 (Sep. 2009)
- (第4章) 鈴木, 中川, 池田: “屋外見通し環境におけるミリ波モバイルカメラの伝送特性の解析,” 映情学技報, vol.33, no.36, pp.1-6, BCT2009-75 (Sep. 2009)
- (第4章) 鈴木, 中川, 池田: “屋外見通し環境での MIMO-OFDM 伝送特性の評価-直交偏波によるチャンネル相関特性と誤り率特性への影響-,” 2009 年映情学年冬大, 3-5 (Dec. 2009)
- (第4章) 鈴木, 中川, 池田: “直交偏波オムニアンテナのミリ波モバイルカメラへの応用,” 2010 年信学ソ大, B-5-65 (Sep. 2010)
- (第4章) 鈴木, 中川, 池田: “直交偏波オムニアンテナを用いた 42 GHz 帯ワイヤレスカメラの伝送特性の解析,” 映情学技報, No.35, 3, pp.109-114, BCT2011-26 (Jan. 2011)
- (第5章) 鈴木, 古田, 伊能: “MIMO-OFDM 伝送におけるシンボル同期検出方法の検討,” 信学技報, RCS 2004-220, pp.55-60 (Novr. 2004)
- (第5章) 鈴木, 中川, 古田, 池田: “軟判定 MIMO-OFDM 復調方式と演算量削減の検討,” 信学技報, RCS 2007-236, pp.299-304 (Mar. 2008)
- (第5章) 鈴木, 中川, 池田: “軟判定復調方式ミリ波モバイルカメラのスタジオ内伝送実験,” 2008 年信学ソ大, B-5-98 (Sep. 2008)
- (第5章) 鈴木, 中川, 池田: “有相関スタジオ伝搬環境におけるミリ波モバイルカメラの伝送特性の解析,” 2009 年映情学年次大, 8-5 (Aug. 2009)
- (第5章) 鈴木, 中川, 池田: “42 GHz 帯ミリ波モバイルカメラの開発,” 映情学技報, No.34, 14, pp.1-6, BCT2010-39 (Mar. 2010)
- (第5章) 鈴木, 中川, 池田: “ミリ波モバイルカメラの送り返し伝送の検討,” 2010 年映情学年次大, 9-2 (Aug. 2010)

- (第5章) 鈴木, 中川, 池田: “ミリ波モバイルカメラ用 42 GHz 帯送り返し伝送システムの開発,” 映情学技報, vol.35, no.10, BCT2011-38, pp.35-38 (Feb. 2011)
- (第5章) 鈴木, 中川, 池田: “送り返し用 STBC 伝送に与える送信機間搬送波周波数オフセットの影響に関する検討,” 2011 年映情学年次大, 13-9 (Aug. 2011)
- (第6章) 鈴木, 小郷, 濱住, 府川, 鈴木: “ブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD 方式の検討,” 映情学技報, vol.37, no.34, BCT2013-87, pp.85-88 (Jul. 2013)
- (第6章) 鈴木, 小郷, 濱住, 府川, 鈴木: “並び替えブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD の検討,” 映情学技報, vol.37, no.39, BCT2013-88, pp.1-4 (Sep. 2013)
- (第6章) 鈴木, 小郷, 濱住, 府川, 鈴木: “SHV 映像伝送に向けたブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD,” 2013 年信学ソ大, B-5-11 (Sep. 2013)
- (付録) 鈴木, 中川, 池田, 杉之下, 山中, 小木曾: “ミリ波モバイルカメラの開発およびその番組使用例,” 映情学技報, No.33, 15, pp.61-66, BCT2009-53 (Mar. 2009)
- (付録) 鈴木, 池田: “ゴルフ中継用ミリ波帯送り返し伝送システムの開発,” 2012 年映情学年次大, 20-3 (Aug. 2012)
- (付録) 鈴木, 小郷, 濱住: “42 GHz 帯ミリ波モバイルカメラのリアルタイム解析システムの開発,” 映情学技報, vol.37, no.9, BCT2013-47, pp.37-40 (Feb. 2013)

解説記事

- 鈴木, 中川, 池田, 小木曾: “世界初「NHK 紅白歌合戦」でのミリ波モバイルカメラの活用,” 放送技術, vol.62, no.4, pp.150-156 (Apr. 2009)

- 鈴木, 中川, 池田: “ミリ波モバイルカメラシステムの開発～双方向ミリ波無線伝送によるワイヤレスカメラの高機能化～,” 放送技術, vol.64, no.9, pp.101-107 (Jun. 2011)
- 鈴木, 中川, 池田: “双方向ミリ波ハイビジョンワイヤレスカメラシステム,” 画像ラボ, vol.23, no.9, pp.16-24 (Sep. 2012)
- 鈴木, 中川, 池田: “ミリ波モバイルカメラ,” 映情学誌 解説記事, Vol.67, No.10, pp.861-864 (Oct. 2013)

本研究に関連する受賞歴

- 2008 年 (社) 電子情報通信学会 学術奨励賞 (個人)
- 2009 年 (財) 放送文化基金 第 35 回放送文化基金賞 (団体)
- 2011 年 (社) 映像情報メディア学会 第 38 回技術振興賞開発賞 (団体)
- 2011 年 (社) 電波産業会 第 22 回電波功績賞会長賞 (団体)
- 2011 年 (社) 映像情報メディア学会 優秀研究発表賞 (個人)
- 2013 年 (財) 通信文化協会 第 58 回前島密賞 (団体)
- 2013 年 (社) 日本映画テレビ技術協会 第 66 回技術開発賞 (団体)
- 2014 年 (社) 映像情報メディア学会 研究奨励賞 (個人)

付録I

標準規格 ARIB STD B-43

I.1 送受信機の構成

標準規格 ARIB STD B-43[42] で規定されている OFDM システムでは，送信制御部と送信高周波部からなる送信機と，受信高周波部と受信制御部からなる受信機により，構成されている．送信制御部は，符号化器などから TS(Transport Stream) 形式の信号を入力し，伝送路符号化を行って IF(Intermediate Frequency) 信号を出力する．送信高周波部は，IF 信号を入力して，周波数変換，電力増幅器を行って，42 GHz 帯もしくは 55 GHz 帯の RF(Radio Frequency) 信号を出力する．一方，受信機側の受信高周波部は，RF 信号を入力して周波数変換を行い，IF 信号を出力する．また，受信制御部は，IF 信号を入力し，伝送路復号を行って TS 形式の信号を出力する．図 I.1 に送信制御部の系統図を示す．以下に，図 I.1 の各ブロックについて概要を説明する．

データフレーム同期

符号化器または多重化器から送信制御部に入力される TS 信号に対して，8 TS パケットの単位でフレームを生成する．データフレームの最初の同期バイトは，通常の TS 同期バイト”0x47”を反転した”0xB8”とする．また，ここでは，信号処理のタイミングを規定するためのスーパーフレームの構成を行う．

エネルギー拡散

エネルギー拡散は，音声や映像などの入力信号に”0”や”1”が連続する場合に変調信号がある 1 つの信号に偏って集中し，変調信号の特定の周波

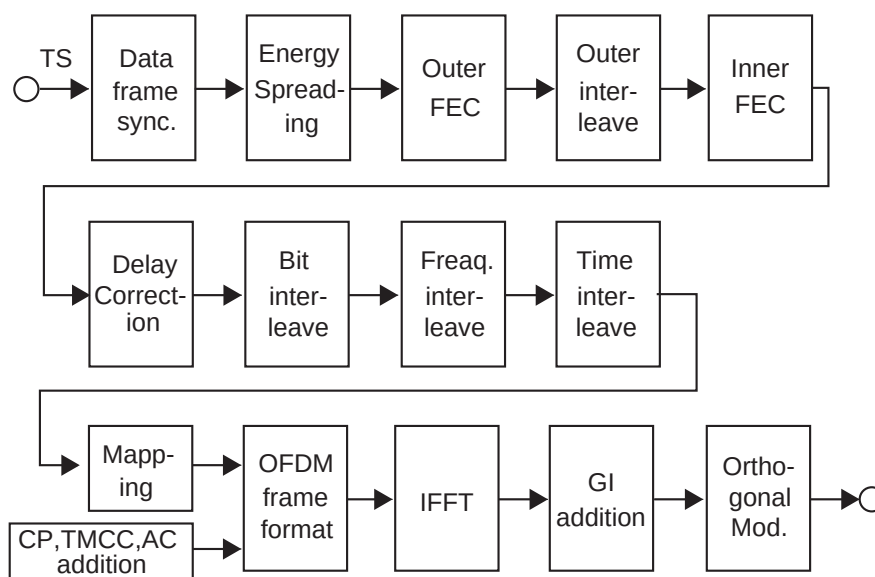


図 I.1 送信制御部の構成

数成分だけが大きくなるのを防ぐために、入力信号をあらかじめ拡散させる技術である。多重化された TS パケットに対して、擬似ランダム系列を加算してエネルギー拡散を行う。受信側では、送信側で拡散した入力信号に対して逆拡散の手順を施すことで元に戻す。

誤り訂正外符号

標準規格 ARIB STD B-43 では、短縮化リードソロモン (204,188) を外符号に用いる。短縮化リードソロモン符号は、リードソロモン (255,239) 符号化器の入力データ 204 バイトのうち、ダミーの 16 バイトを除いた 188 バイトの前に 51 バイトの "0" を付加して符号化し、最後に "0" を付加した先頭の 51 バイトを除去することで生成することができる。リードソロモン (204,188) は、 1.0×10^{-3} の誤りを持つ信号を 1.0×10^{-11} 以下、 1.0×10^{-4} の誤りを持つ信号を 1.0×10^{-19} 以下の誤りを持つ信号に訂正することが可能である。符号生成多項式 $g(x)$ および体生成多項式 $p(x)$ を式 (I.2) に示す。

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1) \cdots (x + \lambda^{15}) \quad (\text{I.1})$$

$$\lambda = \text{"02h"}$$

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (\text{I.2})$$

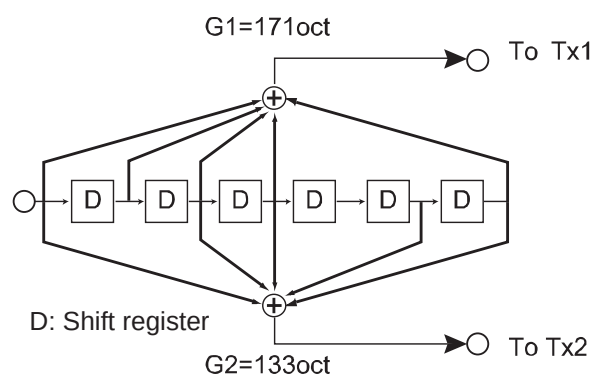


図 I.2 畳込み符号化回路

外インタリーブ

1 ブロックで 17 バイトの遅延量を持つブロックに対して，第 n 番目のパスが $(n-1)$ ブロックの遅延量となるように配置した 12 パスを用意する．この 12 パスに対して，リードソロモン符号化の 204 バイトのビットストリームを，1 パス当たり 1 バイトずつ振り分けて畳み込みインタリーブを行う．

誤り訂正内符号

拘束長 7，符号化率 $1/2$ を原符号とするパンクチュアード畳込み符号を用いる．原符号の生成多項式は， $G1 = 171_{\text{oct}}$ ， $G2 = 133_{\text{oct}}$ とし符号化率 $1/2$ の信号をもとに，パンクチュアード化を用いることで，符号化率 $2/3$ ， $3/4$ ， $5/6$ の計 4 種類の符号語を生成する．図 I.2 にこの畳込み符号化回路を示す．

遅延補正

後述するビットインタリーブでは，送信および受信側の処理により，120 キャリアシンボルの遅延が生じる．そこで，遅延補正を加えることで，全体で 1 OFDM シンボルの遅延となるようにする．

ビットインタリーブ

入力されるビット列に対して，ビットを振り分けて周期的に異なる遅延を与えることで，OFDM 信号のサブキャリア単位のビット誤りがバースト敵になるのを防ぎ，誤り訂正符号の効果を高めるために用いられる．QPSK の場合は，入力信号を 2 分配し，偶数番目のビットに 120 ビットの

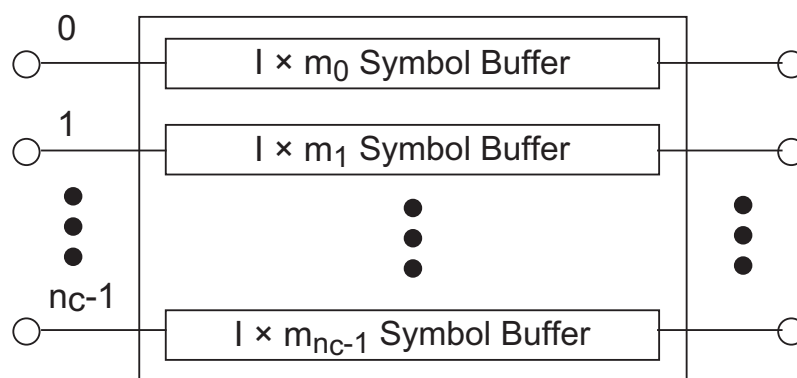


図 I.3 時間インタリーブの構成

遅延を与える．16QAMの場合は，入力信号を4分配し，ビットの番号が $0 \pmod{4}$ のときには0ビット遅延， $1 \pmod{4}$ のときには40ビット遅延， $2 \pmod{4}$ のときには80ビット遅延， $3 \pmod{4}$ のときには120ビット遅延を加える．

周波数インタリーブ

前述したビットインタリーブを施したビット列に対して，周波数軸上に配置するサブキャリア単位でビット列の拡散処理を行う．サブキャリア単位で連続する信号を拡散させることで，同一シンボル内の OFDM 信号内においてバースト誤りを防ぐことを目的とする．

時間インタリーブ

マルチパスによるフェージングに対する耐性を向上させるため，入力信号をサブキャリア単位で時間軸上に分散させる．この時間インタリーブには畳込みインタリーブが用いられており，回路構成を図I.3に示す．この OFDM 信号の生成において，この時間インタリーブが主な遅延の原因となる．ただし， m_i は，式 (I.3) を満たす．

$$m_i = (i \times 5) \bmod 672 \quad (\text{I.3})$$

時間インタリーブ長は，セル長 I の値を変えることで，4種類のパラメータを選択できる．時間インタリーブ長とセル長の関係を表I.1に示す．

マッピング

各変調方式に対して，グレイコードとなるマッピングが規定されている．

表 I.1 時間インタリーブ長

セル長 (I)	時間インタリーブ長		インタリーブ 深さ
	GI 比 1/8	GI 比 1/16	
0	インタリーブなし		
1/2	5.95 ms	5.62 ms	0.82 フレーム
1	11.89 ms	11.23 ms	1.64 フレーム
2	23.78 ms	22.46 ms	3.29 フレーム

この規定されたマッピングに従って、各サブキャリアに対して変調信号のコンスタレーションを作成する。

OFDM フレーム構成

標準規格 ARIB STD B-43 で規定される OFDM 信号は、408 OFDM シンボルで1フレーム、また連続した8フレームで1スーパーフレームを単位として構成する。この OFDM 信号を構成する各サブキャリアは、送信するデータを割り当てるデータキャリア、伝搬路推定に使用する擬似ランダム信号を BPSK 変調した基準信号であるパイロットキャリア、フレーム同期信号や OFDM 信号の設定値などの基本データを DBPSK 変調した TMCC(Transmission and Multiplexing Configuration Control) キャリア、連続データなどの付加情報を伝送する AC(Auxiliary Channel) キャリア、ベースバンド時の DC 成分に相当する OFDM 信号の中央キャリアに電力 0 の信号を割り当てる Null キャリアに分類される。ここで、パイロットキャリアは、全サブキャリアの 8 本に 1 本の割合で周期的に挿入され、I 軸に割り当てられる。一方、TMCC キャリアはパイロットキャリアとの区別を容易にするため、Q 軸に割り当てられる。パイロットキャリアおよび TMCC キャリアは、他のサブキャリアと比較して 4/3 倍の振幅を持つ。また、AC キャリアを用いて伝送できる付加情報の伝送ビットレートを表 I.2 に示す。ミリ波モバイルカメラでは、本線伝送の AC キャリアを用いることで、カメラ側からのインカムやカメラ制御信号を基地局側に伝送している。但し、表 I.2 内の括弧内は、本線データが差動変調の場合の伝送ビットレートを示す。

表 I.2 AC 信号の伝送ビットレート [M bit/s]

キャリア 変調	フルモード		ハーフモード	
	GI 比 1/8	GI 比 1/16	GI 比 1/8	GI 比 1/16
BPSK	8.125	8.603	3.724	3.943
DBPSK	8.125 (1.354)	8.603 (1.434)	3.724 (0.339)	3.943 (0.358)
QPSK	16.25	17.206	7.448	7.886
DQPSK	16.25 (2.708)	17.206 (2.868)	7.448 (0.677)	7.886 (0.717)
16QAM	32.5	34.412	14.896	15.772

I.2 伝送パラメータ

表 I.3 に OFDM 信号の伝送パラメータ, 表 I.4 および表 I.5 に TS(2 0 4 Byte) の伝送容量を示す.

I.3 時間インタリーブの効果

付録の I.1 で示した時間インタリーブを $I = 0, 1, 2$ とした場合の CNR-BER 特性の計算機シミュレーションの結果を図 I.4 に示す. ここでは, OFDM 信号は標準規格 ARIB STD B-43 のハーフモードとし, 2×2 および 2×4 MIMO 多重伝送のビタビ復号後の結果を示した. また, 本計算機シミュレーションでは, 第 5.6.1 項で述べた 50 坪級スタジオ伝搬モデルを用いた.

この時間インタリーブでは, $I = 0$ で時間インタリーブなし, $I = 1$ で 11 msec, $I = 2$ で 22 msec の遅延時間が発生する. $I = 1$ の時間インタリーブを加えた場合は, BER の値が 2.0×10^{-4} の基準で時間インタリーブがない場合と比較すると, 受信 2 系統では約 3 dB, 受信 4 系統では 1.8 dB の改善がみられる. $I = 2$ の時間インタリーブを加えた場合は, 同じく時間インタリーブがない場合と比較して, 受信 2 系統では 3.4 dB, 受信 4 系統では 2 dB 程度の改善がみられる. $I = 1$ の時間インタリーブと $I = 2$ の時間インタリーブでは, CNR-BER 特性の平均受信 CNR の改善の差は小さくなるものの, 時間インタリーブ長を長くすることでバースト誤りが分散される効果が大きくなって誤

表 I.3 OFDM 方式の伝送パラメータ

項目		規格			
モード		フルモード		ハーフモード	
FFT ポイント数		2048		1024	
占有周波数帯域幅		109.2 MHz		54.4 MHz	
キャリア間隔		63.5 kHz			
サブ キャリア数 () 内は, DBPSK と DQPSK の場合	総数	1721 本		857 本	
	データ	1344 (1680) 本		672 (840) 本	
	パイロット	216 (0) 本		108 (0) 本	
	TMCC	16 本		10 本	
	AC	144 (24) 本		66 (6) 本	
	NULL	1 本			
データキャリア 変調方式		64QAM, 32QAM, 16QAM QPSK, DQPSK, BPSK, DBPSK			
FFT サンプリングクロック		130 MHz		65 MHz	
シンボル数/フレーム		408 シンボル			
フレーム数/スーパーフレーム		8 フレーム			
有効シンボル長		15.75 μ s シンボル			
GI 長 [μ s] (GI 比)		1.97 (1/8)	0.98 (1/16)	1.97 (1/8)	0.98 (1/16)
シンボル長 [μ s]		17.72	16.74	17.72	16.64
フレーム長 [ms]		7.23	6.83	7.23	6.83
スーパーフレーム長 [ms]		57.85	54.63	57.85	54.63
誤り訂正 (内符号)		畳込み符号 (1/2, 2/3, 3/4, 5/6)			
誤り訂正 (外符号)		リードソロモン符号 (204, 188)			

表 I.4 OFDM 信号 (64 QAM, 32 QAM, 16 QAM) の TS(204Byte) の伝送容量 [Mbits]

変調 方式	畳込み 符号化率	フルモード		ハーフモード	
		GI 比 1/8	GI 比 1/16	GI 比 1/8	GI 比 1/16
64 QAM	1/2	227.500	240.882	113.750	120.441
	2/3	303.333	321.176	151.667	160.588
	3/4	341.250	361.324	170.625	180.662
	5/6	379.167	401.471	189.583	200.735
	1	-	-	227.500	-
32 QAM	1/2	189.583	200.735	94.792	100.368
	2/3	257.778	267.647	126.389	133.824
	3/4	284.375	301.103	142.188	150.551
	5/6	315.972	334.559	157.986	167.279
	1	379.167	401.471	189.583	200.735
16 QAM	1/2	151.667	160.588	75.833	80.294
	2/3	202.222	214.118	101.111	107.059
	3/4	227.500	240.882	113.750	120.441
	5/6	252.778	267.647	126.389	133.824
	1	303.333	321.176	151.667	160.588

表 I.5 OFDM 信号 (QPSK, BPSK, DQPSK, DBPSK) の TS(204Byte) の伝送容量 [Mbits]

QPSK	1/2	75.833	80.294	37.917	40.147
	2/3	101.111	107.059	50.556	53.529
	3/4	113.750	120.441	56.875	60.221
	5/6	126.389	133.824	63.149	66.912
	1	151.667	160.588	75.833	80.294
BPSK	1/2	37.917	40.147	18.958	20.074
	2/3	50.556	53.529	25.278	26.765
	3/4	56.875	60.221	28.438	30.110
	5/6	63.194	66.912	31.597	33.456
	1	75.833	80.294	37.917	40.147
DQPSK	1/2	94.792	100.368	47.396	50.184
	2/3	126.389	133.824	63.194	66.912
	3/4	142.188	150.551	71.094	75.276
	5/6	157.986	167.279	78.993	83.640
	1	189.583	200.735	94.792	100.368
DBPSK	1/2	47.396	50.184	23.698	25.092
	2/3	63.194	66.912	31.597	33.456
	3/4	71.094	75.276	35.547	37.638
	5/6	78.993	83.640	39.497	41.820
	1	94.792	100.368	47.396	50.184

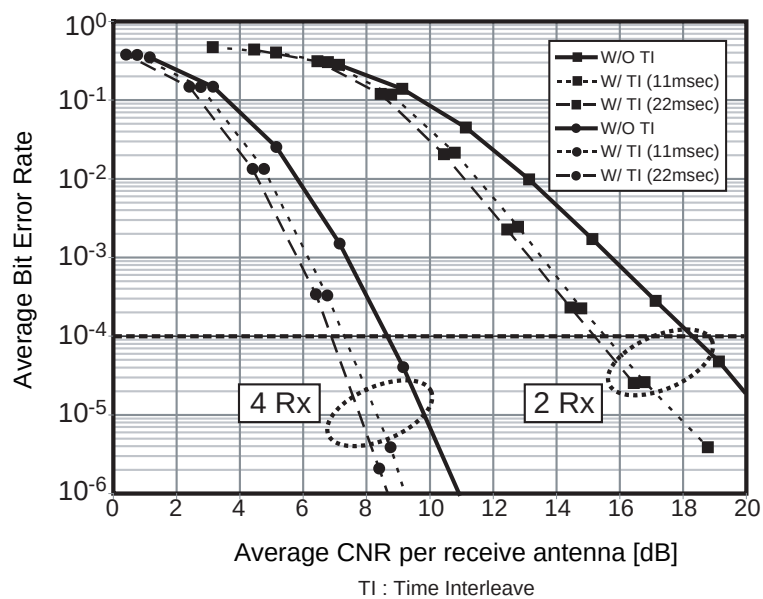


図 I.4 時間インタリーブ長による CNR-BER 特性の変化

り訂正効果が向上し、伝送特性が大幅に改善されることが確認できる。但し、時間インタリーブ長を長くするとシステム上の遅延時間は増加する。

付録II

コーデック処理後の画質評価

ハイビジョン映像の評価用標準動画像を低遅延 H.264 エンコーダおよびデコーダ(コーデック)を通して復元したハイビジョン映像の画質の評価を行った。評価の対象となる低遅延 H.264 エンコーダおよびデコーダ(コーデック)は、ミリ波モバイルカメラで使用している IBEX 社製 HLD-3000 を用いた。また、評価用標準動画像は、電波産業会のハイビジョン・システム評価用標準動画像第2版を用いた。DSCQS(2重刺激連続品. 質評価尺度, Double-Stimulus Continuous Quality Scale)[97][98]の画質評価に関して、表 II.1 にコーデックのパラメータ、図 II.1 にミリ波モバイルカメラで設定可能な各映像レートにおける評価結果を示す。ここでは、映像レートが 40 Mbps のときのみディブロッキングフィルタを挿入している。図 II.1 の横軸は標準動画像のシーン番号、縦軸は DSCQS 値である。DSCQS 値は品質の差により導出された値であるため、値が小さいほど品質が良く(基準映像に近い品質)、値が大きいほど品質が悪いことを示す [99][100]。また、図 II.1 には、撮影映像を記録する D5 テープの画質評価の結果も参考として示す。

一般的に、テレビ素材伝送の圧縮映像の画質は、原画と比較して DSCQS が 12% 以下の劣化に抑制する必要があると規定されている [101]。シーン番号 09(噴水(ドリー))、シーン番号 24(マーチ)、シーン番号 31(カラフルワールド)、シーン番号 36(フラッシュ撮影)、シーン番号 37(噴水(クロマキー合成))、シーン番号 38-40(船着場の夜景)では、特に符号化による D5 テープからの劣化が大きくなっている。これらの映像では、背景の動きや変化が大きかったり、光の点滅があるなどの特徴がある。

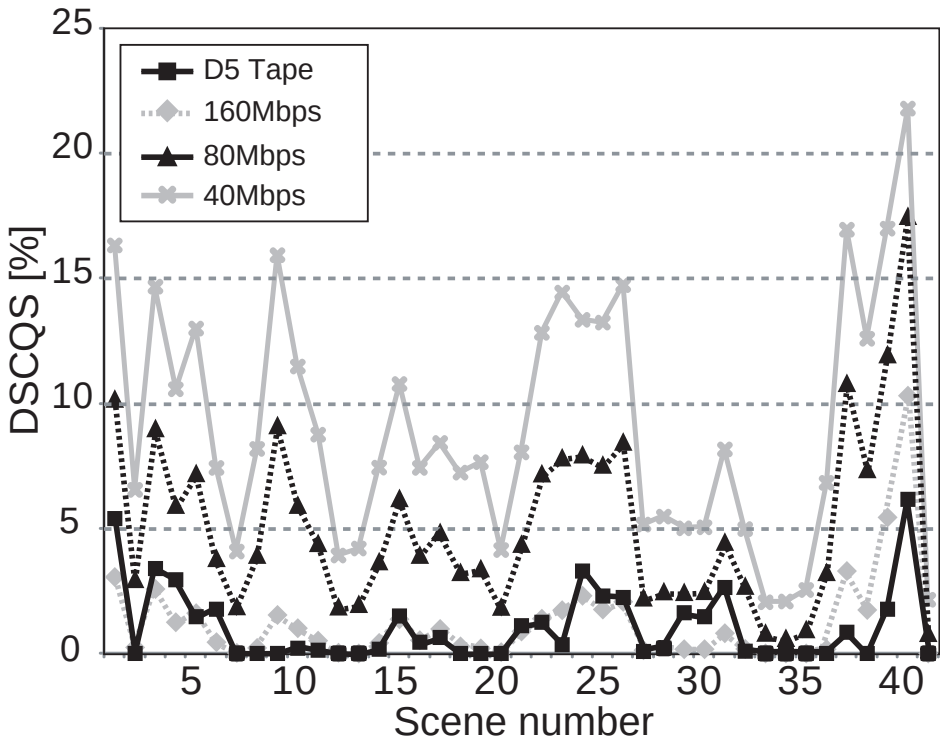


図 II.1 低遅延 H.264 コーデック後のハイビジョン映像の画質

表 II.1 低遅延 H.264 コーデックのパラメータ

符号化方式	H.264 (IEC/ 14496-10)
TS レート	40, 80, 160 Mbps
映像フォーマット	1920×1080 (59.94 Hz)
GOP 構造	P-only
クロムフォーマット	4.2.2
音声	無し

付録III

ミリ波帯ワイヤレスカメラの番組運用例

ミリ波モバイルカメラは、高画質かつ低遅延のハイビジョン映像伝送が可能である点から、2008年末の第59回NHK紅白歌合戦で初めて番組に使用されてから現在に至るまで、様々な番組撮影に使用された。中継番組の撮影では、ゴルフ中継や青森ねぶた祭などの幅広い分野の撮影で活躍した。当初は、本線として16QAM-OFDMの最大比合成復調を行い、送り返しとして2.4GHz帯の特定小電力無線局を用いて片方向通信の簡易的なカメラ制御信号のみを伝送していた。その後、2009年末の第60回NHK紅白歌合戦で本線に2×4MIMO多重伝送を行う2台のミリ波モバイルカメラを同時に使用し、さらに2010年末の第61回NHK紅白歌合戦では送り返しに4×1STBC伝送を適用し、送り返し機能を充実させたミリ波モバイルカメラを番組撮影に使用するまでに至った。

また、使用した番組の例として、以下にゴルフ中継でのミリ波モバイルカメラの運用方法を示す。

III.1 ゴルフ中継での番組撮影例

ゴルフ中継の撮影においては、ワイヤレスハイビジョンカメラには下記の3点が要求条件として求められた。

1. 長距離無線伝送 (見通しで300ヤード以上)

2. ワイヤレスカメラの移動に伴う受信点の移動

3. 各コースに設置した光ファイバー網による IF 受信信号の伝送

要求条件 (1) を満足するために、データキャリアの変調方式を QPSK として、 1×2 の最大比合成による受信ダイバーシティ合成を適用し、見通し環境で 500 ヤード以上の安定した無線伝送を実現した。このとき、MIMO 多重伝送を用いないために、伝送する映像の TS レートは 40 Mbps となる。

最大比合成について、以下に述べる。1 系統の送信機から送信された送信信号 x_1 に対して、 $l(1 \leq l \leq N_R)$ 番目の受信機で受信された受信信号 y_l は、式 (III.1) で表わされる。

$$y_l = h_{l1}x_1 + n_l \quad (\text{III.1})$$

ここで、 h_{l1} は送信機と $l(1 \leq l \leq N_R)$ 番目の受信機間の伝搬路応答、 n_l は $l(1 \leq l \leq N_R)$ 番目の受信機の白色雑音を示す。この受信信号 y_l に対して、各伝搬路応答の複素共役を乗算して式 (III.2) を得る。

$$\begin{aligned} h_{l1}^* y_l &= (h_{l1}^* h_{l1})x_1 + h_{l1}^* n_l \\ &= |h_{l1}|^2 x_1 + h_{l1}^* n_l \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

そして、各受信信号で求めた式 (III.2) を全て足し合わせ、振幅調整をして式 (III.3) から復調信号 $\tilde{x}$ を得る。

$$\begin{aligned} \tilde{x} &= \frac{\sum_{l=1}^{N_R} (|h_{l1}|^2 x_1 + h_{l1}^* n_l)}{\sum_{l=1}^{N_R} |h_{l1}|^2} \\ &= x_1 + \frac{\sum_{l=1}^{N_R} (h_{l1}^* n_l)}{\sum_{l=1}^{N_R} |h_{l1}|^2} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

式 (III.3) の右辺第二項は雑音成分となるが、受信機の系統数 N_R で平均化されるため、 N_R が大きくなればその影響は小さくなる。

ゴルフ中継の撮影に用いるミリ波モバイルカメラのシステム構成を図 III.1 に示す。ゴルフ中継では、撮影者、送信補助、受信補助の 3 名が 1 組になってミリ波モバイルカメラ 1 台の運用を行う。送信補助は、図 III.1 に示す 42GHz 帯送信部や 42GHz 帯受信部の取り付けられたポールや装置を背負って、撮影

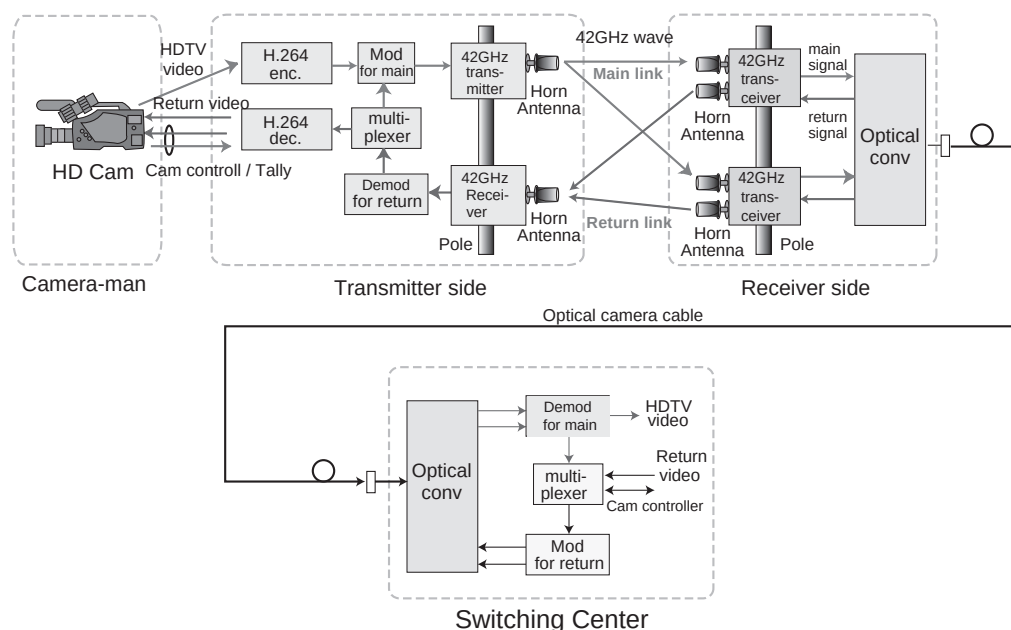


図 III.1 ゴルフ中継のミリ波モバイルカメラシステム

者とともに移動する．一方，受信補助は，図 III.1 に示す 42 GHz 帯送受信部が取り付けられたポールや諸装置を背負って各ホールを移動し，スイッチングセンターから敷設された光カメラケーブルを光伝送装置に接続する．そして，送信補助と受信補助はアンテナの向きを調整することで，双方向で安定した無線伝送を行う．本線の受信信号および送り返しの送信信号は，光カメラケーブルを経由してスイッチングセンターとの間で伝送を行う．このスイッチングセンターには，図 5.2 の副調整室と同じミリ波モバイルカメラの系統が組まれている．図 III.2 に，ゴルフ中継のミリ波モバイルカメラシステムの送信補助と受信補助の様子を示す．

ゴルフ中継では，ティーショット，セカンドショット，パターショットなど様々な撮影シーンで2台のミリ波モバイルカメラを使用している．ミリ波モバイルカメラは，特に林の中やバンカーにおけるトラブルショットなどの撮影で威力を発揮しているほか，その高い機動性からこれまで固定カメラを設置していなかったホールの撮影をも可能とし，ゴルフ中継の番組撮影の幅を広げることに大きく貢献している．



(a) 撮影者と送信補助



(b) パターン 2

図 III.2 ゴルフ中継での出先側の様子