

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	次世代地上放送に向けた偏波MIMO伝送に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	朝倉慎悟
Author(English)	Shingo Asakura
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11437号, 授与年月日:2020年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:府川 和彦,植松 友彦,山田 功,中山 実,笠井 健太
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第11437号, Conferred date:2020/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

次世代地上放送に向けた
偏波 MIMO 伝送に関する研究

[学 位 論 文]

2019 年 12 月

指導教官 府川 和彦 教授

提出者 工学院情報通信コース
朝倉 慎悟

目次

第 1 章	序論	5
1.1	研究の背景	5
1.2	二偏波を用いた大容量伝送技術	7
1.3	偏波 MIMO 伝送の課題	8
1.4	研究の目的と意義	10
1.5	論文の構成	12
参考文献		13
第 2 章	大容量伝送の基礎技術	17
2.1	まえがき	17
2.2	OFDM 技術	17
2.2.1	OFDM 変復調の原理	18
2.2.2	ガードインターバル, FFT サイズ	19
2.2.3	地上デジタル放送 (ISDB-T)	22
2.3	MIMO 技術	23
2.3.1	MIMO 伝送の分類	25
2.3.2	MIMO 多重伝送 (SDM)	26
2.3.3	時空間符号 (STC)	28
2.4	誤り訂正符号	29
2.4.1	LDPC 符号	30
2.4.2	BCH 符号	31
2.5	インタリーブ	33
2.5.1	ビットインタリーブ	33
2.5.2	周波数インタリーブ	34
2.5.3	時間インタリーブ	35
2.6	むすび	36

参考文献	37
第 3 章 偏波 MIMO 伝送のインタリーブ手法	39
3.1 まえがき	39
3.2 提案手法	40
3.2.1 データの交互振り分け	41
3.2.2 ISDB-T 方式の周波数インタリーブの拡張 (ISDB-T 拡張)	41
3.2.3 一括ランダム化	43
3.3 計算機シミュレーション	46
3.3.1 計算機シミュレーションのブロック構成並びに諸元	46
3.3.2 MIMO チャネル	46
3.3.3 シミュレーション結果	51
3.4 伝送実験	56
3.4.1 室内実験	56
3.4.2 野外実験	56
3.5 むすび	59
参考文献	61
第 4 章 野外実験による符号化 SFN の MIMO チャネル容量評価	63
4.1 まえがき	63
4.2 評価方法	65
4.2.1 MIMO チャネルモデル	65
4.2.2 チャネル推定	66
4.2.3 MIMO チャネル容量	68
4.3 野外実験	69
4.3.1 諸元	69
4.3.2 実験結果 (1) 固有値の帯域分布	71
4.3.3 実験結果 (2) チャネル容量	76
4.4 むすび	81
4.4.1 まとめ	81
4.4.2 今後の課題	81
参考文献	83
第 5 章 MIMO 信号検出の低演算量化と二偏波チャネル測定値を用いた特性評価	87

5.1	まえがき	87
5.2	受信機の構成	89
5.3	偏波 MIMO 伝送の信号モデル	90
5.4	従来の LLR 算出法	91
5.4.1	ZF	91
5.4.2	MMSE	92
5.4.3	MLD	92
5.4.4	QRM-MLD	93
5.5	提案の LLR 算出法	94
5.5.1	MIMO 検出法	94
5.5.2	LLR 算出の低演算量化	95
5.6	伝送シミュレーション	97
5.6.1	MIMO チャネル	97
5.6.2	計算機シミュレーションの手法及び諸元	101
5.6.3	計算機シミュレーション結果	103
5.7	むすび	117
	参考文献	119
	第 6 章 結論	121
	謝辞	125
	発表論文	127

第 1 章

序論

1.1 研究の背景

8K スーパーハイビジョンは、NHK が研究・開発した次世代の高臨場感映像・音響システム技術の総称である。ハイビジョン映像の縦 4 倍、横 4 倍の画素数である縦 4320 画素×横 7680 画素の超高精細映像と、前後左右だけでなく上下にもスピーカーを配置した 22.2 チャンネルの三次元立体音響から構成される。視聴者は、まるでその場所にいるかのような高い臨場感を感じることを大きな特徴とし、SDTV (Standard-Definition TV), HDTV (High-Definition TV) に続く次世代の映像フォーマット (UHDTV: Ultra-High-Definision TV) として位置づけられている。また、放送のみならず、遠隔医療、セキュリティ、教育、美術、文化財のアーカイブなど様々な分野での活用が期待されている。

放送の分野では、2018 年 12 月 1 日より、衛星による 8K 放送サービス (通称: BS8K) が開始された。放送方式は、広帯域高度衛星デジタル放送方式 (ISDB-S3: Integrated Services Digital Broadcasting-Satellite version3) [1] が採用されており、1 チャンネル当たりの帯域幅は 34.5 MHz、ビットレートは約 100 Mbps である。また、映像の圧縮方式としては最新の映像符号化方式である HEVC (High Efficiency Video Coding) [2] が採用されており、映像符号化後のビットレートは約 85 Mbps である。映像符号化後のビットレートが高いほど高画質であり、映像の動きの大きさや構成によって異なるものの、8K 映像の画質を保つために必要なビットレートは、HEVC を用いた場合に 85-100 Mbps とされている [3]。また、次世代の映像符号化方式である VVC (Versatile Video Coding) [4] は、HEVC に比べ効率を 30 % 程度削減することを目指しており [5]、仮に VVC を用いて 8K 映像を圧縮した場合、必要なレートは 56-70 Mbps と試算される。

一方、NHK 技研では、地上波でも 8K 映像を伝送するため、次世代の地上放送方式の研究開発を進めている [6],[7]。1953 年のアナログ放送 (NTSC: National Television System Committee) 開始に始まり、1989 年には難視対策による衛星アナログ放送が開始、2000 年

表 1.1: テレビジョン放送の歴史

西暦	放送事業
1953	地上アナログ放送 (NTSC) が開始 (当初は白黒テレビ)
1960	地上アナログ放送のカラー化
1989	BS アナログ放送が開始
2000	BS デジタル放送 (ISDB-S) が開始
2003	地上デジタル放送 (ISDB-T) が開始
2011	地上アナログ放送が終了 (東北 3 県を除く) BS アナログ放送終了
2018	BS による 4K8K 放送 (ISDB-S3) が開始

には BS デジタル放送 (ISDB-S)[8], 2003 年には地上デジタル放送 (ISDB-T: Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) [9] が開始された. 地上波は, 割り当てられた周波数帯が降雨に影響されない UHF(Ultra High Frequency) 帯 470-710 MHz であり, また県単位での放送サービスを基本とする一方, 衛星は 1 基で日本全国をカバーできるが降雨減衰が生じる. 地上波と衛星による放送はお互いの長所短所を補完しあう関係であり, 両者が揃って進化してきた歴史がある. テレビジョンの歴史を表 1.1 に示す. 衛星による 8K 放送サービスが開始された昨今, 次は地上波による 8K 放送サービスが期待されている. しかし, 現行の放送方式である ISDB-T は前述のビットレートのコンテンツを伝送するだけの容量がないため, 8K 放送サービス展開のためには新しい伝送路符号化方式が必要である.

地上デジタル放送方式の研究開発としては, 開発順に米国のデジタル放送方式 (ATSC: Advanced Television System Committee) [10], 欧州のデジタル放送方式 (DVB-T: Dgital Video Broadcasting-Terrestrial) [11], 我が国のデジタル放送方式 (ISDB-T) 等を第一世代, 欧州の次世代デジタル放送方式 (DVB-T2) [12], 米国の次世代デジタル放送方式 (ATSC3.0) [13] 等を第二世代として位置づけられている [14]. このうち, DVB-T2 は英国, ドイツなど欧州を中心に多くの国で既に放送サービスが開始されている. ATSC3.0 は 2017 年に標準化が完了した現時点で最新の地上デジタル放送方式であり, 韓国では ATSC3.0 による地上波 4K 放送サービスが開始されている [15]. また, 米国でも一部地域で伝送実験が行われており [16], 今後の展開が注目される. 一方, 我が国の現行の放送方式である ISDB-T は, 2006 年にブラジルで採用され, 以降, 中南米, アジア, アフリカの計 20 カ国で放送サービスが開始, 又は採用が決定している [17]. また, ブラジルは, 2014 年の FIFA W 杯, 2016 年の夏季五輪などのビッグイベントを通じて, 8K 放送のデモンストレーションなどを積極的に行っており, これらの結果を ITU-R レポートに入力するなど次世代の地上放送への関心が高まってい

る [18]. このように、ここ数年の次世代地上放送への関心が世界的に高まっており、各国の研究機関や放送事業者による放送方式の開発競争や国際展開の動きが急激に進んでいる。

1.2 二偏波を用いた大容量伝送技術

8K を伝送するためには、伝送容量を拡大しなければならない。最も手っ取り早く伝送容量を拡大する手段の 1 つは、水平偏波と垂直偏波を同時に用いることである。各偏波で別々のデータを伝送する偏波多重伝送（偏波 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 伝送）は、片偏波を用いた従来の SISO(Single-Input Single-Output) 伝送に比べ、伝送容量を最大 2 倍に拡大可能である。水平偏波と垂直偏波は直交しているため、1 つのアンテナで物理的に両方の偏波を送受信可能であることも利点の 1 つである。例えば、地上テレビジョン放送の受信に最もよく用いられている八木アンテナは、水平偏波と垂直偏波のそれぞれのアンテナ素子、給電部をクロスさせた形状とすることで、1 つのアンテナで両偏波の受信を可能とすることができる [19]。我が国における地上テレビジョン放送の受信形態は、屋根やベランダなど屋外に受信アンテナを設置する方法が全個別受信世帯の 5 割以上を占めており、従来の片偏波受信アンテナからの交換等は生じるが、1 本のアンテナで済むことは設置場所の負担軽減につながると考えられる。

伝送容量を拡大するためのもう 1 つの手段は、誤り訂正符号を高度化して利得を稼ぐことである。現行 ISDB-T で採用している誤り訂正符号 [20] は、畳み込み符号と RS (Reed-Solomon) 符号の接続符号であるが、伝送容量の理論的な上限であるシャノン限界に対して開きがあり、その差を詰めることで伝送に必要な SNR(Signal to Noise Ratio) が下がり、あるいは同じ SNR で伝送容量が増加する。次世代の地上放送方式の誤り訂正符号として、シャノン限界に迫る優れた性能を持つ LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号 [21] が想定されており、DVB-T2 や ATSC3.0 のほか、IEEE 802.11n や 3GPP Release15(5G) 等の通信規格でも LDPC 符号を採用している [22],[23]。LDPC 符号は、符号長が長いほど特性が良くなる性質を持っており、DVB-T2, ATSC3.0 で採用されている LDPC 符号の符号長は 64,800 ビットと非常に長い。

このように、偏波 MIMO 伝送や LDPC 符号といった要素技術を組み合わせることで、伝送容量を飛躍的に拡大することが出来る。所要 CNR(Carrier to Noise Ratio) と 1 チャンネル 6 MHz 当たりの伝送容量の関係を図 1.1 に示す [24]。MIMO の伝送容量は、理想的な値 (SISO 伝送の 2 倍) となっている。当然、所要 CNR を高くするほど伝送容量を拡大することが出来る。現行の地上デジタル放送で用いられている受信の閾値 (受信 CNR) は 20 dB 程度であるため、目安として次世代地上テレビジョン放送の所要 CNR を 20-25 dB と仮定すると、1 チャンネル 6 MHz を用いて達成するビットレートは SISO で 30-38 Mbps, MIMO では 60-76 Mbps である。前節で説明したとおり、8K の画質を保つために必要なビットレート

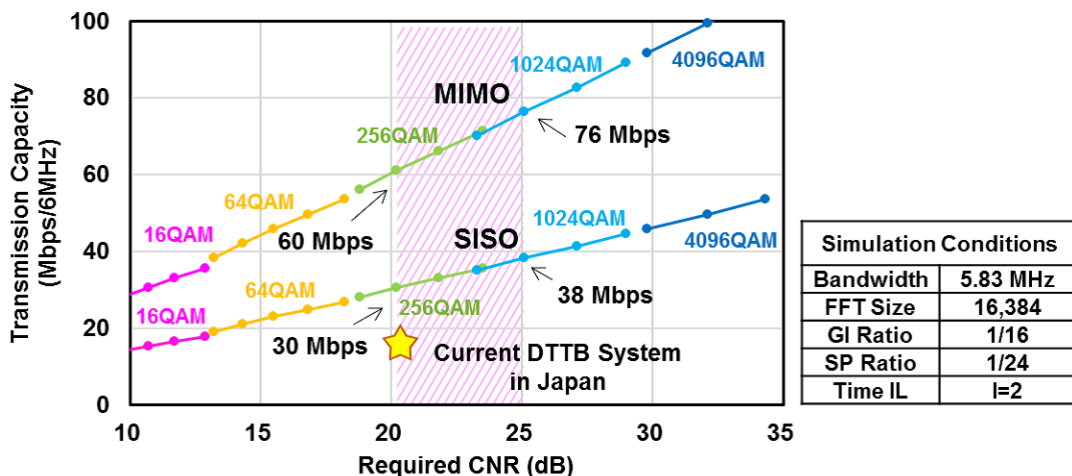


図 1.1: 所要 CNR 対伝送容量

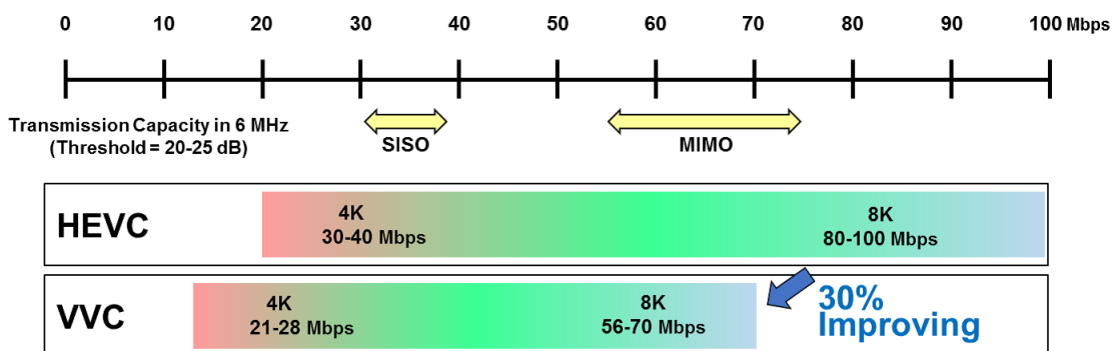


図 1.2: 映像システムと必要なビットレートの関係

は、VVC で 60 Mbps 程度であったから、「偏波 MIMO」「VVC」によって地上波でも 1 チャンネルで 8K が伝送可能であることを示している。映像システムと必要なビットレートの関係を図 1.2 に示す。

1.3 偏波 MIMO 伝送の課題

次世代の地上テレビジョン放送として偏波 MIMO 伝送を想定した場合の、要求条件を以下に示す。また、想定される課題を図 1.3 に示す。

1. 推定偏波と垂直偏波は同じ送信出力とする
2. 周波数有効利用の観点から、複数の送信点で同一のチャンネルを用いる SFN(Single Frequency Network) は必須である
3. 送信点と受信点の間に遮蔽物等がない、見通し伝搬を原則とする

1. の要求条件は、水平偏波と垂直偏波で別々のデータを伝送すること、通信と異なり放送は単方向であり 1 対他の伝送であること、の 2 点より、2 つの偏波の送信出力は同じとすると最も効率が良いことは自明である。受信側で送信側の送信出力を制御できない条件下では、全てのブランチ（送信アンテナ）に等しく電力を分配することが望ましい [25]。しかし、実際に等電力で送信されたとしても、水平偏波と垂直偏波の電波伝搬が異なる事などの理由により放送エリア内のすべての受信点において等電力で受信することは有り得ない。特に、放送エリアのフリッジ（端）では受信レベルぎりぎりであり、どちらかの偏波でレベルが低下するとブロックエラーが発生し受信破綻を引き起こす。したがって、偏波間の受信電力差という現行の地上デジタル放送では考慮不要であった新たな課題が生じる。

2. の要求条件は、周波数有効利用の観点から必須の技術である。現行の地上デジタル放送では、日本国内に約 2200 の送信局が設置されている。その多くが SFN を構成しており、(1) TS(Transport Stream)-TTL(Transmitter to Transmitter Link) による SFN (2) IF(Intermediate Frequency)-TTL による SFN (3) 放送波中継 の 3 種類に分類される。(1) は、変調装置に入力される放送 TS 信号を、TTL と呼ばれるマイクロ波回線を使って複数の送信所に分配する方法、(2) は、基幹局の変調装置から出力される IF 信号を、同じく TTL により複数の送信所に分配する方法、(3) は受信した放送波を再送信する方法である。偏波 MIMO 伝送により日本全国をカバーする場合、現行の地上デジタル放送同様に SFN を構成するための基礎検討が必要である。我が国でテレビジョン放送に割り当てられた周波数帯は UHF 帯の 470-710 MHz であるが、逼迫した周波数事情を鑑み、新たな周波数の割り当てではなく現状の割り当て内で現行の地上デジタル放送を実施しつつ新たな放送サービスの展開を検討する必要がある。そのため、偏波 MIMO による SFN の検討は、周波数有効利用に資する重要な課題である。

3. の要求条件は、回線設計を検討するうえで前提とすべき条件である。回線設計とは、最終的に受信機に必要な受信 SNR を定めた場合に、必要な受信電界強度を計算するための標準的な受信モデルであり、現行の地上デジタル放送では、所要受信電界強度を $60 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ と規定している [26]。この標準的な受信モデルは、一般家庭の屋根上に設置する受信アンテナから見て送信所方向に遮蔽物等がない、LOS(Line of Sight) 環境を想定している。偏波 MIMO 伝送による地上デジタル放送を想定する場合も同様に、LOS 環境を標準的な受信環境とすべきである。一方、現行の地上デジタル放送は、送信所方向に遮蔽物等が存在する NLOS(Non Line of Sight) 環境や高層ビルの谷間など受信環境が悪い場所でも受信実態があり、あまねく放送サービスを展開するためにはこうした受信実態があることも無視できない。一般に OFDM はマルチパス環境など受信環境の悪い場所でも受信側の等化処理によりある程度は救済可能である。受信環境が悪い場所での偏波 MIMO 伝送は片方の偏波が他方に漏れ込むような複雑な電波伝搬であるため、特性劣化をなるべく抑えるための復号方法が課題である。

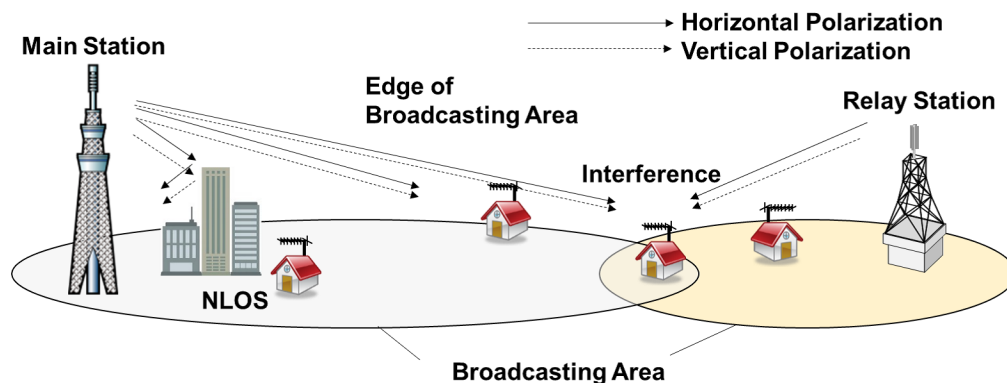


図 1.3: 偏波 MIMO 伝送の課題

1.4 研究の目的と意義

8K の放送サービス実現は、視聴者がまるであたかもその場所にいるかのような高い臨場感，没入感を与えることができ、新たな映像表現による感動を生み出すことができる。本研究では、偏波 MIMO を用いた地上波による 8K の放送サービス実現を目的とする。そのため、偏波 MIMO 伝送による地上放送を想定した場合に生じる課題や、現行の地上デジタル放送で生じている課題を解決、あるいは改善するための技術を検討した。

放送を想定した、二偏波を用いた大容量伝送の検討は、[27],[28] が行われている。偏波 MIMO の電波伝搬モデルを構築するための試験的な取り組みであり、大規模な野外実験を行っているが放送方式として標準化されたものではない。また、ATSC3.0 には MIMO についても規定されており、様々な要素技術の検討が行われている [29],[30]。放送方式としての標準化まで完了しているが、対応する機器がなく、小規模な野外実験によるトライアルにとどまっている。これらの取り組みは、実際の放送を想定した課題の抽出や改善策の検討まで至っていない。

本論文では、地上波による 8K の放送サービス実現を目指し、次の各項目で議論を進めた。

偏波間に受信電力差が生じる環境下での伝送特性の改善

水平偏波と垂直偏波は入射角に対する反射率が異なる事はよく知られている [31]。水平偏波と垂直偏波が同送信出力であっても、こうした電波伝搬特性の違いにより、偏波間の受信電力差が生じる。偏波多重による MIMO 伝送では偏波毎に別々のデータを送信しているため、受信電力が低い方の偏波で伝送されるデータは、受信電力が高い方の偏波で伝送されるデータに比べ誤りやすい。したがって、受信電力差が大きいほど、受信電力が低い方の偏波で伝送されるデータの誤りに起因して伝送特性の劣化が生じる。こ

れまでに筆者らの研究グループは、水平偏波と垂直偏波を合成することで右旋・左旋偏波、あるいは45度・-45度斜め偏波に変換し、送受信を行うシステムを提案し、計算機シミュレーションや野外実験でその効果を確認してきた[32],[33]。対して本論文では、偏波間でデータを交換しあうインタリーブ手法を提案する。計算機シミュレーションにより提案手法を検証する。さらに提案手法を実装した変復調装置を用いて室内実験、野外実験を行い、提案手法の有効性を確認する。

符号化 SFN のチャンネル容量評価

従来の SFN は複数の送信局から同一の周波数、同一の波形の信号を発射することでカバーエリアを広げる技術であるが、SFN を構成する各送信局からの信号同士は到来時間差があるため干渉し、周波数スペクトル上で歪み（電力差）が生じる。各送信局から到来する信号の電力差が小さい場所では、特定の OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) サブキャリアで大きな電力低下（リップル）が生じ、場合によっては映像にブロックエラーが生じて受信不可となるケースがある。こうした受信実態は SFN 難視と呼ばれ、難視対策のために小規模送信局（ギャップフィラー）を追加で設置するなどの対策が個別に取られているが、全ての難視地域を解消することは困難を極める。そこで、複数ブランチ間で簡易的に符号化を行う Alamouti 符号による STC(Space-Time Coding) 技術 [34] を応用した、偏波 MIMO による符号化 SFN 技術が提案されている [35]。これまでに筆者らの研究グループは、符号化 SFN 技術と偏波 MIMO 伝送を組み合わせた 4×2 MIMO を変復調装置に実装し、熊本県人吉市、及び同球磨郡水上村に設置した2局の実験試験局を使い、人吉市周辺で野外実験により手法の有効性を検証している [36],[37]。本論文では、この野外実験によって得られた 4×2 MIMO の実測データを用いて、従来 SFN に対して符号化 SFN が理論的に優れていることを示す。具体的には、チャンネルと SNR(Signal to Noise Ratio) より算出される理論的な伝送容量（チャンネル容量）を求め、従来の SFN のチャンネル容量に対して符号化 SFN のチャンネル容量が拡大していることを示す。

偏波 MIMO の信号検出法の低演算量化

MIMO 信号検出方法としては、線形演算である ZF(Zero Forcing), MMSE(Minimum Mean Square Error) や、特性が最も優れる MLD(Maximum Likelihood Detection) など様々なアルゴリズムが存在し、一般に演算量が多いほど高性能である。LOS 環境の場合は主偏波成分の電力に比べ交差偏波成分の電力は十分小さく、最も演算量の少ない ZF でも受信可能であるが、前述のようにビル影などの NLOS 環境やマルチパス環境では、複雑な電波伝搬等に起因して ZF や MMSE といった演算量の少ない信号検出法は特性劣化が大きくなる。現行の地上デジタル放送ではこうした受信環境の悪い場所でも受信実態があることから、劣化の少ない信号検出法を検討する必要がある。しかし最も優れた信号検出法である MLD は演算量が膨大となることから、ハードウェアへの

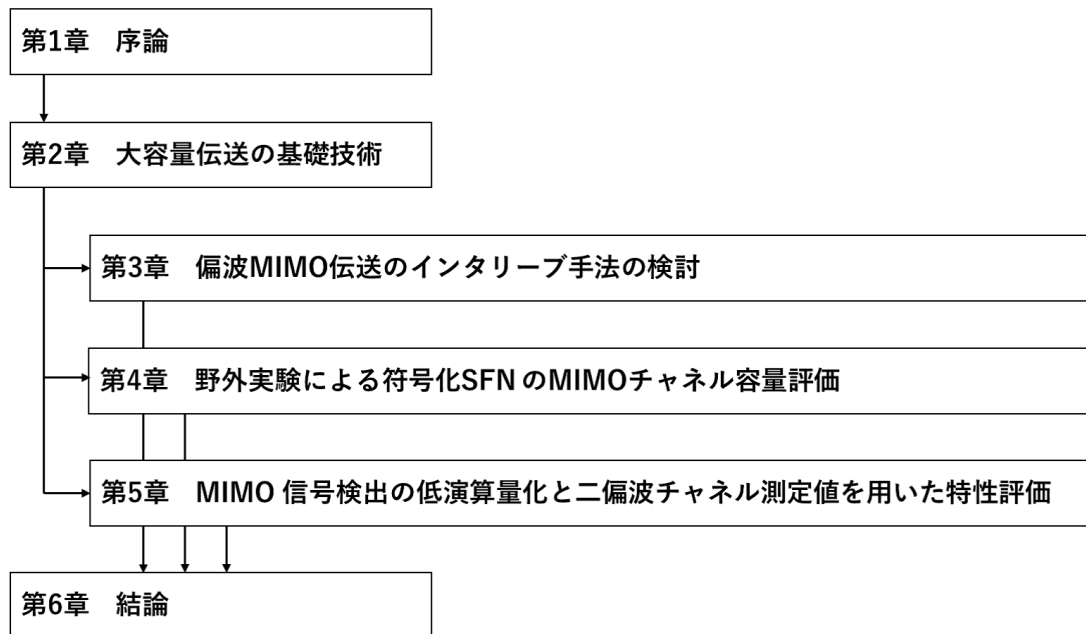


図 1.4: 本論文の構成

実装が困難である。そこで本論文では、特性劣化を極力抑えつつ、演算量を大幅に削減する信号検出法について検討する。さらに、野外実験で実際に取得した MIMO チャネルデータを使用して、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を検証する。

1.5 論文の構成

本論文は図 1.4 に示すように構成する。まず第 2 章では、本研究の要素技術である、OFDM 技術、MIMO 技術、誤り訂正符号、及びインタリーブについて概要を説明する。続いて第 3 章では、偏波間の受信電力差が生じる受信環境での特性改善のため、偏波間インタリーブの提案、及び計算機シミュレーション、室内実験、野外実験による提案手法の有効性について論じる。第 4 章では、野外実験により得られた SFN 環境下での MIMO チャネルデータを使用して、従来 SFN と STC 符号化 SFN のチャネル容量を算出する。これらを比較することで、STC 符号化 SFN が従来 SFN に比べ優れていることを示す。第 5 章では、偏波 MIMO 伝送の信号検出法について低演算量化手法を提案する。野外実験により得られた MIMO チャネルデータを使用して、提案手法の有効性を示す。最後に、第 6 章で本論文を総括する。

参考文献

- [1] 電波産業会：“高度広帯域衛星デジタル放送の伝送方式” ARIB STB-B44 v2.1 (Mar. 2016)
- [2] *Information Technology-High Efficiency Coding and Media Delivery in Heterogeneous Environments-Part2: High Efficiency Video Coding*, ISO/IEC DIS 23008-2 (2017)
- [3] *Use of the High Efficiency Video Coding (HEVC) Standard for UHD TV and HDTV Broadcasting*, ITU-R Recommendation BT.2073-0 (2015)
- [4] *Information Technology-Coded Representation of Immersive Media-Part3: Versatile Video Coding*, ISO/IEC DIS 23090-3 (2019)
- [5] NHK 技研公開 2019：“次世代映像符号化方式 VVC(Versatile Video Coding),” 展示資料 14 (May 2019)
- [6] M. Taguchi, K. Murayama, T. Shitomi, S. Asakura, and K. Shibuya: “Large-capacity wireless transmission technology,” *ITE Trans. MTA*, vol.1, no.1, pp.34-39 (Jan. 2013)
- [7] 土田健一：“地上波で 4K・8K 放送を実現する技術手法の検討,” 映像情報メディア学会誌, vol.72, No.6, pp.836-839 (Nov. 2018)
- [8] 電波産業会：“衛星デジタル放送の伝送方式,” ARIB STB-B20 v3.0 (May 2011)
- [9] 電波産業会：“地上デジタル放送の伝送方式,” ARIB STB-B31 v2.2 (Mar. 2014)
- [10] *ATSC Digital Television Standard - Part2: RF/Transmission System Characteristics*, Doc.A/53 (2011)
- [11] *Digital Video Broadcasting(DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television(DVB-T)*, ETSI Standard EN 300 744 V1.6.2 (Oct. 2015)
- [12] *Digital Video Broadcasting(DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting system(DVB-T2)*, ETSI Standard EN 302 755 V1.4.1 (Jul. 2015)
- [13] *ATSC Standard, Physical Layer Protocol*, Doc.A/322 (2017)
- [14] *Planning Criteria, Including Protection Ratios, for Digital Terrestrial Television Ser-*

- vices in the VHF/UHF Bands*, ITU-R Recommendation BT.1368-13 (Jun. 2017)
- [15] 本間祐次：“米国の次世代テレビ放送方式「ATSC3.0」の検討状況について,” ITU ジャーナル, vol. 47, no. 12, pp.25-26 (Dec. 2017)
- [16] 大塚敦：“商業放送局は次世代地上放送規格「ATSC3.0」に何を期待しているのか-アリゾナ州フェニックスでの実証実験・最新報告-,” 放送研究と調査, vol.60, no.3, pp.60-72 (Mar. 2019)
- [17] Digital Broadcasting Experts Group, (URL: <https://www.dibeg.org/>)
- [18] *Collection of Field Trials of UHD TV over DTT Networks*, ITU-R Report BT.2343-5 (Jul. 2019)
- [19] 村山研一, 田口誠, 部拓也, 濱住啓之, 澁谷一彦：“偏波共用八木アンテナの試作と伝搬実験結果,” 2010 映像情報メディア学会年次大会講演予稿集, 15-3, (Aug. 2010)
- [20] *Error-Correction, Data Framing, Modulation and Emission Methods for Digital Terrestrial Television Broadcasting*, ITU-R Recommendation BT.1306-7 (Jun. 2015)
- [21] R. G. Gallager: *Low-Density Parity-Check Codes*, Cambridge, MA, USA: the M. I. T. Press (1963)
- [22] 久保田周治：“無線 LAN の誤り訂正,” 映像情報メディア学会誌, vol.70, no.5, pp.764-769 (Sep. 2016)
- [23] 武田一樹, 原田浩樹, 大澤良介, 柿島佑一, R. Wang, J. Wang: “5G における NR 物理レイヤ仕様,” NTT DOCOMO テクニカルジャーナル, vol.26, no. 3, pp.47-58 (Nov. 2018)
- [24] M. Nakamura, A. Sato, H. Miyasaka, S. Asakura, T. Shitomi, N. Shirai, T. Takeuchi, M. Okano, K. Tsuchida, Y. Narikiyo, and K. Murayama: “A study on the transmission system for advanced ISDB-T,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, 4A-2 (Jun. 2019)
- [25] 大鐘武雄, 小川恭孝：“わかりやすい MIMO システム技術,” 株式会社オーム社, 東京 (2009)
- [26] 中原俊二：“地上デジタル放送の回線理設計とネットワーク,” 映像情報メディア学会誌, vol.56, no.2, pp.152-154 (Feb. 2002)
- [27] J. D Mitchell, P.N. Moss, and M.J. Thorp: “A dual polarisation MIMO broadcast TV system”, *BBC Research White Paper*, WHP144 (2006)
- [28] P. Moss, T.Y. Poon, and J. Boyer: “A simple model of the UHF cross-polar terrestrial channel for DVB-NGH”, *BBC Research White Paper*, WHP205 (2011)
- [29] D.G. Barquero, D. Vagas, M. Fuentes, P. Klenner, S. Moon, J.Y. Choi, D. Schneider, and K. Murayama: “MIMO for ATSC3.0”, *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.62, no.1, pp.298-305 (Mar. 2016)

-
- [30] T. Shitomi, E. Garro, K. Murayama, and D.G. Barquero :“MIMO scattered pilot performance and optimization for ATSC3.0”, *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.64, no.2, pp.188-200 (Dec. 2017)
- [31] 今井哲朗 :”電波伝搬解析のためのレイトレーシング法-基礎から応用まで-, ”株式会社コロナ社 (2016)
- [32] 蔀拓也, 村山研一, 田口誠, 朝倉慎悟, 澁谷一彦 :“次世代地上放送に向けた伝送技術-円・斜め偏波を用いた偏波 MIMO 伝送実験-, ”映像情報メディア学会技術報告, vol.35, no.13, pp.1-4 (Mar. 2011)
- [33] T. Shitomi, K. Murayama, M. Taguchi, S. Asakura, and K. Shibuya: “Technology for next-generation digital terrestrial broadcasting -Field experiments of dual-polarized MIMO-OFDM transmission using LDPC coding-,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting(BMSB)*, mm12-016 (Jun. 2012)
- [34] S. M. Alamouti: “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE J. Select. Areas Communications*, vol.16, no.8, pp.1451-1458 (Oct. 1998)
- [35] T. Shitomi, K. Murayama, S. Asakura, and K. Shibuya: “A study on advanced single frequency network technology using STC-SDM transmission,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting(BMSB)*, mm13-136 (Jun. 2013)
- [36] S. Saito, T. Shitomi, S. Asakura, A. Sato, M. Okano, K. Murayama, and K. Tsuchida: “4x2 MIMO field Ttest of advanced SFN using space time coding for 8K transmission,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting(BMSB)*, 10A-2 (Jun. 2016)
- [37] S. Saito, T. Shitomi, S. Asakura, A. Sato, M. Okano, K. Murayama, and K. Tsuchida: “8K terrestrial transmission field tests using dual-polarized MIMO and higher-order modulation OFDM,” *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.62, no.1, pp.306-315 (Mar. 2016)

第 2 章

大容量伝送の基礎技術

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(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送技術，MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 伝送技術，誤り訂正符号，インタリーブの中でも，特に本論文に深く関わる技術について述べる．はじめに，UHF(Ultra High Frequency) 帯を用いた地上デジタル放送において，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要を説明する．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．特に，本研究の目的である偏波 MIMO による次世代地上放送を実現するため，空間多重 (SDM: Space Division Multiplexing)-MIMO や SFN(Single Frequency Network) への応用が期待される時空間符号 (STC: Space-Time Coding) について，主に説明する．次に，伝送方式に必須である誤り訂正符号について概要を述べる．特に，本論文で主に用いられている LDPC(Low-Density Parity-Check) 符号，BCH(Bose Chaudhuri Hocquenghem) 符号の符号化や復号法を述べる．最後に，誤り訂正符号の性能を引き出すための様々なインタリーブについて，概要を述べる．

2.2 OFDM 技術

地上テレビジョン放送では，送信点と受信点の間にあるビル等の建造物，山岳，大地など様々な反射物によって伝送路に影響を受ける．このようなマルチパス環境では，帯域内の周波数特性に歪みが生じ（周波数選択性フェージング），最大遅延時間に対してシンボル長が短い信号はシンボル間干渉 (ISI: InterSymbol Interference) の影響を強く受け，伝送特性の劣化原因となる．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）を周波数軸上に配置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帯域幅を持つことで十分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対し強い耐性を持つ [1]。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ため、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を実現している。このほか、OFDM 信号は送受信で既知の信号であるパイロットキャリアを用いた周波数等化や、時間軸上に冗長なデータを付加するガードインターバルによる工夫で、非常に強いマルチパス耐性を実現している。そのため、地上デジタル放送だけでなく、素材伝送や通信の分野でも幅広く実用化されている。

2.2.1 OFDM 変復調の原理

OFDM 変調の原理を説明する [1],[2]。搬送波を含む OFDM 変調器のブロック図を図 2.1 に示す。OFDM 信号は、複数の搬送波周波数 $nf_0 (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ と OFDM 信号の周期であるシンボル長 $T = 1/f_0$ をパラメータとし、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 OFDM 信号 $s_B(t)$ は、式 (2.1) で表される N 個の複素ベースバンド信号 d_n を用いて

$$d_n = \Re\{d_n\} + j\Im\{d_n\} \quad (2.1)$$

$$s_B(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp(j2\pi n f_0 t) \quad (2.2)$$

と表される。式 (2.2) において $s_B(t)$ 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し

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

と表される。式 (2.3) より、 $s_B(t)$ の N 個のサンプリング値は、 d_n の逆離散フーリエ変換と等価である。よって、 $d_n (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ に逆離散フーリエ変換を行い連続信号を生成することで、ベースバンド OFDM 信号 $s_B(t)$ を得る。実際の変調装置では、 $s_B(t)$ を直交変調 (RF 周波数へアップコンバート) して送信する。

次に、OFDM 復調の原理を説明する [1],[2]。搬送波を含む OFDM 復調器のブロック図を図 2.2 に示す。受信した OFDM 信号からベースバンド 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) でサンプリングし

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

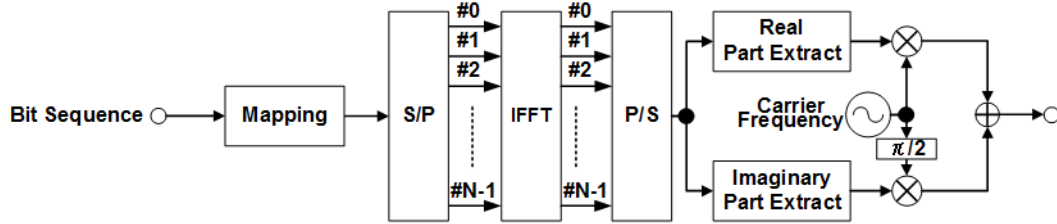


図 2.1: OFDM 変調器のブロック図

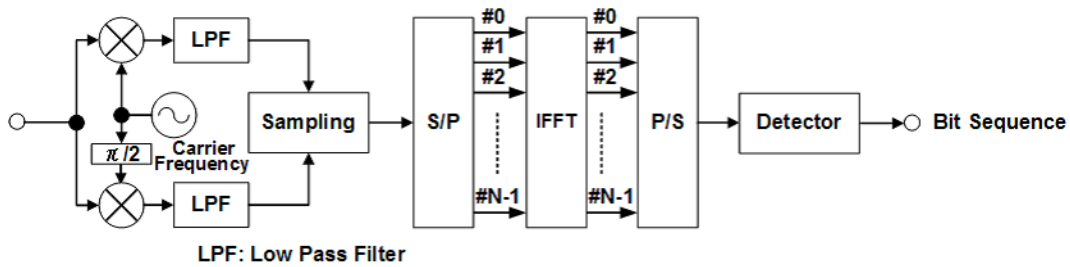


図 2.2: OFDM 復調器のブロック図

を得る． $s_B(k/Nf_0)$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$) は，式 (2.1) で表される d_n ($n = 0, 1, \dots, N-1$) の逆フーリエ変換であるため，式 (2.4) を離散フーリエ変換することにより

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

を得る．ただし，導出には $n' = n - q$ として

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

を用いた．なお， $|n-q| < N$ で $n = q$ のとき以外 0 となるので，雑音の無い理想的な AWGN チャネルでは d_q が抽出できる．

2.2.2 ガードインターバル，FFT サイズ

次に，ガードインターバルと FFT サイズについて説明する [1],[2]．送受信点間の伝搬路にマルチパスが存在する場合，時間軸上で直接波の OFDM 信号に遅延波の OFDM 信号が混信

を与え、ISIが生じる。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。そのため、送信側でガードインターバル (GI: Guard Interval) を付加することで、ガードインターバル長以内の遅延波に起因する ISI を除去することが出来る。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 $f_n = n/(Nf_0)$ のシンボル時間単位で周期性を有しており、OFDM 信号のシンボル先端、終端が連続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コピーしても、OFDM 信号のシンボル単位での周期性は維持することができる。このようにして送信側で OFDM 信号に冗長性を持たせる。受信側では、送信側で付加した GI を除去することで、遅延波に起因する ISI の影響を排除することができる。直接波に遅延波が加わった受信信号を図 2.5 に示す。図 2.5 中に示した FFT 窓のタイミングで IFFT サンプリングを行うことによって、ISI の影響を受けていない 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、各サブキャリアでデジタル復調することができる。OFDM 信号の n 番目のサブキャリア $d_n \exp(j2\pi n f_0 t)$ 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の受信信号 y_d は

$$\begin{aligned} y_d &= d_n \exp(j2\pi n f_0 t) + r d_n \exp[j2\pi n f_0 (t - \tau)] \\ &= [1 + r \exp(-j2\pi n f_0 \tau)] d_n \exp(j2\pi n f_0 t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

と表される。式 (2.7) より、送信信号 d_n に $[1 + r \exp(-j2\pi n f_0 \tau)]$ が乗算された信号を受信信号として得る。これは、隣接シンボルの OFDM 信号の影響を受けておらず、 d_n に対して単純な振幅歪み、位相歪みが加わったことが分かる。また、これらのシンボル内の振幅歪み、位相歪みは、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間のチャネル応答 (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除算することで等化処理することができる。

一方、GI を付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、伝送効率が低下する。そのため、伝搬環境で生じる遅延波を想定し、必要最小限となる GI 長を送信パラメータとして設定する。また、SFN を構成する中継局を置局する際は、エリア内における親局との遅延差が GI 内に収まるよう、遅延調整を行う必要がある。後述する現行地上デジタル放送では GI 長を $126 \mu\text{s}$ としており、正味のシンボル長に対する比率である GI 比 (GIR: Guard Interval Ratio) は $1/8$ である。すなわち、伝送時間全体の $1/9$ は冗長なデータを送っていることになり、周波数有効利用の観点から勿体無い。そのため、サブキャリア間隔を $1/2$, $1/4$ とし、OFDM シンボル長を 2 倍、4 倍とする FFT サイズ拡大が有効である。FFT サイズ拡大の概念を図 2.6 に示す。例えばサブキャリア間隔を $1/2$ としても GI 長が変わらなければ、遅延調整やエリア設計に影響ない。正味のシンボル長は 2 倍になり、GI 長が変わらないため、GI 比を半分にすることができ、結果、伝送効率の改善につながる。現行地上デジタル放送は、FFT サイズを 8,192 ポイントとするモード (モード 3) を用いているが、本論文で扱う

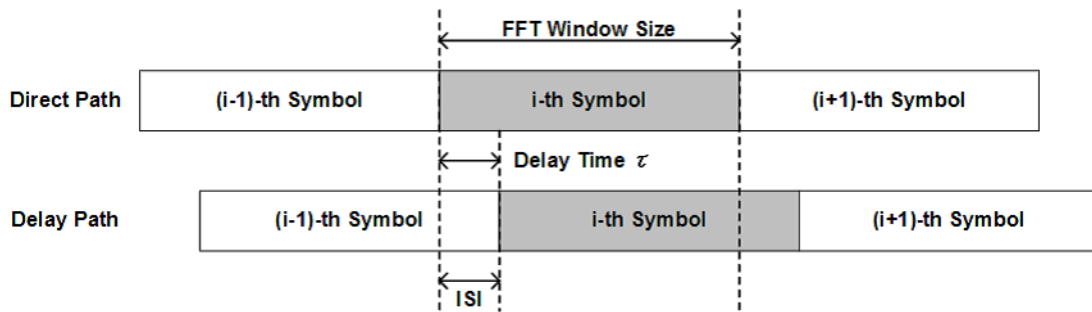


図 2.3: マルチパス環境における直接波と遅延波の関係

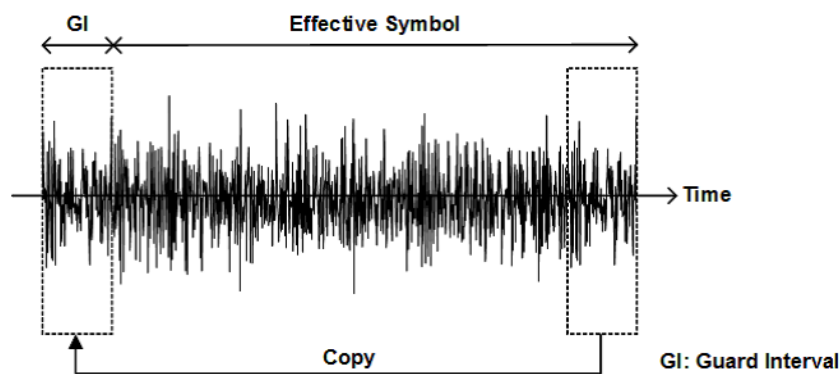


図 2.4: ガードインターバルの概念

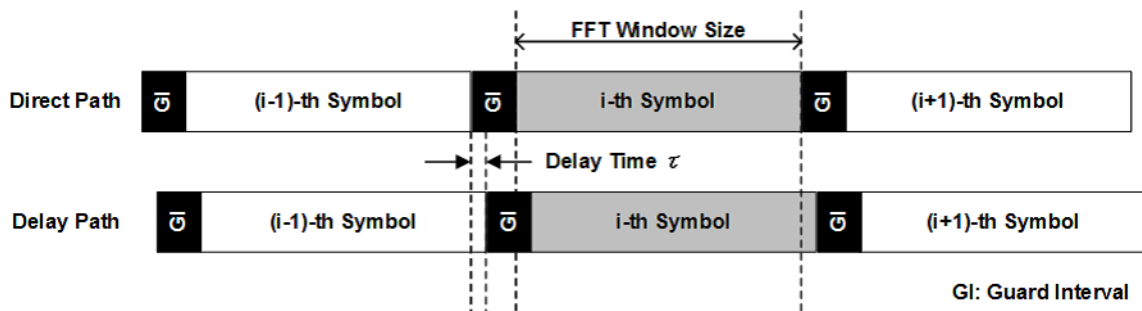


図 2.5: マルチパス環境での GI の効果

信号は、最大で FFT サイズを 32,768 ポイントとする拡大モードを用いている。シンボル長は 4 倍、GI 長を現行地デジと同じく $126 \mu\text{s}$ とした場合の GI 比は $1/32$ であり、伝送効率の向上を図っている。なお、サブキャリア間隔が狭くなることで、移動受信環境における隣接するサブキャリア同士の干渉 (ICI: Inter Carrier Interference) による特性劣化が生じるが、本論文では静的な受信環境である固定受信を想定し、FFT サイズ拡大による ICI の影響は無いものとする。関連研究では、移動受信環境における ICI の低減 [3],[4],[5] などがなされている。

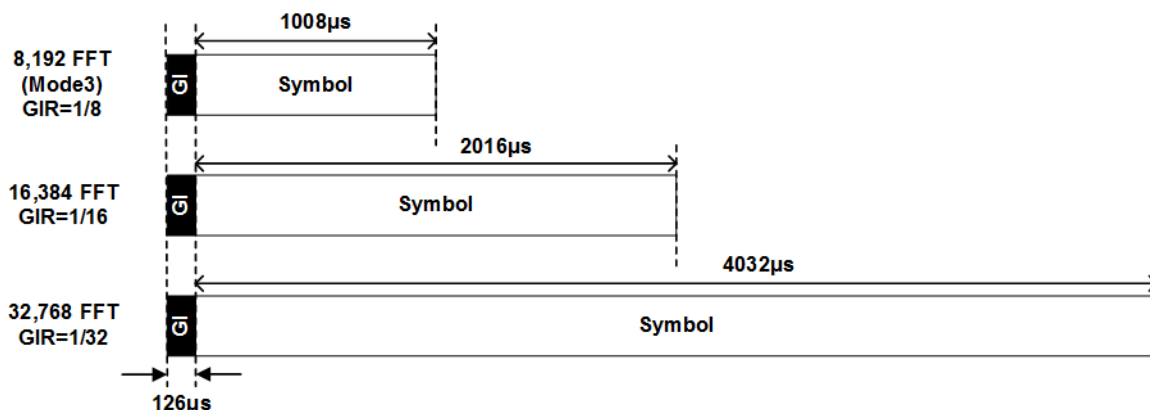


図 2.6: FFT サイズの拡大と GI の関係

2.2.3 地上デジタル放送 (ISDB-T)

我が国の地上デジタル放送方式である ISDB-T[6] は、前述の OFDM 技術の実用例である。本節では、ARIB STD-B31 で規定する伝送方式の概要、諸元を説明する。伝送路符号化部の信号ブロック図を図 2.7 に示す。MPEG(Moving Picture Experts Group)2-TS 形式で入力されるデータは、リードソロモン符号（外符号）による符号化の後に各階層に分割され、エネルギー拡散、バイトインターリーブ、畳み込み符号（内符号）化、ビットインターリーブ、マッピングの順に信号処理される。ISDB-T は最大 3 階層まで多重して送ることができる。各階層の IQ データはセグメント分割された周波数軸上に割り当てられ、続いて階層ごとに時間インターリーブ、周波数インターリーブの処理が行われる。その後、パイロット信号、制御信号（TMCC: Transmission Management Configuration Control）、汎用的なチャンネルである AC 信号（Auxiliary Channel）が挿入され、周波数軸上で OFDM シンボルが構成され、IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) して時間軸信号に変換したあと GI を付加する。

1 チャンネルあたりの周波数帯幅を 6 MHz、モード 3 の場合の ISDB-T の主な諸元を表 2.1 に示す。我が国の地上デジタル放送で採用されている送信パラメータを太字で示す。中央の 1 セグメントを移動受信向けサービス、残りの 12 セグメントを固定受信向けサービスとして使用しており、1 チャンネルの中で複数のサービスを同時に提供可能とすることを ISDB-T の大きな特徴としている。2006 年以降の中南米を中心とした ISDB-T の国際展開では、複数サービスを同時に提供可能であることが大きく評価され、特に移動受信向けサービスを緊急警報放送（EWBS: Emergency Warning Broadcast System）のキャリアとしても位置づけており普及活動が続けられている [7]。

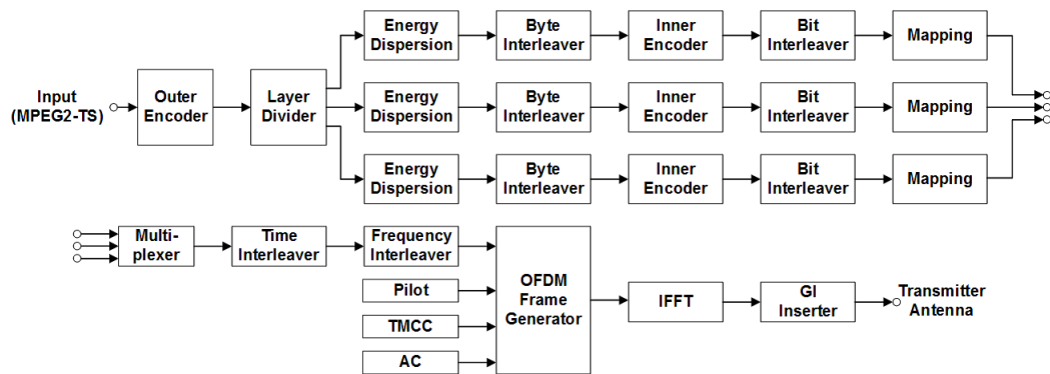


図 2.7: ISDB-T 伝送路符号化部の信号ブロック図

表 2.1: ISDB-T の諸元

OFDM セグメント数	13
帯域幅	5.57 MHz
サブキャリア間隔	0.992(=125/126) kHz
キャリア変調方式	QPSK , 16QAM, 64QAM , DQPSK
フレーム当たりのシンボル数	204
有効シンボル長	1,008 ms
GIR	1/4, 1/8 , 1/16, 1/32
内符号	畳み込み符号 (1/2, 2/3 , 3/4 , 5/6, 7/8)
外符号	RS(204,188)
時間インタリーブ長 I	0,1, 2 ,4

2.3 MIMO 技術

MIMO は、Multiple-Input Multiple-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 [2],[8]。送信アンテナ素子数 N_t 、受信アンテナ素子数 N_r とした MIMO 技術の概念を図 2.8 に示す。本論文では、MIMO 技術を用いた伝送を MIMO 伝送、水平アンテナと垂直アンテナを同時に使用する MIMO 伝送を偏波 MIMO 伝送、送信アンテナ素子数 N_t 、受信アンテナ素子数 N_r とした MIMO を $N_t \times N_r$ MIMO と定義する。MIMO 伝送は、図 2.8 に示すように送信元となるデータ系列に対して MIMO 変調処理を行うことで複数の送信信号を生成する。次に、この送信信号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。MIMO チャンネルを経由した送信信号は各受信アンテナに入力

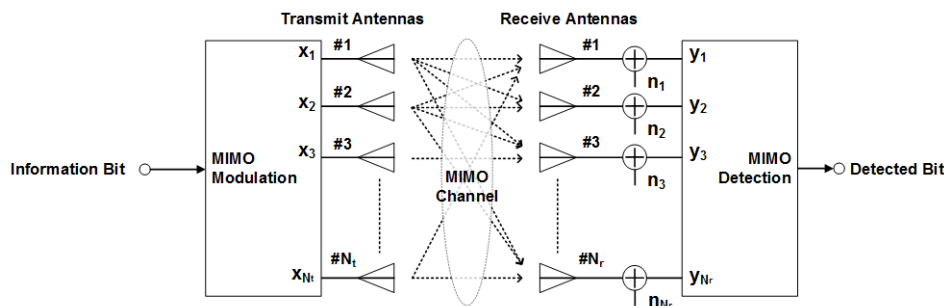


図 2.8: MIMO のシステム構成

され、受信信号を得る。受信側では、受信信号に対し MIMO 信号検出を行い、検出ビットとして元のデータ系列を得る。MIMO チャンネルを経由する際、送信信号同士が干渉するが、受信側では推定したチャンネル応答を元に送信信号間の干渉を除去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周波数帯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増加による周波数の有効利用に寄与することができる。MIMO 伝送技術は、2.2.2 節で述べた ISI に強い耐性を持つ OFDM 信号と合わせて用いることで、広帯域な信号伝送にも適用が可能である。これは、サブキャリア同士が独立した系列であり、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みなすことができるためである。MIMO 伝送技術、OFDM 伝送技術を組み合わせた伝送方式を MIMO-OFDM 伝送技術と呼ぶ。

MIMO 伝送の送受信信号モデルを説明する [2],[8]。 $k(1 \leq k \leq N_t)$ 番目の送信アンテナ、 $l(1 \leq l \leq N_r)$ の受信アンテナ間のチャンネル応答を h_{lk} 、シンボル時間 i の k 番目送信アンテナからの送信信号を $x_k(i)$ 、 l 番目受信アンテナの受信信号と白色ガウス雑音信号をそれぞれ $y_l(i), n_l(i)$ 、として

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_t}] \quad (2.8)$$

$$\mathbf{h}_k^T = [h_{1k}, h_{2k}, \dots, h_{N_r k}] \quad (2.9)$$

$$\mathbf{x}^T(i) = [x_1(i), x_2(i), \dots, x_{N_t}(i)] \quad (2.10)$$

$$\mathbf{y}^T(i) = [y_1(i), y_2(i), \dots, y_{N_r}(i)] \quad (2.11)$$

$$\mathbf{n}^T(i) = [n_1(i), n_2(i), \dots, n_{N_r}(i)] \quad (2.12)$$

と定義する。ここで、 \mathbf{H} は $N_r \times N_t$ チャンネル行列、 \mathbf{h}_k は N_r 次元チャンネルベクトル、 $\mathbf{x}(i)$ は N_t 次元送信信号ベクトル、 $\mathbf{y}(i)$ は N_r 次元受信信号ベクトル、 $\mathbf{n}(i)$ は N_r 次元雑音ベクトル、 T は転置を表す。以上を用いて、MIMO 伝送の送受信信号モデルを

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (2.13)$$

と表すことができる。ただし、 $n_l(i)$ は平均 0、分散（平均電力） σ_n^2 の複素ガウス分布に従う。

表 2.2: MIMO 伝送技術の分類

ストリーム数	送信方式	受信方式
1	時空間符号 (STC)	時空間復号
2 以上	多重伝送 (SDM)	空間フィルタリング (ZF, MMSE)
		順序付け逐次復号 (BLAST[9], SIC* ¹)
		MLD
	固有モード伝送	多重伝送と同じ手法が利用可能 最大比合成 (MRC* ²)

2.3.1 MIMO 伝送の分類

MIMO 伝送技術は大きく分けて、MIMO 多重伝送、時空間符号、固有モード伝送に分類できる。MIMO 伝送技術の分類を表 2.2 に示す [8]。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、伝送容量の増加を可能とする。本論文の主トピックである偏波 MIMO 伝送は、水平偏波と垂直偏波から異なるデータ系列信号を並列送信し、受信側で偏波間に混信した受信信号を分離検出する伝送方式である。一方、時空間符号は、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、送信信号に時間及び空間ダイバーシチ効果を付加し、回線の耐久性、信頼性の向上を目的とする。本論文 4 章であつかう符号化 SFN は、この技術を SFN に適用したものである。固有モード伝送は、受信側で推定した MIMO チャネルの CSI を送信側にフィードバックし、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及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。

MIMO 多重伝送、時空間符号は CSI のフィードバックが不要であるのに対し、固有モード伝送はフィードバックを必要とする。送信対受信が 1 対多である放送においては、フィードバックが不要な MIMO 多重伝送、時空間符号による伝送容量の増加、及び回線の耐久性、信頼性向上が可能である。MIMO 多重伝送と時空間符号の比較を図 2.9 に示す。1 系統の送受信アンテナ（放送では原則として水平偏波）を用いる従来の SISO 伝送を基準として、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

*² Successive Interference Canceller

*² Maximum Ratio Combining

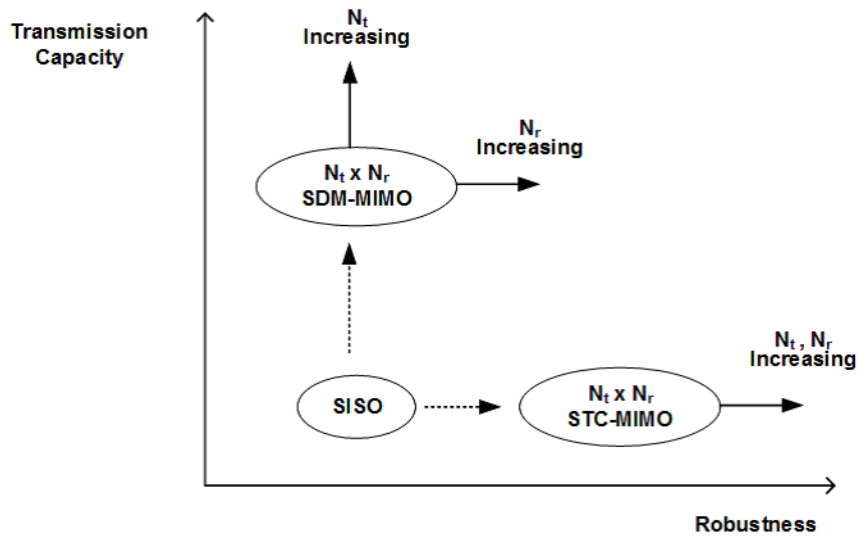


図 2.9: MIMO 多重伝送と時空間符号の比較

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チ利得が増加し、回線信頼性を向上させることが可能である。一方、時空間符号では、1つの情報系列に対して、時間方向あるいは周波数方向の並び替え、複素共役、符号反転、畳み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、時間、空間（複数の送受信アンテナ）に対して冗長性を付加し、回線の耐久性、信頼性の向上に利用する。

2.3.2 MIMO 多重伝送 (SDM)

MIMO 多重伝送は、複数の送受信アンテナ間のそれぞれのチャネル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し分離する方式である [2],[8]。式 (2.13) で示した MIMO 伝送の送受信モデルにおいて、既知である受信信号と推定した CSI から得られるチャネル行列 \mathbf{H} を用いて、未知である送信信号を求める。信号検出法には、チャネル行列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。線形検出は信号検出時に雑音強調と呼ばれる劣化が生じるのに対し、非線形検出はこれが生じない。よって、一般的に非線形検出の方が優れた伝送特性を持つ。また、線形検出はサブキャリアの変調方式によらず演算量を低く抑えられるのに対し、非線形検出は変調多値数が大きくなると演算量が指数関数的に増加する。本論文にも関わる、信号検出法の代表的なものを以下に説明する。

ZF (Zero Forcing)

ZF は、最も単純かつ実現が容易な MIMO 信号検出法である。式 (2.13) の MIMO 送

受信モデルに対して、両辺に左からチャネル行列 \mathbf{H} のエルミート行列 \mathbf{H}^H を乗算し

$$\begin{aligned}\mathbf{H}^H \mathbf{y} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n} \\ \mathbf{x} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} - (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n}\end{aligned}\quad (2.14)$$

受信信号に Moore-Penrose 行列 $(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H = \mathbf{W}_{ZF}$ を乗算することで送信信号を検出できる。Moore-Penrose 行列は一般化逆行列とも呼ばれ、信号検出後の雑音が最小となるよう働く。また、式 (2.14) の右辺 2 項により雑音にも受信ウェイトが乗算され雑音強調が発生する可能性があり、チャネルの状態によって伝送特性が劣化する要因となる。

MMSE

MMSE は、ZF と同様に受信側で推定した CSI から生成するチャネル行列 \mathbf{H} を元に受信ウェイト行列を生成し、受信信号に乗算することで送信信号を分離・検出する。ウェイト行列 \mathbf{W}_{MMSE} は

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_R})^{-1} \quad (2.15)$$

で表される。ただし γ は SNR (Signal to Noise Ratio) であり、信号電力が 1 に規格化されていれば $\gamma = 1/\sigma_n^2$ となる。また \mathbf{I}_{N_R} は $N_R \times N_R$ 単位行列である。式 (2.15) は ZF と異なり、雑音電力の項が含まれる。MMSE は、SINR (Signal to Interference Noise Ratio) が最大となる受信ウェイトを生成するため、ZF に比較して雑音強調の影響が少なく、伝送特性が改善する。ただし、雑音電力の検出が必要となるため、信号検出に必要な演算量は増加する。

MLD

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) の全組み合わせについて、それぞれのチャネル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探索する方式である。具体的には、式 (2.16) で示す尤度関数 $L_t[\mathbf{x}(i)]$ が最小となる送信信号を求める。

$$\begin{aligned}L_t[\mathbf{x}(i)] &= \|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i)\|^2 \\ &= \sum_{l=1}^{N_r} \left| y_l(i) - \sum_{k=1}^{N_t} h_{lk} x_k(i) \right|^2\end{aligned}\quad (2.16)$$

ただし、 $\|\mathbf{a}\|^2$ はベクトル \mathbf{a} の二乗ノルムを表す。MLD は、ZF や MMSE (線形検出) と比較して優れた伝送特性を示すが、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量が指数関数的に増加する。変調多値数が大きくなるとハードウェア化の実現が困難となるため、効率的に演算量を削減する工夫が求められる。MLD は送信信

号の候補点の全組み合わせについて演算を行う同時推定であるのに対し、本論文5章で扱う QRM-MLD は、チャンネル行列の QR 分解によって階層型推定に変換するものである。例えば、階層型推定において最初の段階で候補点のある程度絞ることで、効率よく演算量を削減することが出来る。

2.3.3 時空間符号 (STC)

時空間符号は、伝送路符号化と組み合わせることで空間ダイバーシチ利得に加え符号化利得を得ることが可能なこと、送信側に CSI のフィードバックが不要なこと、などの特徴を有する。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) [10] と時空間トレリス符号 (STTC: Space-Time Trellis Coding) [11] がある。STBC は空間ダイバーシチ効果が簡単な演算で得られる。STTC は空間ダイバーシチ効果に加え符号化利得を得られる。本稿では、本論文4章で扱う STC 符号化 SFN に用いる STBC について概要を述べる。最も簡単な例として、送信2系統 ($N_t = 2$), 受信1系統 ($N_r = 1$) の STBC を例に説明する [8]。STBC のブロック図を図 2.10 に示す。図 2.10 の時空間ブロック符号化は、入力される信号 s_1, s_2 に対して、式 (2.10) で表される第 i シンボルの送信信号 $\mathbf{x}(i)$ と第 $i+1$ シンボルの送信信号 $\mathbf{x}(i+1)$ を生成する。

$$[x_1(i), x_2(i)] = [s_1, s_2] \quad (2.17)$$

$$[x_1(i+1), x_2(i+1)] = [-s_2^*, s_1^*] \quad (2.18)$$

一方、受信側ではチャンネル応答は2シンボルの間不変であるとの条件下で、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 $y_1(i+1)$ は式 (2.17)(2.18) を用いて

$$\begin{aligned} y_1(i) &= h_{11}x_1(i) + h_{12}x_2(i) + n_1(i) \\ &= h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_1(i) \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} y_1(i+1) &= h_{11}x_1(i+1) + h_{12}x_2(i+1) + n_1(i+1) \\ &= -h_{11}s_2^* + h_{12}s_1^* + n_1(i+1) \end{aligned} \quad (2.20)$$

と表される。式 (2.19) と (2.20) を変形し

$$h_{11}^*y_1(i) + h_{12}y_1^*(i+1) = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)s_1 + h_{11}^*n_1(i) + h_{12}n_1^*(i+1) \quad (2.21)$$

$$h_{12}^*y_1(i) - h_{11}y_1^*(i+1) = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)s_2 + h_{12}^*n_1(i) - h_{11}n_1^*(i+1) \quad (2.22)$$

を行列表現し

$$\begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1(i) \\ y_1^*(i+1) \end{bmatrix} = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11}^*n_1(i) + h_{12}n_1^*(i+1) \\ h_{12}^*n_1(i) - h_{11}n_1^*(i+1) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

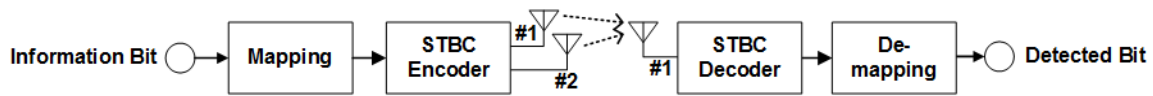


図 2.10: STBC のシステム構成



図 2.11: LDPC 符号と BCH 符号の接続符号による FEC ブロック

と表される．右辺は第 $i, i + 1$ シンボルの受信信号に対し行列

$$\begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11} \end{bmatrix} = \Psi \quad (2.24)$$

を左から乗算することに対応する．式 (2.23) を用いて元の信号 s_1, s_2 を求めることにより，時空間ブロック復号を行う．詳細は 4 章を参照されたい．

2.4 誤り訂正符号

デジタル伝送の分野では，1 ビットのエラーが伝送品質に影響を与えるため，伝送路で誤りが発生することを前提として伝送システムを構築する必要がある．誤り訂正の分類としては，予め冗長データを付加し受信側でこれを元に誤り訂正復号を行う FEC (Forward Error Correction) や，誤りが生じたデータの再送要求を行う ARQ (Automatic Repeat-Request) などが挙げられる．デジタル放送は，再送要求のフィードバック回線がないことから，FEC により伝送品質の保護を行う．FEC の分類としては，送信データに冗長的なデータをパリティとして付加するブロック符号と，送信信号の連続性を利用する畳み込み系の符号が挙げられる．また，畳み込み符号とブロック符号を組み合わせる接続符号も，多くの伝送システムにおいて利用されている．ISDB-T では，畳み込み符号とブロック符号の 1 種である RS (Reed-Solomon) 符号の接続符号が使用されている．本稿では，3 章，5 章でも扱うようにブロック符号の 1 種である LDPC 符号と BCH 符号について概要を述べる．LDPC 符号は，符号長を十分長くすることで伝送容量の理論的境界であるシャノン限界に迫る優れた誤り訂正符号として知られており，他の放送方式である DVB-T2, ATSC3.0 でも用いられている．LDPC 符号のビット誤り率特性は，十分な SNR があっても僅かな誤りビットが残留し，エラーフロアが生じることが知られている [12]．そこで，内符号である LDPC 符号に対し外符号として BCH 符号を接続することでこのエラーフロアの原因となる誤りビットを訂正している．LDPC 符号と BCH 符号の接続符号による FEC ブロック構造を図 2.11 に示す．

2.4.1 LDPC 符号

符号長 N_l , パリティ長 N_p , 送信データ $c_k (k = 0, 1, \dots, N_l - N_p - 1)$, パリティデータ $p_k (k = 0, 1, \dots, N_p - 1)$ として符号語 $\mathbf{c} = (c_0, c_1, c_2, \dots, c_{N_l - N_p - 1}, p_0, p_1, \dots, p_{N_p - 1})$ と定義する. LDPC 符号化は, $N_p \times N_l$ の行列で表される検査行列 \mathbf{H} を用いて

$$\mathbf{c}\mathbf{H}^T = 0 \quad (2.25)$$

を満たす p_k を生成する. 検査行列 \mathbf{H} は要素のほとんどが 0 であり, わずかに 1 がランダムに配置されていることから低密度パリティチェックと呼ばれる. また, 検査行列の i 行 j 列成分を h_{ij} と表す. 1 列当たりの 1 の数 (列重み) が, 送信データのビット位置によらず等しい検査行列を正則行列, 列重みがビット位置によって異なる検査行列を非正則行列といい, 一般に非正則行列の方が伝送特性に優れることが知られている. 次に, 2 値入力の AWGN (Additive White Gaussian Noise) 通信路を例にとり, LDPC 符号の復号法である Sum-Product 復号法 [12] を説明する. 符号語 \mathbf{c} に基づき BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調された送信語 $\mathbf{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N_l - 1})$, 受信語 $\mathbf{y} = (y_0, y_1, \dots, y_{N_l - 1})$, 第 k 番目の初期対数尤度比を $\lambda_k (k = 0, 1, \dots, N_l - 1)$, y_k を受信した時に送信語が x_k である確率を $P(y_k | x_k)$ と表す. P は平均 0, 分散 σ^2 の正規分布に基づく確率分布関数である.

ステップ 1 (初期化)

初期対数尤度比を次式のように算出する.

$$\begin{aligned} \lambda_k &= \ln \frac{P(y_k | x_k = 0)}{P(y_k | x_k = 1)} \\ &= \ln \frac{1/(\sqrt{2\pi\sigma^2}) \exp[-(y_k - 1)^2/(2\sigma^2)]}{1/(\sqrt{2\pi\sigma^2}) \exp[-(y_k + 1)^2/(2\sigma^2)]} \\ &= -(y_k - 1)^2/(2\sigma^2) + (y_k + 1)^2/(2\sigma^2) \\ &= 2y_k/\sigma^2 \end{aligned} \quad (2.26)$$

また, $h_{ij} = 1$ を満たす全ての組 (i, j) に対し対数事前値比 $\beta_{ij} = 0$ とする. 反復回数のカウンタ $l_c = 0$ とする.

ステップ 2 (行処理)

$i = 0, 1, \dots, m - 1$ の順に, $h_{ij} = 1$ を満たす全ての (i, j) に対し式 (2.27) により対数外部値比 α_{ij} を更新する.

$$\alpha_{ij} = \left(\prod_{j' \in A(i) \setminus j} \text{sgn}(\lambda_{j'} + \beta_{ij'}) \right) f \left(\sum_{j' \in A(i) \setminus j} f(|\lambda_{j'} + \beta_{ij'}|) \right) \quad (2.27)$$

ただし, $A(i)$ は i 行における $h_{ij} = 1$ を満たす j の集合, $\setminus j$ は, $j' = j$ を除くことを示す. ここで,

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (2.28)$$

$$f(x) = \ln \frac{\exp(x) + 1}{\exp(x) - 1} \quad (2.29)$$

と定義する. 関数 $f(x)$ は Gallager 関数と呼ばれる.

ステップ 3(列処理)

$j = 0, 1, \dots, n-1$ の順に, $h_{ij} = 1$ を満たす全ての (i, j) に対し式 (2.30) により β_{ij} を更新する.

$$\beta_{ij} = \sum_{i' \in B(j) \setminus i} \alpha_{i'j} \quad (2.30)$$

ただし, $B(j)$ は j 列における $h_{ij} = 1$ を満たす i の集合を表す.

ステップ 4(一時推定語の計算)

一時推定語 $\hat{\mathbf{c}} = (\hat{c}_0, \hat{c}_1, \dots, \hat{c}_{N_l-1})$ とし, $j \in [0, N_l - 1]$ について

$$\hat{c}_j = \begin{cases} 0, & \text{if } \text{sgn}(\lambda_j + \sum_{i' \in B(j)} \alpha_{i'j}) = 1 \\ 1, & \text{if } \text{sgn}(\lambda_j + \sum_{i' \in B(j)} \alpha_{i'j}) = -1 \end{cases} \quad (2.31)$$

を計算する.

ステップ 5(パリティ検査, 反復)

$$\hat{\mathbf{c}}\mathbf{H}^T = 0 \quad (2.32)$$

を満たせば, $\hat{\mathbf{c}}$ を推定結果として出力し復号を終了する. 式 (2.32) を満たさない場合は, $l_c \rightarrow l_c + 1$ としてステップ 2 に戻る. l_c が最大繰り返し復号回数 l_{max} となったら $\hat{\mathbf{c}}$ を推定結果として出力し復号を終了する.

2.4.2 BCH 符号

BCH 符号は, 符号長 N_b を $q^{M_d} - 1$ の約数として $\text{GF}(q)$ 上で定義される代数的な誤り訂正符号である [13]. 特に $q = 2$ とする 2 元 BCH 符号は, DVB-T2, ISDB-S3, ATSC3.0 などの放送方式において LDPC 符号との接続符号として用いられている. 本節では, BCH 符号の概要を述べる.

符号および復号には, 生成多項式 $G(x)$ と呼ばれる数式が用いられる. $\text{GF}(2)$ 上の最小多項式を $g_i(x)$ とすると,

$$G(x) = \text{LCM}[g_1(x), g_3(x), \dots, g_{2t-1}(x)] \quad (2.33)$$

と表される。LCM は最小公倍多項式を表し、 $g_i(x)$ が全て既約多項式であるから、式 (2.33) は t 個以下の最小多項式の積となる。符号長 N_b 、データ長 N_d として検査ビット数 (BCH パリティビット数) は

$$N_b - N_d \leq M_{dt} \quad (2.34)$$

となる。 M_d は $n|(2^{M_d} - 1)(X|Y:Y$ を X で割った剰余=0) を満たす最小の自然数であり、 t 重誤り訂正符号が得られる。一例として、ISDB-S3 で用いられている BCH 符号 ($M_d = 16, t = 12$) の生成多項式 $G(x)$ を以下に示す。

$$\begin{aligned} g_1(x) &= 1 + x + x^3 + x^{12} + x^{16} \\ g_2(x) &= 1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8 + x^9 + x^{11} + x^{12} + x^{16} \\ g_3(x) &= 1 + x^2 + x^3 + x^7 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{13} + x^{16} \\ g_4(x) &= 1 + x + x^3 + x^6 + x^7 + x^{11} + x^{12} + x^{13} + x^{16} \\ g_5(x) &= 1 + x + x^2 + x^3 + x^5 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{11} + x^{13} + x^{16} \\ g_6(x) &= 1 + x + x^6 + x^7 + x^9 + x^{10} + x^{12} + x^{13} + x^{16} \\ g_7(x) &= 1 + x + x^2 + x^6 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{15} + x^{16} \\ g_8(x) &= 1 + x + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{12} + x^{15} + x^{16} \\ g_9(x) &= 1 + x + x^4 + x^6 + x^8 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{13} + x^{15} + x^{16} \\ g_{10}(x) &= 1 + x + x^2 + x^4 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{15} + x^{16} \\ g_{11}(x) &= 1 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{13} + x^{14} + x^{15} + x^{16} \\ g_{12}(x) &= 1 + x + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 + x^7 + x^{10} + x^{11} + x^{15} + x^{16} \\ G(x) &= \prod_{i=1}^{i \leq t} g_i(x) \end{aligned} \quad (2.35)$$

符号化器は、生成多項式 $G(x)$ をシフトレジスタで構成する。一方、復号器は LDPC 復号器の硬判定出力ビット列を式 (2.35) で表される生成多項式で除算し、剰余式の形と t ビット以下の全ての誤りビット位置の全組み合わせが 1 対 1 に対応することを利用し、誤りビット位置を特定する。BCH 符号は LDPC 符号との接続符号で用いられ、LDPC 符号のデータ長に合わせてヌルビットを挿入して BCH 符号長となるよう調節する。一例として、ISDB-S3 の符号諸元を表 2.3 に示す。 $M_d = 16, t = 12$ の場合は BCH 符号長 $N_b = 2^{M_d} - 1 = 65535$, BCH パリティ長は LDPC 符号化率によらず $M_{dt} = 192$ ビットである。一定長のスロッドヘッドと伝送データである主信号に対し BCH パリティを生成・付加し、バイトアライメントを取るためのスタッフビットを付加した後に LDPC パリティを生成・付加する。LDPC パリティ付加後の LDPC 符号長は 44,880 ビットである。

表 2.3: ISDB-S3 の符号諸元

LDPC 符号化率	スロット ヘッダ	主信号 ビット	BCH パリティ	スタッフ ビット	LDPC パリティ	LDPC 符号長
41/120	176	14,960	192	6	29,646	44,880
49/120	176	17,952	192	6	26,554	44,880
61/120	176	22,440	192	6	22,066	44,880
73/120	176	26,928	192	6	17,578	44,880
81/120	176	29,920	192	6	14,586	44,880
89/120	176	32,912	192	6	11,594	44,880
93/120	176	34,408	192	6	10,098	44,880
97/120	176	35,904	192	6	8,602	44,880
101/120	176	37,400	192	6	7,106	44,880
105/120	176	38,896	192	6	5,610	44,880
109/120	176	40,392	192	6	4,114	44,880

2.5 インタリーブ

インタリーブは、送信するデータ列を予め並べ替え、受信機で並べ戻すことにより、伝送によって生じるバースト誤りをなるべく広範囲に散らしランダム化することを目的とする処理である。誤り訂正符号の性能を引き出す効果が期待されることから、本節において概要を説明する。従来の伝送技術としては、ビット列を並べ替えて誤り訂正符号の効果を高めるビットインタリーブ、OFDM 信号でサブキャリアのインデックスをランダムに並べ替える周波数インタリーブ、OFDM シンボル方向（時間方向）にデータを入れ替える時間インタリーブなどが知られている。インタリーブの概念を図 2.12 に示す。

2.5.1 ビットインタリーブ

LDPC 符号の検査行列が非正則行列である場合は、列重みの違いに起因して 1 符号内のビット位置によって誤り訂正の特性が異なる。一方、OFDM サブキャリアに多値変調（例：1024QAM）を適用する場合、シンボルを構成するビットによって誤り方が異なる。そこで、LDPC 符号の誤り訂正の偏りと多値変調の誤り方の偏りのバランスを取り、システム全体の伝送特性が改善するようにビットインタリーブを行う。一例として、DVB-T2[14] で用いられ

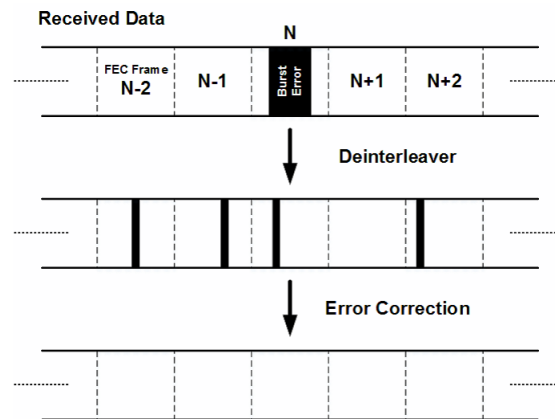


図 2.12: インタリーブの概念

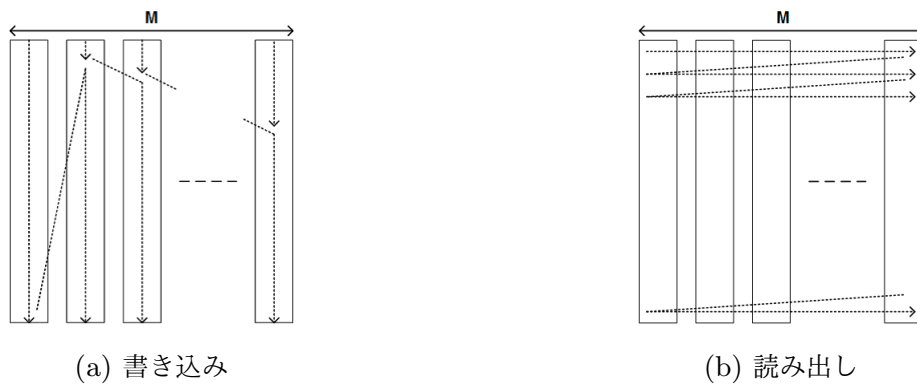


図 2.13: DVB-T2 のビットインタリーブ

ているビットインタリーブ手法を説明する。図 2.13 に示すように、 M 列 (2^M を変調多値数とする) に分割された 1FEC ブロック分のメモリに対し列ごとに先頭をずらして縦方向に書き込み、横方向に読み出す [15]。その後、 M ビットまたは $2M$ ビット単位で読み出したビット配列を、変調多値数や LDPC 符号化率毎に規定されたランダムテーブルを用いて並べ替えを行う。

2.5.2 周波数インタリーブ

地上放送では、送信所からの直接波に加え、ビル等の建造物や山岳からの反射波を同時に受信すると周波数軸上にレベル変動が生じる。レベルが低下する位置にある複数のサブキャリアではバースト誤りが生じるため、周波数方向にデータを散らすことでバースト誤りをランダム化する効果が期待できる。一例として、ISDB-T[6] の周波数インタリーブのブロック図を図 2.14 に示す。まず、階層毎にセグメント間インタリーブを行う。ただし 1 セグメント階層

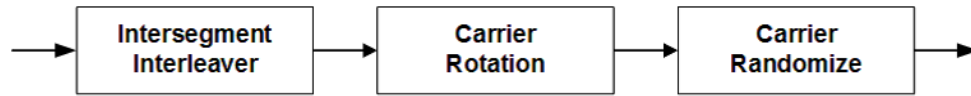
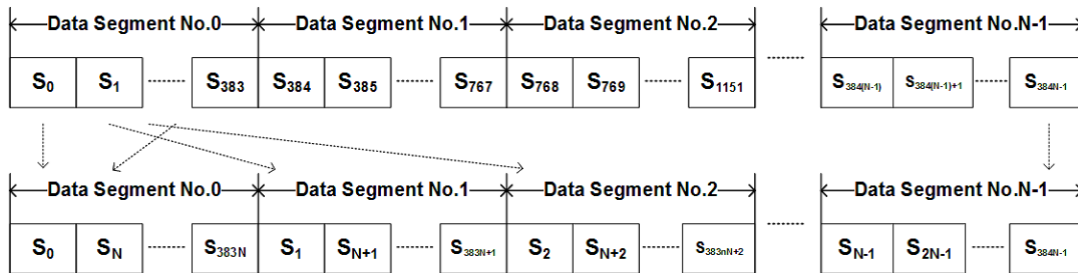
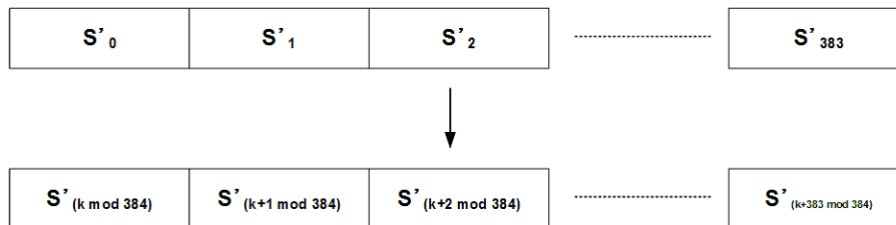


図 2.14: ISDB-T の周波数インタリーブのブロック構成



(a) セグメント間インタリーブ



(b) セグメント内キャリアローテーション

図 2.15: ISDB-T の周波数インタリーブ

の場合は省略される。セグメント間インタリーブは、セグメント数を N 、1 セグメント当たりのサブキャリア数を 384（モード 3 の例）として、図 2.15a に示すように定期的にデータを並べ替える。次に、各セグメント内でのキャリアローテーションを行う。キャリアローテーションは、セグメント番号を k として、図 2.15b に示すように k 個分のサブキャリアだけ左側にシフトさせる。最後に、各セグメント内で固有のランダムテーブルを用いてデータを並べ替えるキャリアランダムイズを行う。ランダムテーブルは、サブキャリア数によって異なり、ISDB-T モード 3 では 384 個のデータ配列をランダムに並べ替えるランダムテーブルが規定されている。セグメント間インタリーブ、キャリアローテーション、キャリアランダムイズを組み合わせることで、規則的なデータ処理を有しつつ階層毎のサブキャリアを十分ランダム化する効果がある。

2.5.3 時間インタリーブ

移動受信では、レベル変動（フェージング）により瞬間的に OFDM シンボル全体の受信品質が低下することがある。また、固定受信のような静的な受信環境下でも、インパルス性の雑

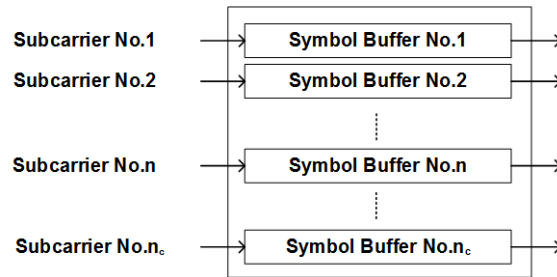


図 2.16: ISDB-T の時間インタリーブ

音により同様に瞬間的に OFDM シンボル全体の受信品質が低下する。こうしたバースト誤りをランダム化するため、OFDM シンボル方向（時間方向）にデータを入れ替え、さらに周波数インタリーブと組み合わせ、バースト誤りを OFDM フレーム全体に拡散させることで伝送特性を改善する。一例として、サブキャリアのインデックスを n 、セグメント当たりのデータキャリア数を n_c として、ISDB-T[6] のセグメント内の時間インタリーブを図 2.16 に示す。各サブキャリアに対応するシンボルバッファ長は $I \times m_n$ とし、 m_n は

$$m_n = (n \times 5) \bmod 96 \quad (2.36)$$

である。ただし、 I は表 2.1 に示す時間インタリーブ長を表す。

2.6 むすび

本章では、本研究のテーマとなる OFDM 伝送技術、MIMO 伝送技術について述べた。さらに、これらの伝送技術と関わりの深い誤り訂正符号、及びインタリーブについても説明した。本研究では、本章で説明した基礎技術をベースに、地上波による大容量伝送技術、ならびにこの技術による 8K スーパーハイビジョンを伝送する次世代地上放送システムを開発しており、以降の章でその詳細等について説明する。

参考文献

- [1] 伊丹誠：“わかりやすい OFDM 技術，”株式会社オーム社 (2005)
- [2] 鈴木慎一：“高信頼素材伝送のための MIMO 無線伝送技術に関する研究，”東京工業大学学位論文 (Jan. 2014)
- [3] A. Nakamura, H. Otsubo, and M. Itami: “A study on dual-polarized MIMO-ICI canceller with complexity reduction under mobile reception of OFDM signals,” *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.65, no.3, pp.589-600 (Sep. 2019)
- [4] 中村円香, 朝倉慎悟, 蒔拓也, 成清善一, 実井仁, 村山研一, 高田政幸：“移動受信環境における OFDM システムのキャリア間干渉補償に関する検討，”2013 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-79 (Sep. 2013)
- [5] P.Ochandiano, I. Sobrón, M. Mendicute, “Novel ICI suppressing receiver for high-mobility DVB-T2 reception with large FFT modes,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia System and Broadcasting(BMSB)*, mm11-66 (Jun. 2011)
- [6] 電波産業会：“地上デジタル放送の伝送方式，” ARIB STB-B31 v2.2 (Mar. 2014)
- [7] 遠藤鉄裕：“我が国の ISDB-T 国際展開の取組み，”ITU ジャーナル, vol.46, no.4, pp.9-10 (Apr. 2016)
- [8] 大鐘武雄, 小川恭孝：“わかりやすい MIMO システム技術，”株式会社オーム社 (2009)
- [9] G. J. Foschini: “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,” *Bell Labs. Tech. J.*, vol.1, no.2, pp.41-59 (1996)
- [10] S. M. Alamouti: “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE J. Select. Areas Communications*, vol.16, no.8, pp.1451-1458 (Oct. 1998)
- [11] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank: “Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction,” *IEEE Trans. Information Theory*, vol.44, no.2, pp.744-765 (Mar. 1998)
- [12] 和田山正：“低密度パリティ検査符号とその復号法，”トリケップス社 (2002)

-
- [13] 今井秀樹：“符号理論，” 社団法人電子情報通信学会 (1990)
 - [14] *Digital Video Broadcasting(DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System(DVB-T2)*, ETSI Standard EN 302 755 V1.4.1 (Jul. 2015)
 - [15] T. Yokokawa, M. Kan, S. Okada, and L. Sakai：“Parity and column twist bit interleaver for DVB-T2 LDPC codes,” in *Proc. 2008 5th International Symposium on Turbo Codes and Related Topics* (Sep. 2008)

第 3 章

偏波 MIMO 伝送のインタリーブ手法

3.1 まえがき

NHK では次世代の高臨場感映像・音響システムとして 8K スーパーハイビジョン (8K SHV) の研究開発を進めている。8K SHV は走査線数が約 4000 本で、画素数が従来のハイビジョンの 16 倍となる超高精細映像と、22.2ch の 3 次元音響で構成されるシステムであり、放送だけでなく、映画、医療、教育などさまざまな分野への応用が期待されている。2018 年には、衛星による放送サービスが開始された [1]。一方、次世代の地上放送においても、8K SHV などの大容量コンテンツのサービスの実現が望まれている。NHK 放送技術研究所では、多値数が最大で 4096 までの超多値 OFDM 技術 (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) と、水平偏波、垂直偏波を同時に用いる偏波 MIMO 技術 (Multiple-Input Multiple-Output) を組合わせた大容量伝送技術の検討を行ってきた [2][3]。さらに、誤り訂正符号に DVB-C2[4] や、高度広帯域衛星デジタル放送の伝送方式 (ISDB-S3)[5] で用いられている LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号の適用を検討している。

水平偏波と垂直偏波を同時に用いて、それぞれ異なる情報を伝送する偏波 MIMO は、SDM(Space Division Multiplexing)-MIMO の 1 形態と考えられる。偏波 MIMO 伝送では各偏波の伝搬特性 (例えば、ハイトパターン) の違いや、送受信アンテナの形状および取り付け状態等に起因する放射パターンの違いによって偏波間に受信電力差が発生する。受信電力が大きい偏波に比べ、小さい偏波はビット誤りが生じやすく、伝送システム全体のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性を劣化させる。筆者らは、この劣化を改善する手法として、これまでに円偏波 (右旋, 左旋) や斜め偏波 (+45 度, -45 度) を使用する偏波 MIMO 伝送の検討を行い、受信電力差を解消することで、BER 特性に改善効果が得られることを確認している [6],[7]。今回、偏波間の受信電力差に起因する BER 特性の劣化をさらに改善するため、従来の OFDM 伝送に用いられている周波数インタリーブに、水平偏波と垂直偏波の間で行う偏波間インタリーブを組合わせた新たなインタリーブ手法を考案した。本論文では、計算機シミュ

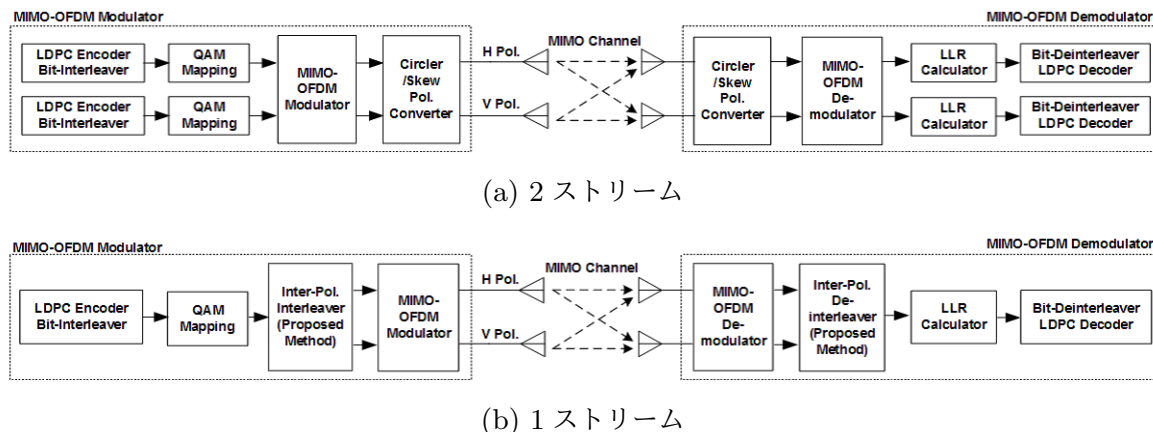


図 3.1: 伝送システム

レーションおよび実験用変復調装置を用いた室内実験と野外実験によって検証した提案手法の改善効果について述べる。

3.2 提案手法

本節では、考案したインタリーブ手法について説明する。まず、 2×2 偏波 MIMO-OFDM 伝送システムの系統として、FEC(Forward Error Correction) 処理を 2 系統で別々に行う 2 ストリーム型と 2 系統を一体として扱う 1 ストリーム型の両方を図 3.1 に示す。まず、送信部に関して 2 ストリームのシステムの送信部では、系統ごとに入力信号を LDPC 符号化し、ビットインタリーブを行った後、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) マッピングしてサブキャリアに変換する。その後、MIMO-OFDM 変調 (MIMO チャンネル推定用のパイロット信号付加および OFDM 変調) し、時間領域信号として各送信アンテナに入力する。一方、1 ストリームのシステムでは、QAM マッピング後のサブキャリアを偏波間インタリーブ (以下、単にインタリーブと呼ぶ) 部で 2 系統のサブキャリアに分離し、その後、2 ストリームのシステムと同様に、MIMO-OFDM 変調する。次に受信部に関しては、両システムともに、まず 2 系統の受信信号を MIMO-OFDM 復調 (OFDM 復調, MIMO チャンネル推定, および MIMO 信号検出) し、各系統のサブキャリアを得る。2 ストリームのシステムでは、系統ごとに初期対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) 算出, ビットデインタリーブ, および LDPC 復号する。一方、1 ストリームのシステムでは、MIMO-OFDM 復調後の 2 系統のサブキャリアを偏波間デインタリーブ (以下、単にデインタリーブと呼ぶ) して 1 系統のサブキャリアに変換した後、LLR 算出, ビットデインタリーブ, および LDPC 復号する。MIMO 信号検出アルゴリズムは、計算量が少なくハードウェアに実装しやすい ZF (Zero Forcing) とした。LDPC 復号を行うための初期 LLR 算出に必要な雑音分散値に関して、2 系統のシステ

ムでは各系統で推定した値をそれぞれの LLR 算出に反映させるが、1 系統のシステムでは、推定した各系統の値をサブキャリアと同様にデインタリーブ処理する構成とした。受信部内における LLR 算出と雑音分散値の詳細な処理ブロックを図 3.2 に示す。システムの伝送特性は、両偏波の平均受信電力または平均 CNR(Carrier to Noise Ratio) に対する BER で評価することとし、2 ストリーム型での BER は各系統の BER の平均値を用いた。また、円偏波と斜め偏波は、2 系統の送信信号に位相差を与えて合成した二つの信号を、一つの偏波共用アンテナの水平偏波入力と垂直偏波入力に供給することで生成した。円偏波、斜め偏波の変換方法を図 3.3 に示す。一般的に、インタリーブ手法には、データの並び方の周期性を排すること、実装しやすい回路規模であることが求められる。ここでは、 2×2 偏波 MIMO システムに適用するインタリーブ手法として、

1. データを交互に振り分ける方法
2. 現行の地上デジタル放送方式である ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) [8] の周波数インタリーブを拡張する方法
3. 変換テーブルを用いて一括して再配置 (ランダム化) する方法

の 3 種類の方法を検討した。また、本論文では時間的変動のない静的な環境を想定しているため、時間インタリーブを省略する。理由は、一時的に受信 CNR が下がり発生するバースト誤りに対して BER 特性に改善効果がある時間インタリーブは、静的な環境では影響しないためである。

3.2.1 データの交互振り分け

QAM マッピング部の出力データを、水平偏波と垂直偏波に交互に振り分ける方法である。図 3.4 に示す。構成がシンプルで実装が簡単であるが、周波数方向に周期性が生じる。振り分けるデータの単位を、(a)1 サブキャリア とする方法、(b) サブキャリアの同相成分の I データと直交成分の Q データをそれぞれ独立のデータ (以下、IQ データ) として扱う方法の 2 種類について検討を行った。いずれの場合も、インタリーブ処理を行った後、偏波ごとに現行の ISDB-T と同じ論理フレーム (13 セグメント) を構成し、周波数インタリーブ (現行と同じくセグメント内のキャリアローテーションとキャリアランダムイズ) を行う。

3.2.2 ISDB-T 方式の周波数インタリーブの拡張 (ISDB-T 拡張)

ISDB-T 方式の周波数インタリーブをベースとしてセグメント構造を保持しているため、階層伝送との親和性に優れる。3.2.1 節と同様に、並べ替えるデータの単位を (a)1 サブキャリア とする方法と (b) サブキャリアの IQ データ とする方法の 2 種類を検討した。2OFDM シンボ

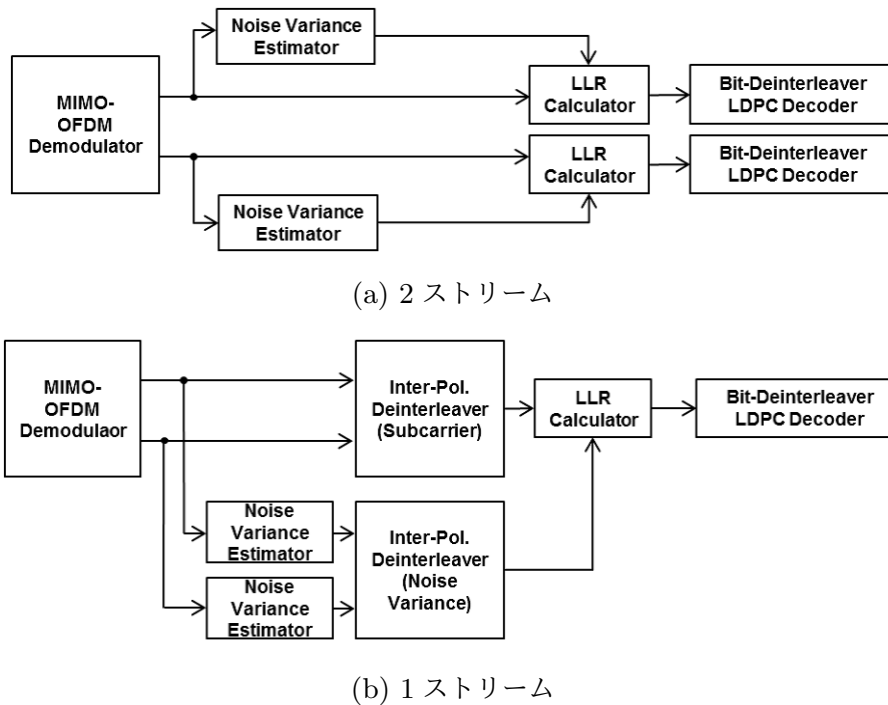


図 3.2: LLR 算出と雑音分散値の詳細な処理ブロック

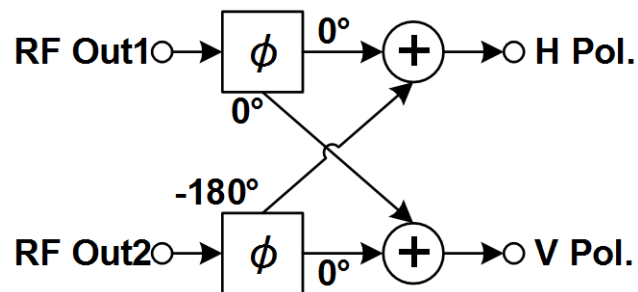
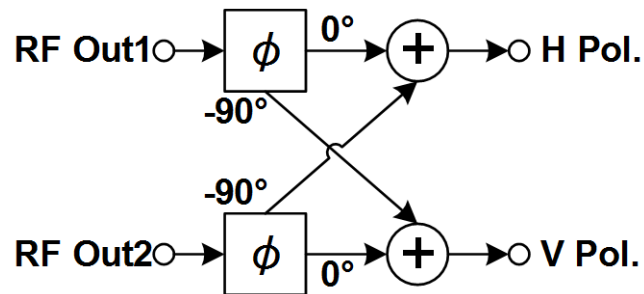
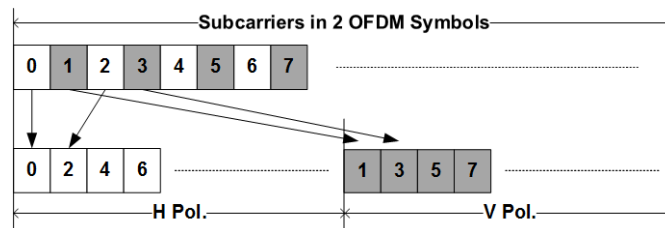
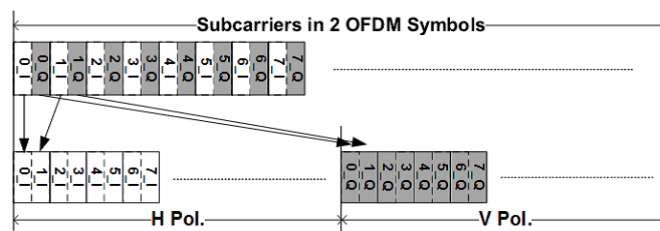


図 3.3: 円・斜め偏波への変換



(a) サブキャリア単位



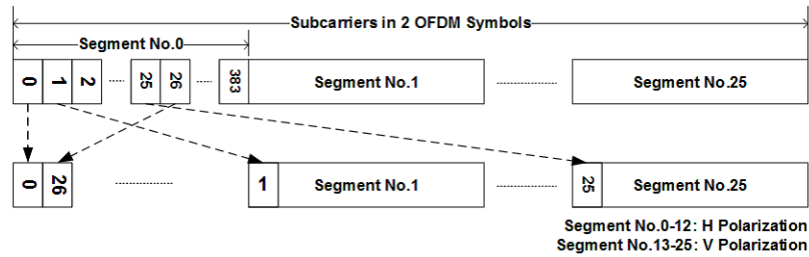
(b) IQ データ単位

図 3.4: データを交互に振り分ける方法

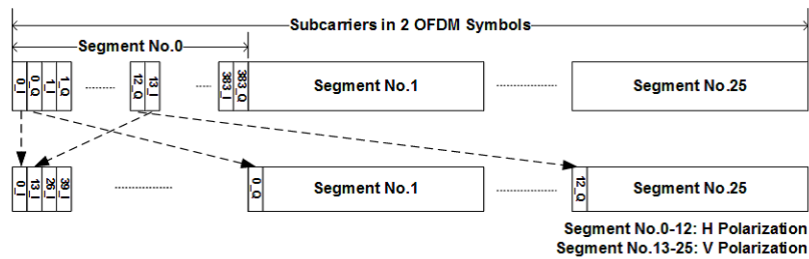
ルに相当する 26 セグメント分のデータを一つのブロックとしてブロックインタリーブを行い、インタリーブ後に二つに分けて水平偏波用の 1 OFDM シンボルと垂直偏波用の 1 OFDM シンボルを得る。インタリーブはまず、セグメント間インタリーブを行い、続いて各セグメント内インタリーブでキャリアローテーションとキャリアランダマイズ（ランダム化）を行う。セグメント間インタリーブを図 3.5 に示す。一方、(a) のセグメント内インタリーブは、キャリアローテーションとキャリアランダマイズで構成され、ISDB-T と同じであり図 2.14 と同様である。(b) のセグメント内インタリーブでは、I データと Q データを別々にローテーションとランダマイズを行う。(b) のセグメント内インタリーブを図 3.6 に示す。

3.2.3 一括ランダム化

2OFDM シンボル分のデータを変換テーブルを用いて一括してランダム化する方法である。図 3.7 に示す。周期性は極めて低いが、変換テーブルを記憶するためのメモリが必要となる。また、ISDB-T のように信号がセグメント構造を有する場合には、階層数や各階層のセグメント数など階層パラメータごとに異なる変換テーブルが必要となり、ハードウェアの規模が大きくなるため、階層伝送には不向きである。3.2.1, 3.2.2 節と同様に、並べ替えるデータの単位を (a)1 サブキャリアとする方法と (b) サブキャリアの IQ データとする方法の 2 種類を検討した。



(a) サブキャリア単位



(b) IQ データ単位

図 3.5: セグメント間インタリーブ

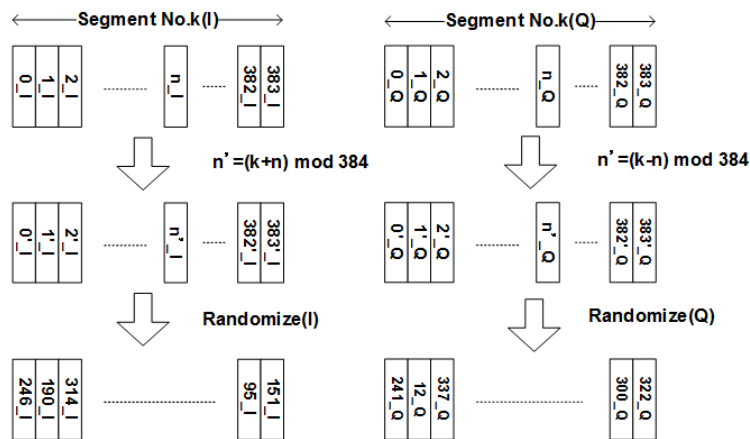


図 3.6: IQ データ単位のセグメント内インタリーブ

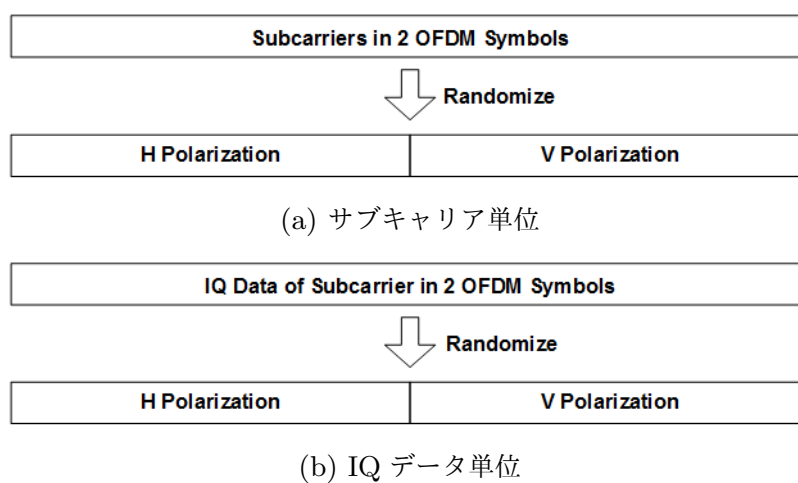


図 3.7: 一括してランダム化する方法

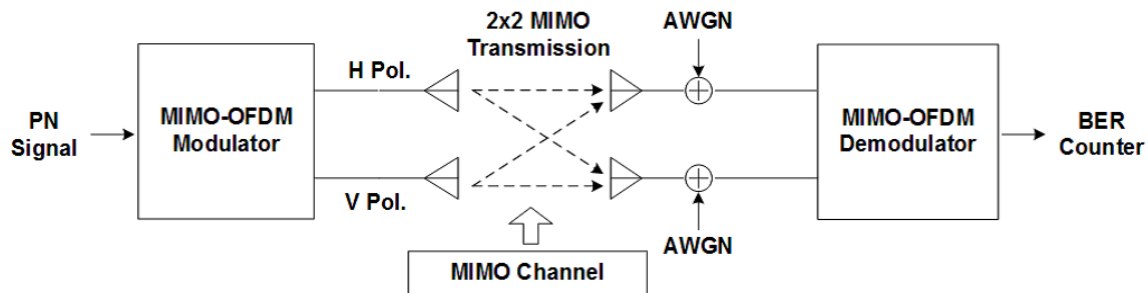


図 3.8: 計算機シミュレーションのブロック構成

3.3 計算機シミュレーション

3.2.1 節から 3.2.3 節で提案した 6 種類のインタリーブ手法の効果を計算機シミュレーションによって検証した。その結果を説明する。

3.3.1 計算機シミュレーションのブロック構成並びに諸元

計算機シミュレーションのブロック構成を図 3.8 に、諸元を表 3.1 に示す。データシンボルの配置、サブキャリア間隔、周波数帯域幅は現行 ISDB-T のモード 3 と同じとした。サブキャリア変調方式を 1024QAM とした。水平偏波と垂直偏波の直交パイロットはヌルパイロット方式 [9] とした。固定受信を想定し、静的な伝送環境とした。誤り訂正符号に LDPC 符号を使用し、DVB-C2 で採用されている符号長が 64,800 ビットの検査行列 [4] を用いた。また、ビットインタリーブも DVB-C2 で、変調方式が 1024QAM 用として規定されている方法を適用した。繰り返し復号回数は、本章後述の伝送実験で用いた復調装置においてハードウェアの動作速度で決まる上限回数と同じ 20 回とした。また、外符号に BCH 符号 (Bose Chaudhuri Hocquenghem) を使用すると仮定し、外符号復号後に疑似エラーフリーが得られる LDPC 復号後の BER で 1.0×10^{-7} が得られる CNR (dB) を所要 CNR (dB) とした [10]。

3.3.2 MIMO チャネル

MIMO チャネルとは 2×2MIMO 伝送における各チャネルおよびチャネル間の周波数応答を表し、理想的なチャネルでは単位行列となる。また、図中の縦軸は正規化した各成分の電力値 (対数表記) としている。MIMO チャネルとして、

1. 水平偏波と垂直偏波の周波数特性は共にフラットで、各偏波の受信電力差が 6 dB の場合

表 3.1: シミュレーション諸元

周波数帯域幅	5.57 MHz
サブキャリア変調方式	1024QAM
FFT サイズ	8,192 (ISDB-T モード 3)
GI 比	1/8 (126 μ s)
LDPC 符号長	64,800
LDPC 符号化率	3/4
繰り返し復号回数	20 回
伝送容量	66.1 Mbps
MIMO 信号検出法	Zero Forcing

2. 水平偏波と垂直偏波にマルチパスが存在し、かつ各サブキャリアで受信電力差が生じる場合
3. 野外実験で取得した実際の MIMO チャンネルの場合

の 3 通りについてシミュレーションを行った。(1) は水平偏波、垂直偏波とも見通し環境で周波数特性がフラットな状態を想定している。一方、水平偏波と垂直偏波は大地面反射の特性が異なるため、受信アンテナ高に対する受信電力特性（ハイトパターン）が異なる。そのため受信アンテナ高に依存して水平偏波と垂直偏波の受信電力差が生じ、一例として 6 dB の受信電力差が生じた状況を想定した。MIMO チャンネルを図 3.9 に示す。(2) は水平偏波、垂直偏波それぞれに遅延量 0.62 μ s (FFT クロック (8.127 MHz) の 5 クロック分), DUR(Desire to Undesire Ratio)=3 dB, 位相差=180 度のマルチパス環境を想定している。マルチパスの位相を 180 度反転させることで、各サブキャリアで受信電力差が生じるような極端な環境とした。MIMO チャンネルを図 3.10 に示す。(3) は NHK 放送技術研究所の周辺において行った MIMO - OFDM 伝送の野外実験において取得した 3 つの受信点 (A, B, C) での MIMO チャンネル [11] を用いて計算機シミュレーションを行った。MIMO チャンネルを図 3.11 から図 3.13 に示す。

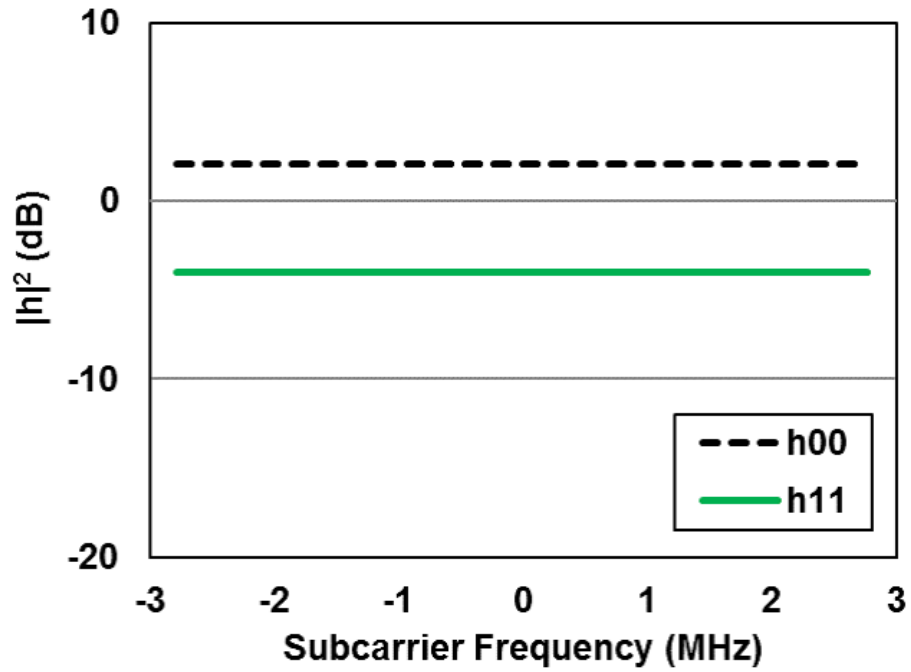


図 3.9: 偏波間の受信電力差が 6dB の MIMO チャンネル

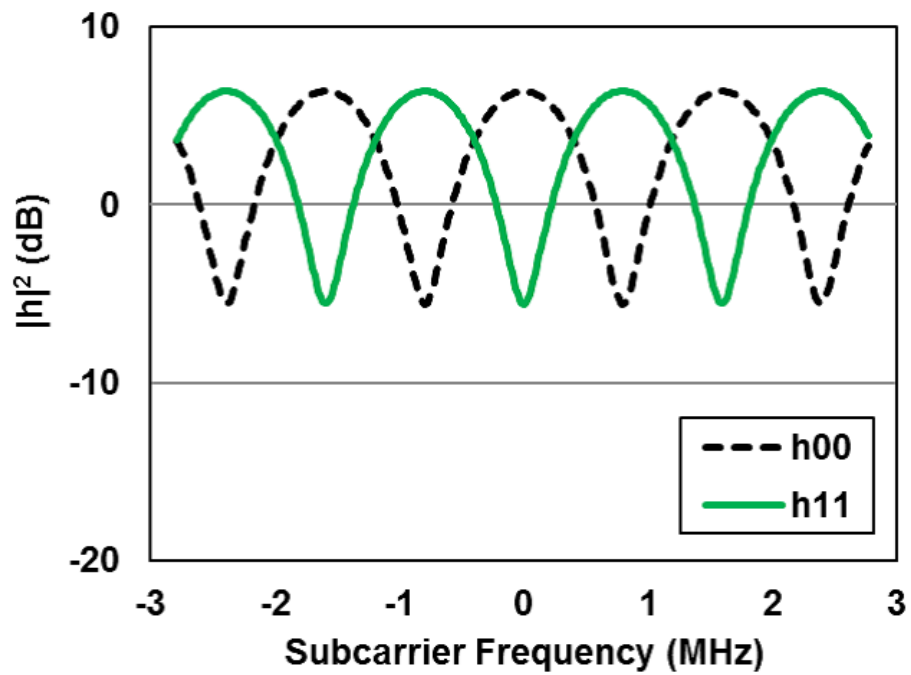


図 3.10: マルチパス環境の MIMO チャンネル

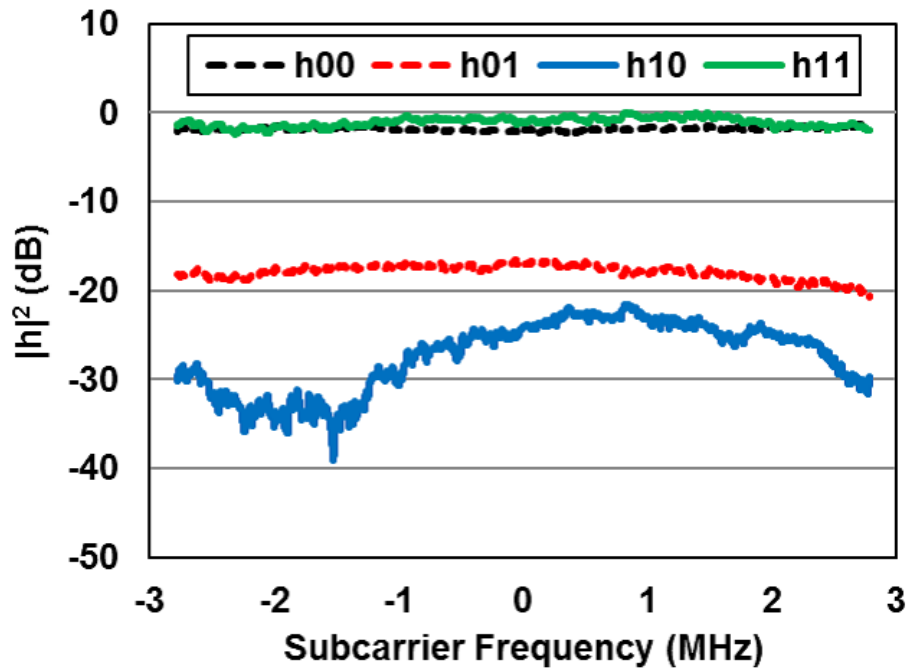


図 3.11: 受信点 A の MIMO チャンネル

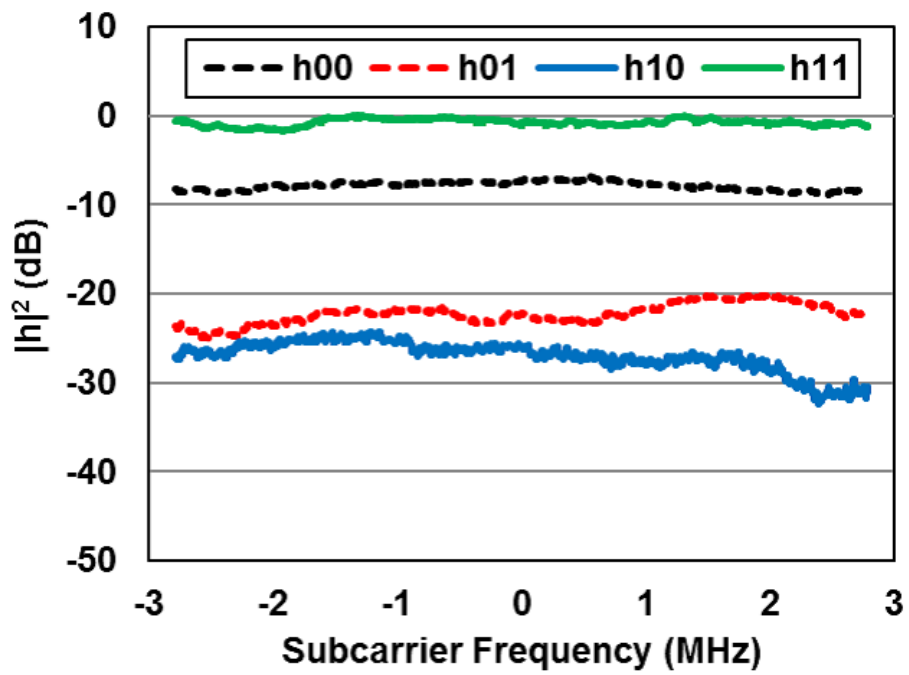


図 3.12: 受信点 B の MIMO チャンネル

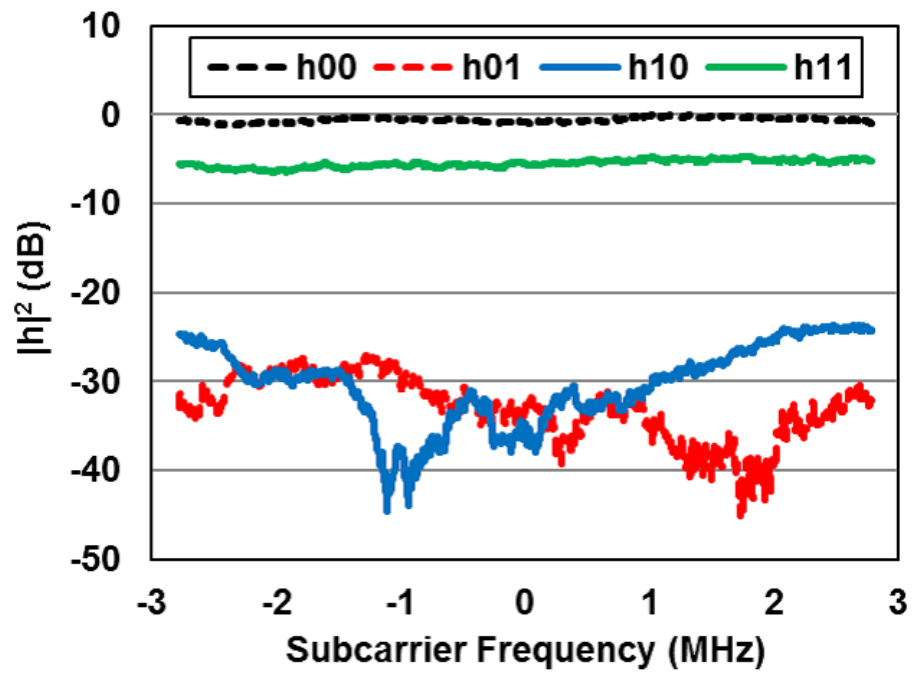


図 3.13: 受信点 C の MIMO チャンネル

3.3.3 シミュレーション結果

水平偏波と垂直偏波の受信電力差が6 dB の場合

シミュレーション結果を図 3.14 に示す。横軸は平均受信 CNR，縦軸は平均 BER を表す。図 3.14 には，2 ストリーム型で水平偏波と垂直偏波を用いる場合，円偏波（右旋偏波，左旋偏波）を用いる場合，斜め偏波（+45 度偏波，- 45 度偏波）を用いる場合を併せて示した。図 3.14 より，円偏波，斜め偏波を使用する場合や 1. データを交互に振り分ける方法に比べ，2.ISDB-T 方式の周波数インタリーブを拡張する方法や 3. 一括してランダム化する方法が優れていることがわかる。また，インタリーブの単位をサブキャリアとする場合と IQ データとする場合に，ほとんど差がなく，円偏波，斜め偏波を使用する場合に比べ，所要 CNR が約 0.8 dB 改善されることがわかる。

インタリーブはデータの周期性を排することを目的としているが，各偏波とも周波数特性がフラットで受信電力に差がつく場合，1. データを交互に振り分ける方法はデータの周期性が残るため，2.ISDB-T 方式の周波数インタリーブを拡張する方法や 3. 一括してランダム化する方法が優れていると考えられる。シミュレーション結果より，サブキャリア毎にデータを振り分ける方法に比べ，約 0.4 dB 改善されることがわかる。よって，次節以降では手法 2,3 について計算機シミュレーションを行う。

マルチパス環境で，かつ各サブキャリアで受信電力差が生じる場合

シミュレーション結果を図 3.15 に示す。シミュレーション結果より，DUR=3 dB の遅延波が存在するマルチパス環境下においても，2.ISDB-T の周波数インタリーブを拡張する方法と 3. 一括してランダム化する方法は，円偏波，斜め偏波を用いる場合より優れていることがわかる。また，この場合にもインタリーブ単位をサブキャリアとする場合と IQ データとする場合に，ほとんど差がないことを示している。よって，本提案手法は，受信電力差やマルチパスなど実際のチャンネルにおいて発生する劣化要因に対し有効であると考えられる。そこで次節において，野外実験で取得した実際の MIMO チャンネルを用いた計算機シミュレーションを行い，提案手法の有効性について考察する。

野外実験で取得した実際のチャンネル応答の場合

シミュレーション結果を図 3.16 から図 3.18 に示す。シミュレーション結果より，2.ISDB-T の周波数インタリーブを拡張する方法と 3. 一括してランダム化する方法に大きな特性差はなく，円偏波，斜め偏波を用いる場合より優れていることがわかる。また，この場合にもインタリーブ単位を 1 サブキャリアとする場合と IQ データとする場合に，ほとんど差がないことを示している。さらに，水平偏波と垂直偏波の受信電力差が大きいほど，円偏波，斜め偏波を用

いる場合よりも所要 CNR の改善量が大きいことがわかる。

様々な MIMO チャネルを用いたシミュレーション結果より、ISDB-T の周波数インタリーブを拡張する方法と、一括してランダム化する方法は、MIMO チャネルやインタリーブの単位によらず、ほぼ同等の改善効果があり、その他の方法より優れていることがわかった。これらの方法は、1. データを交互に振り分ける方法に比べ、データの周期性がより排除されていることにより、特性が優れているものと考えられる。このうち、ISDB-T の周波数インタリーブを拡張する方法は現行の ISDB-T と同様に階層伝送との親和性が高く、一括してランダム化する方法に比べて、ハードウェアの規模が小さく、実用化するには、最も有力な方法と考えられる。次に、円偏波や斜め偏波を用いる方法に比べ、提案するインタリーブが優れている理由を考察する。計算機シミュレーションで用いた LDPC 符号は、送信シンボルの信号点の候補点 \mathbf{x} と受信シンボルの信号点 \mathbf{y} の間のユークリッド距離と、受信信号の CNR を表す雑音分散値から各ビットの初期対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) を算出し、Sum-Product 復号法 (SP 法) により復号処理を行う [12]. SP 法は各ビットが持つ情報の確からしさ (尤度) を交換し合うもので、確からしさが高いビットの尤度が確からしさが低いビットに伝搬していくことで誤り訂正がおこなわれる。したがって、確からしさが高いビットと低いビットが混在するチャネルにおいては、正確さを表す情報が復号性能を引き出す。AWGN 環境において q 番目のビットに対する初期対数尤度 λ_q は、 q 番目のビットを含む受信シンボルの信号点を \mathbf{y}_q 、 \mathbf{y}_q の雑音分散値を σ_q 、 q 番目のビットが 0 または 1 であると仮定した場合の \mathbf{y}_q に対する最近傍候補点をそれぞれ $\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1$ として

$$\lambda_q = \ln \frac{\exp(-|\mathbf{y}_q - \mathbf{x}_0|^2/2\sigma_q^2)}{\exp(-|\mathbf{y}_q - \mathbf{x}_1|^2/2\sigma_q^2)} \quad (3.1)$$

と表される。雑音分散値は既知情報でないため、受信信号より推定する必要がある。水平偏波と垂直偏波に受信電力差が存在する場合、CNR は偏波間で異なるため、雑音分散値は一定値とならない。受信部では、雑音分散値を水平偏波と垂直偏波で別々に推定し [13]、提案するデインタリーブ処理が必要となる。しかし円偏波や斜め偏波を用いる場合は、水平偏波と垂直偏波に受信電力差が生じる伝搬路であっても、アンテナから出力される 2 系統の受信信号に電力差がないことから、受信部では、水平・垂直の両偏波の雑音分散値の平均値 $\bar{\sigma}^2$ が推定される。その結果、初期対数尤度比は

$$\lambda_q = \ln \frac{\exp(-|\mathbf{y}_q - \mathbf{x}_0|^2/2\bar{\sigma}^2)}{\exp(-|\mathbf{y}_q - \mathbf{x}_1|^2/2\bar{\sigma}^2)} \quad (3.2)$$

と表される。したがって、水平偏波と垂直偏波の受信電力差を雑音分散値として LDPC 符号の復号処理に反映できる提案方法は、確からしさが高いビットと低いビットを識別して復号処理を行う。したがって、円偏波、斜め偏波を用いる方法に比べ SP 法の復号性能が引き出されるため、ビット誤り率特性が優れているものと考えられる。

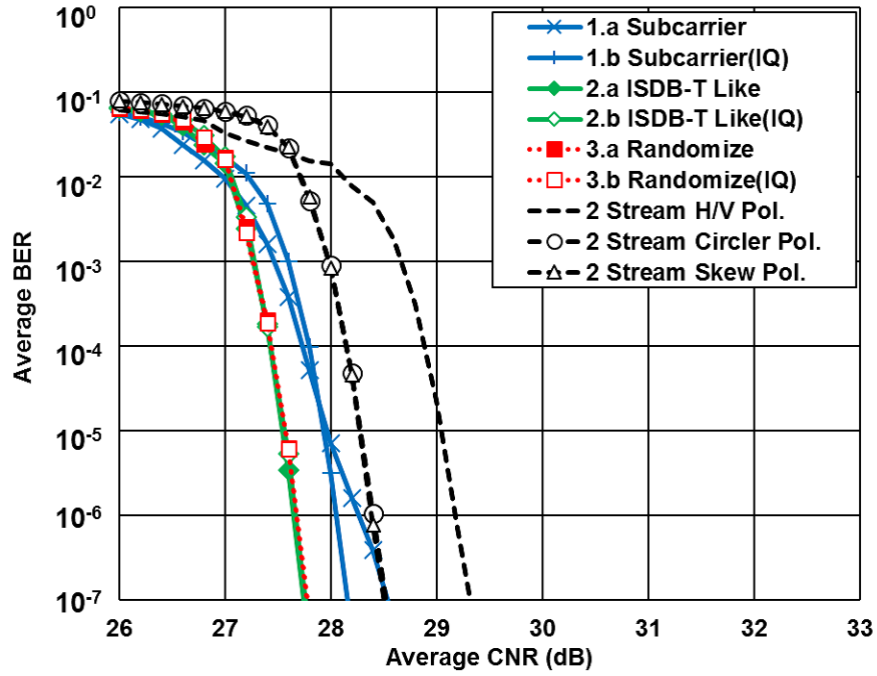


図 3.14: 平均 BER 特性 (偏波間の受信電力差が 6dB)

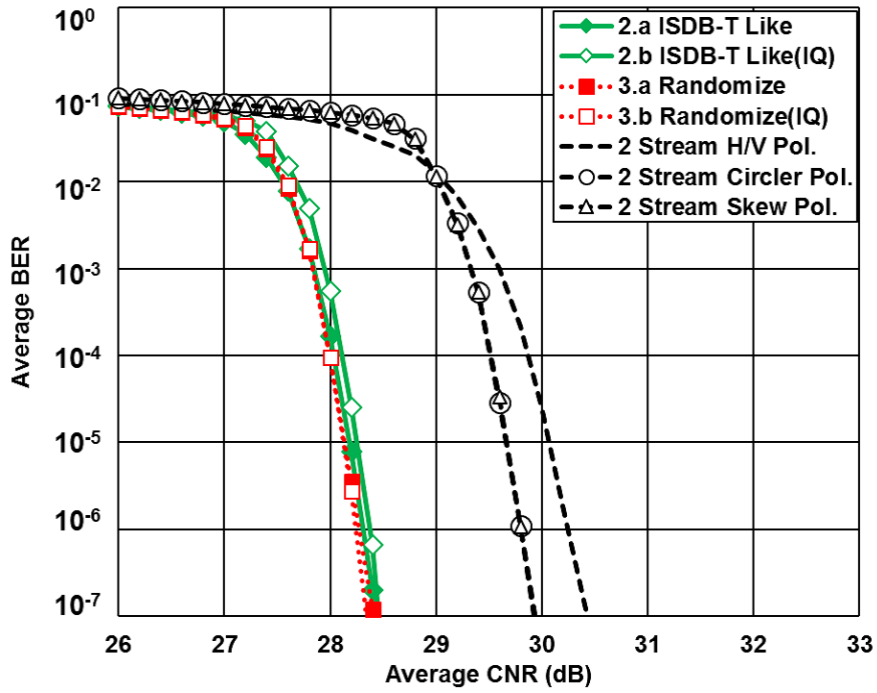


図 3.15: 平均 BER 特性 (マルチパス環境)

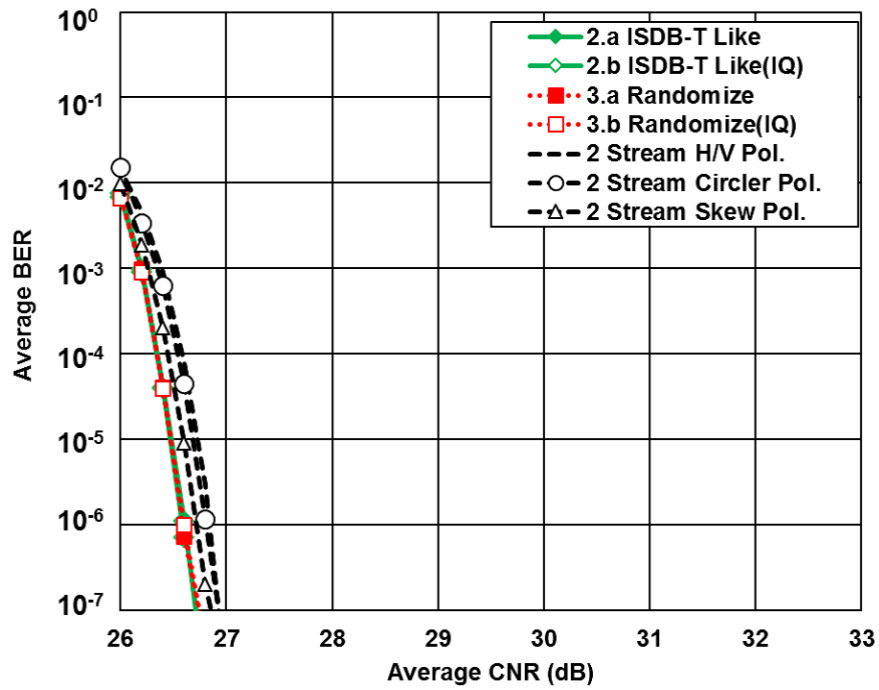


図 3.16: 平均 BER 特性 (受信点 A)

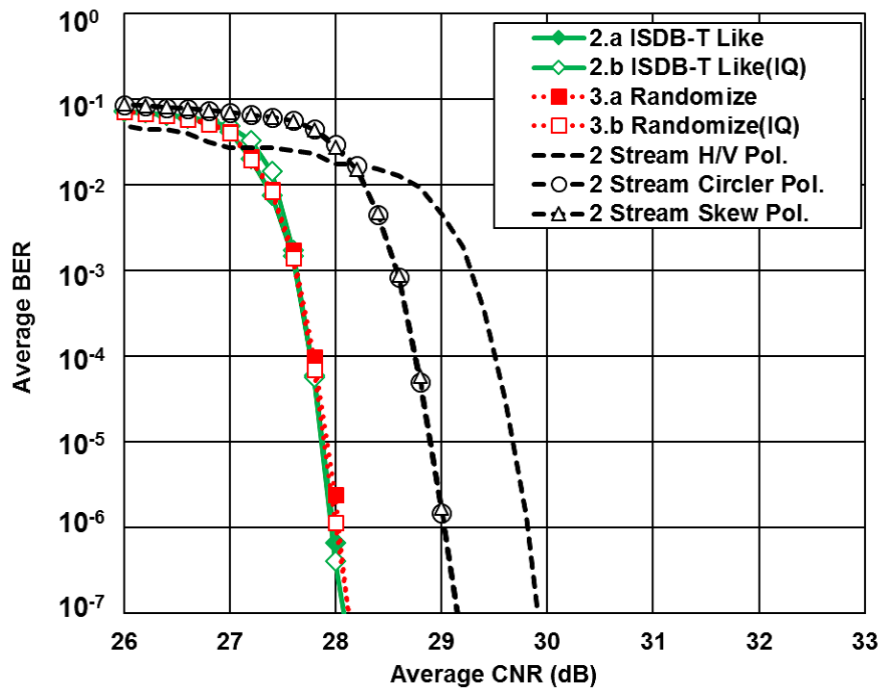


図 3.17: 平均 BER 特性 (受信点 B)

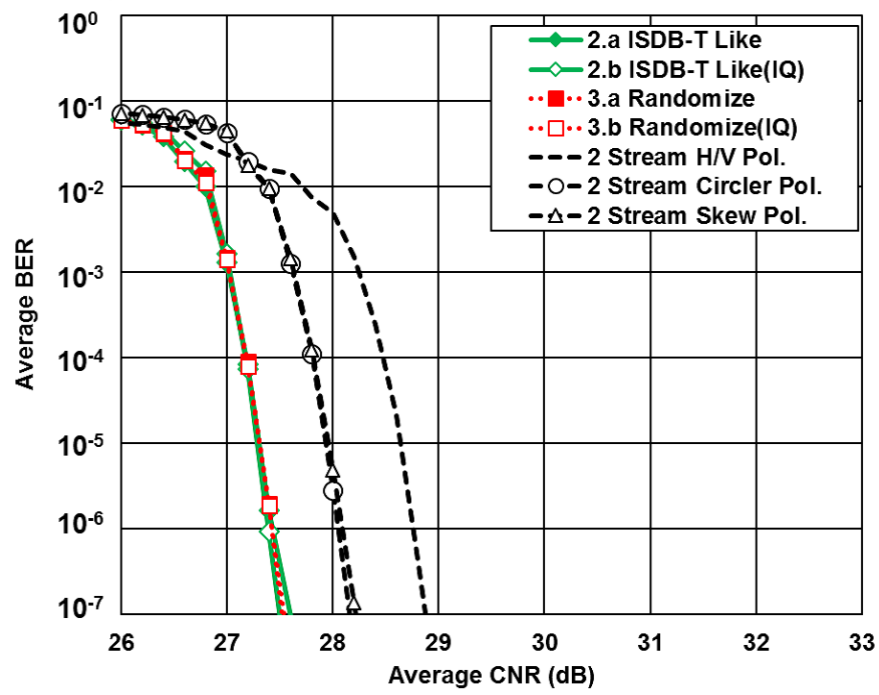


図 3.18: 平均 BER 特性 (受信点 C)

3.4 伝送実験

提案するインタリーブ手法を実験用変復調装置に実装し，室内実験と野外実験を行った．野外での実験は反射波などが含まれるため，まずこのような要素を排除し室内において実験用変復調装置をケーブルで直結した理想的な伝送環境で動作検証を行うこととした．計算機シミュレーションにより，ISDB-T の周波数インタリーブを拡張する方法が最も優れていることが確認されたため，変復調装置にはこの方式を実装した．また，インタリーブの単位は IQ データとした．

3.4.1 室内実験

実験方法

変調装置の IF(Intermediate Frequency) 出力（中心周波数 37.15 MHz）を RF(Radio Frequency) 信号（UHF 帯 34ch；中心周波数 599.142 MHz，チャンネル帯域幅 6 MHz）に変換し，受信機に同軸ケーブルで直結する理想的な RF 折り返しの環境で室内実験を行った．室内実験のシステム構成を図 3.19 に，実験の様子を図 3.20 に示す．水平偏波と垂直偏波の受信電力に 6 dB の差を与えたうえで，水平偏波と垂直偏波の平均受信電力に対する BER を測定した．また，室内実験，野外実験共に，LDPC 符号復号後の BER で 1.0×10^{-7} が得られる平均受信電力を所要受信電力とした．伝送パラメータは計算機シミュレーションと同じであり表 3.1 に示す．

実験結果

水平偏波と垂直偏波の平均受信電力対 BER を図 3.21 に示す．比較として，提案手法をせずに円偏波を用いた場合，斜め偏波を用いた場合を合わせて示す．図 3.21 より提案手法の効果によって，円偏波，斜め偏波を用いた場合に比べ，所要受信電力が約 0.8 dB 改善（低下）していることがわかる．これは，3.3.3 節における計算機シミュレーションの結果とよく一致している．

3.4.2 野外実験

実験方法

野外実験のシステム構成を図 3.22 に，実験の様子を図 3.23 に示す．また，主な諸元を表 3.2 に示す．送信アンテナ，受信アンテナは，共に偏波共用八木アンテナ [14] を使用し，送信アンテナ高約 6 m，送受信アンテナ間距離を約 100 m とし，正対して設置した．水平偏波と垂直偏波の受信電力に差を設けるため，水平偏波と垂直偏波のハイトパターンの違いを利用し

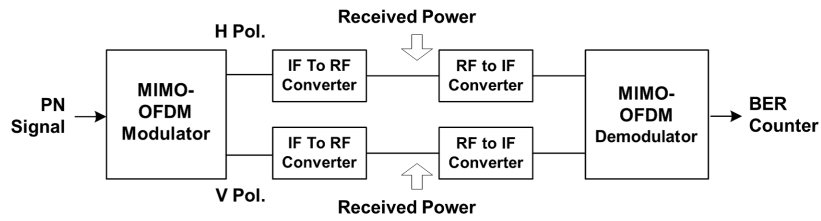


図 3.19: 室内実験のシステム構成

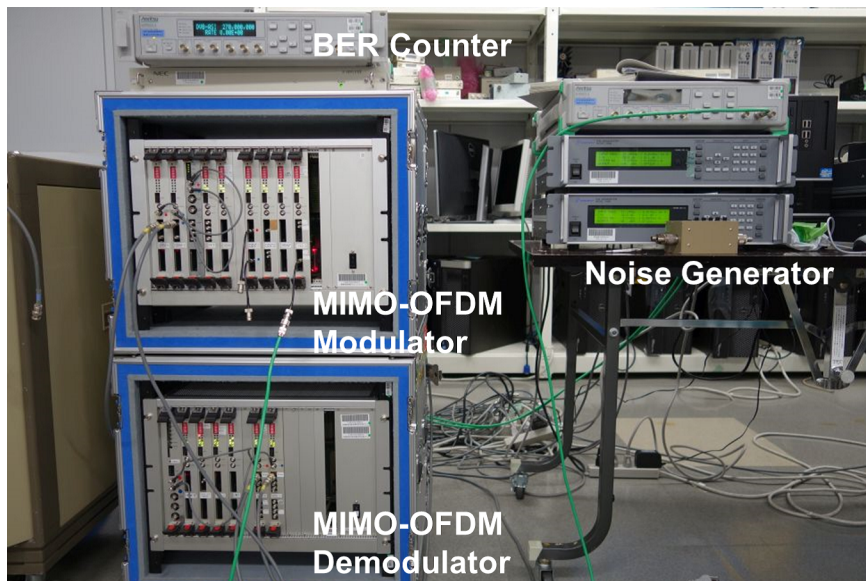


図 3.20: 室内実験の様子

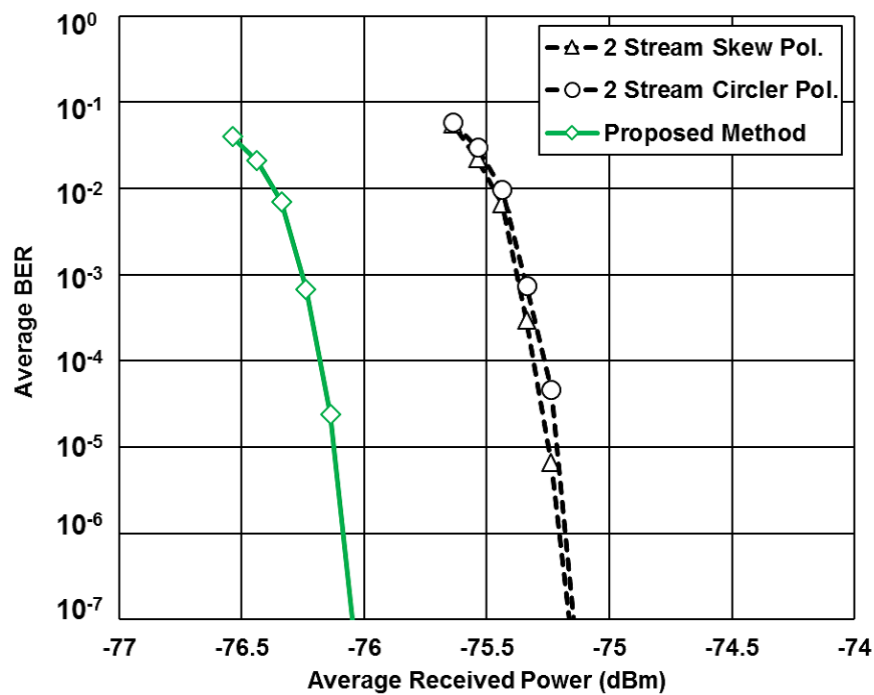


図 3.21: 室内における BER 特性

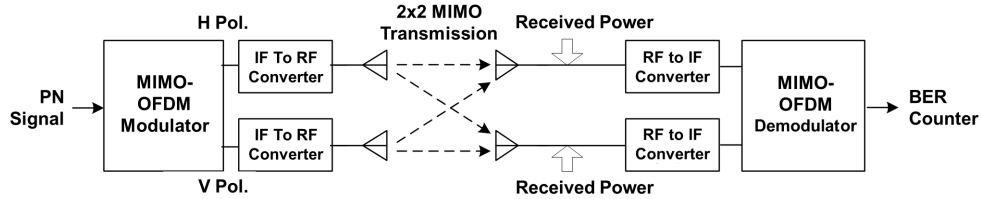


図 3.22: 野外実験のシステム構成

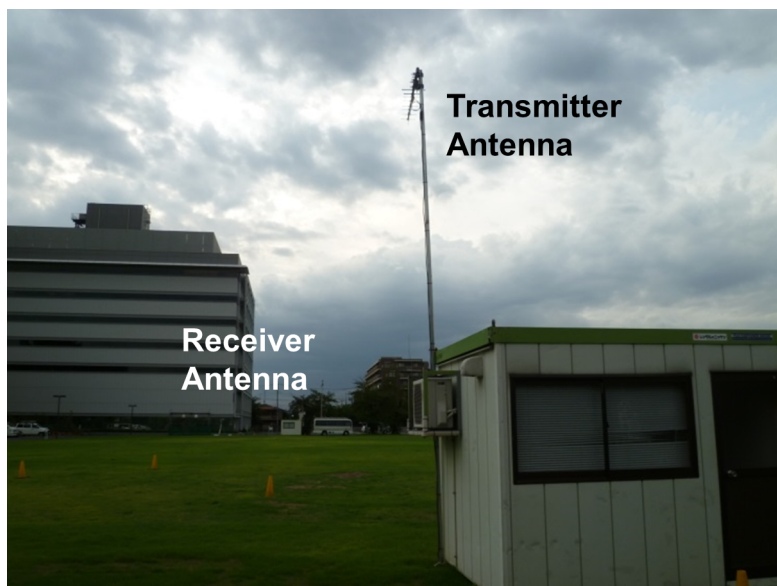


図 3.23: 野外実験の様子

表 3.2: 野外実験の諸元

送信出力	水平偏波	0.1 W
	垂直偏波	0.1 W
アンテナ諸元	利得	水平偏波、垂直偏波とも 9.0 dBd
	交差偏波識別度	20 dB 以上 (メイン方向)

た。具体的には、受信電力差が 6 dB となるように受信アンテナの高さを調節した。室内実験と同様に、水平偏波、垂直偏波の平均受信電力に対する BER を測定した。

実験結果

水平偏波と垂直偏波の平均受信電力対 BER 特性を図 3.24 に示す。比較として、2 ストリーム型で円偏波を用いた場合、斜め偏波を用いた場合を合わせて示す。提案手法の効果によって、円偏波、斜め偏波を用いた場合に比べ所要受信電力が約 0.8 dB ほど改善（低下）してい

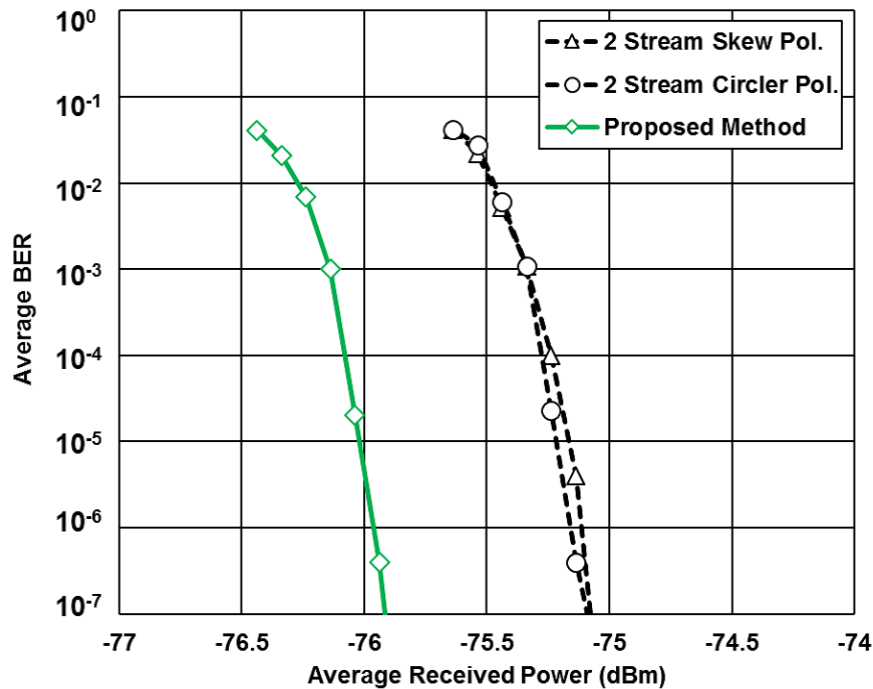


図 3.24: 野外における BER 特性

ることがわかる。これは、計算機シミュレーションや室内実験の結果とよく一致している。室内実験と野外実験の平均受信電力対 BER 特性は、共にエラーフロアが確認されず、BER 特性カーブの傾きが同等の傾向を示しているが、室内実験に比べ野外実験は僅かに所要受信電力が高くなっている。これは、大地面や周囲の建造物からの反射に起因するマルチパスの影響で帯域内の周波数特性がフラットではなくなったためと考えられる。

3.5 むすび

8 K 地上放送の実現を目指した偏波 MIMO-超多値 OFDM 伝送において、偏波間の伝送特性差に起因する BER 特性の劣化を改善する手法として、周波数インタリーブと偏波間のインタリーブを同時に行うインタリーブ手法を考案した。さまざまな MIMO チャネルを想定した計算機シミュレーションによって、BER 特性の改善効果を確認した。実験用変復調装置に考案したインタリーブを実装し、偏波間に受信電力差が生じる環境下での室内実験および野外実験でその改善効果を確認した。今後は、熊本県人吉市 [3] に設置した送信出力が大きい実験試験局を用いて、長距離かつ広範囲に渡る野外実験を行い、提案するインタリーブ手法の効果を詳細に解析していく。さらに、STC (Space-Time coding) を用いた 4×2 MIMO システム [15] についても評価を行っていく予定である。

参考文献

- [1] 長谷川準也：“4 K・8 K放送の展望-「4 K・8 Kロードマップに関するフォローアップ会合 中間報告」概要-,” 映像情報メディア学会誌, vol. 69, no. 1, pp.6-9 (Jan. 2015)
- [2] 村山研一, 田口誠, 蒔拓也, 朝倉慎悟, 渋谷一彦：“次世代地上放送に向けた伝送技術-UHF帯の二つのチャンネルを用いた SHV 伝送実験-,” 映像情報メディア学会技術報告, vol. 36, no. 30, pp.17-20 (Jul. 2012)
- [3] NHK 報道資料：“8 Kスーパーハイビジョン地上波での長距離伝送実験に成功” (Jan. 2014)
- [4] *Digital Video Broadcasting(DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Transmission System for Cable Systems(DVB-C2)*, ETSI Standard EN 302 769 V1.3.1 (Oct. 2015)
- [5] 電波産業会：“高度広帯域衛星デジタル放送の伝送方式,” ARIB STB-B44 v2.1 (Mar. 2016)
- [6] 蒔拓也, 村山研一, 田口誠, 朝倉慎悟, 渋谷一彦：“次世代地上放送に向けた伝送技術-円・斜め偏波を用いた偏波 MIMO 伝送実験-,” 映像情報メディア学会技術報告, vol.35, no.13, pp.1-4 (Mar. 2011)
- [7] T. Shitomi, K. Murayama, M. Taguchi, S. Asakura, and K. Shibuya: “Technology for next-generation digital terrestrial broadcasting -Field experiments of dual-polarized MIMO-OFDM transmission using LDPC coding-,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting(BMSB)*, mm12-016 (Jun. 2012)
- [8] 電波産業会：“地上デジタル放送の伝送方式,” ARIB STB-B31 v2.2 (Mar. 2014)
- [9] 村山研一, 田口誠, 蒔拓也, 濱住啓之, 渋谷一彦：“次世代地上放送に向けた伝送技術-スーパーハイビジョンの地上放送を目指して-,” 映像情報メディア学会技術報告, vol.34, no.35, pp.37-40 (Sep. 2010)
- [10] *Guidelines on Measurements for Digital Terrestrial Television Broadcasting Systems*, ITU-R Recommendation BT.2389-0 (2016)

- [11] M.Taguchi, K.Murayama, T.Shitomi, S.Asakura,and K.Shibuya :” Field experiments on dual-polarized MIMO transmission with ultra-multilevel OFDM signals toward digital terrestrial broadcasting for the next generation, ” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia System and Broadcasting(BMSB)*, mm11-13 (Jun. 2011)
- [12] 和田山正：“誤り訂正技術の基礎,” 森北出版株式会社 (2010)
- [13] 蔀拓也, 村山研一, 田口誠, 朝倉慎悟, 渋谷一彦：“次世代地上放送に向けた伝送技術-LDPC 符号を用いた偏波 MIMO-超多値 OFDM 伝送のマルチパス環境での特性とその改善手法-,” 映像情報メディア学会技術報告, vol.36, no. 15, pp.1-6 (Mar. 2012)
- [14] 村山研一, 田口誠, 蔀拓也, 濱住啓之, 渋谷一彦：“偏波共用八木アンテナの試作と伝搬実験結果,” 2010 映像情報メディア学会年次大会講演予稿集, 15-3, (Aug. 2010)
- [15] 蔀拓也, 村山研一, 田口誠, 朝倉慎悟, 渋谷一彦：“次世代地上放送に向けた伝送技術-STC-SDM 伝送用パイロット方式の検討-,” 映像情報メディア学会技術報告, vol. 36, no. 42, pp.1-4 (Mar. 2011)

第 4 章

野外実験による符号化 SFN の MIMO チャンネル容量評価

4.1 まえがき

NHK では次世代の高臨場感映像・音響システムとして 8K スーパーハイビジョン (8K SHV) の研究開発を進めている。8K SHV は走査線数が約 4000 本で、画素数が従来のハイビジョンの 16 倍となる超高精細映像と、22.2ch の 3 次元音響で構成されるシステムであり、放送だけでなく、デザイン、医療、教育、デジタルサイネージなど様々な分野への応用が期待されている。2018 年には、衛星による放送サービスが開始された [1]。

一方、次世代の地上放送においても、8K SHV などの大容量コンテンツのサービスの実現が望まれている。NHK では、変調方式が最大 4096QAM の超多値 OFDM 技術 (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) と、水平 (H: Horizontal) 偏波、垂直 (V: Vertical) 偏波を同時に用いてそれぞれ異なる情報を伝送する空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplex) - MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術を組み合わせた大容量伝送技術を検討している。更に、誤り訂正符号に DVB-T2[2] や、高度広帯域衛星デジタル放送の伝送方式 [3] で用いられている LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号の適用を検討している [4],[5]。

現行の地上デジタル放送では、限りある周波数を有効利用するため複数の送信局間で同じチャンネルを用いる SFN 技術 (Single Frequency Network) が用いられている。希望波に対する遅延波の遅延量をガードインターバル (GI: Guard Interval) 内に収めてシンボル間干渉を防ぎ、受信機において波形等化処理を行うことで伝送特性の劣化を抑えている。一方、希望波と遅延波の電力比を表す DUR (Desire to Undesire Ratio) が小さい受信地域では、送信信号に対して各受信点の位相状態、チャンネル応答、及び遅延に伴う位相変動などが乗算された各受信信号の加算による逆位相合成により帯域内にリップルが発生し、極端に CNR (Carrier to Noise Ratio) の低いサブキャリアが生じる。SFN が組み込まれている地域では、理想的には複数

の送信局からの信号を電力加算することによる利得が得られるが、実際は前述のような歪みが発生する。現行の地上デジタル放送では、変調方式が 64QAM であるため大きな課題とならなかったが、超多値 OFDM では低 DUR 地域での伝送特性の劣化が課題となる。なお、現行の地上デジタル放送で組まれている SFN は、ほとんどが 2 局間によるものである。3 局間 SFN は稀に存在するが、3 局目からの遅延波のレベルは微弱であり、実態としてほとんど影響がない。本論文では現行地上デジタル放送の SFN 同様に、2 局間の SFN を想定する。これを解決するため、時空間ブロック符号 (STBC: Space-Time Block Coding) を SFN に導入する技術が提案されている [6],[7]。また筆者らは偏波 MIMO 伝送に STBC 符号を組み合わせた 4×2 STBC-SDM 方式の符号化 SFN (以下、提案方式) におけるパイロットパターンを提案した [8]。また 2015 年 2 月に、熊本県人吉市の人吉デジタル中継局と球磨郡水上村の水上デジタル中継局にそれぞれ設置した実験試験局を用いて、実際の放送エリアを想定した偏波 MIMO の SFN 野外実験を実施し、低 DUR のマルチパス環境にある受信点において、提案方式は STBC を用いない従来の SDM 方式 (以下、従来方式) に比べ所要 CNR が改善することを確認した [9]。

関連研究では、STBC と SDM を組み合わせたシステムの計算機シミュレーションによる特性評価 [10] や、演算量を削減する復号法の検討 [11] が報告されている。また、偏波 MIMO の野外実験結果から算出されるチャネル容量の評価 [12],[13] などが報告されている。これらはいずれも SFN 方式の提案や特性評価の報告ではない。一方、欧州では DVB-T2 の 2×1 MISO 方式を用いた SFN のシミュレーション結果 [14]、実際の放送エリアを想定してドイツで行われた MISO 方式の SFN 野外実験 [15]、ソフトウェア受信機を用いた野外実験における SISO/MISO-SFN のシステム評価 [16] などが報告されている。しかしこれまで、実際の放送エリアを想定した偏波 MIMO の SFN 野外実験において、固有値やチャネル容量を用いた特性評価は行われていない。そこで本論文では、SFN 野外実験で得られたチャネル行列からチャネル容量を算出し、提案する 4×2 STBC-SDM 方式と、STBC を用いない従来の SDM 方式の比較を行ったので、これを報告する。

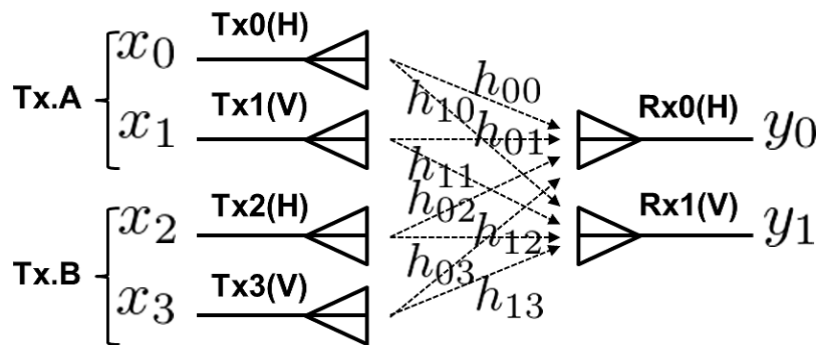


図 4.1: SFN の MIMO チャンネルモデル

4.2 評価方法

4.2.1 MIMO チャンネルモデル

連続時間 t における, 2×2 MIMO -OFDM 伝送は, 送信信号 $\mathbf{x}(t) = [x_0(t), x_1(t)]^T$, 受信信号 $\mathbf{y}(t) = [y_0(t), y_1(t)]^T$, 受信機の熱雑音 $\mathbf{n}(t) = [n_0(t), n_1(t)]^T$ として

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ h_{10} & h_{11} \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

と表される. ただし T は転置であり, 以降の説明では, 第 2 項の受信機の熱雑音は表記を省略する. 本論文では偏波 MIMO 伝送を想定し, $x_0(t), y_0(t)$ は H 偏波成分を, $x_1(t), y_1(t)$ は V 偏波成分, 2×2 チャンネル行列を \mathbf{H} と表し, 本論文では \mathbf{H} は急激な時間変動がない静的な受信環境を想定する. 理想的伝送路では, $\mathbf{H} = \mathbf{I}$ (単位行列) となり伝搬損はないものとする. 2 局間における従来の SFN は, 希望局を A 局, SFN 局を B 局, 遅延差を τ , A, B 局それぞれの周波数, 時間, クロック誤差に起因する位相状態を θ_A, θ_B とし, 雑音を無視できるものとする

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ h_{10} & h_{11} \end{bmatrix} \mathbf{x}(t)e^{j\theta_A} + \begin{bmatrix} h_{02} & h_{03} \\ h_{12} & h_{13} \end{bmatrix} \mathbf{x}(t - \tau)e^{j\theta_B} \\ &= \mathbf{H}_A \mathbf{x}(t)e^{j\theta_A} + \mathbf{H}_B \mathbf{x}(t - \tau)e^{j\theta_B} \end{aligned} \quad (4.2)$$

と表され, 図 4.1 のようにモデル化される. 第 1 項は A 局からの希望波, 第 2 項は B 局からの遅延波であり, 第 1 項と第 2 項の逆位相合成によって伝送特性が劣化する. なお, 本論文では A 局と B 局の送信信号は同一の MIMO 変調器から出力されることを前提とする. また各送信所はそれぞれ, 非常に高い周波数精度を持ち, 現行の地上デジタル放送の外部同期としても使用されているルビジウム発振器を用いて周波数変換されている SFN を想定し, $\theta_A \approx \theta_B \approx 0$

とする。すなわち，A 局と B 局は周波数，時刻，クロックで誤差が無視できるほど同期が取れているものとする。式 (4.2) は

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_A \mathbf{x}(t) + \mathbf{H}_B \mathbf{x}(t - \tau) \quad (4.3)$$

と表せる。一方，提案方式では，A 局，B 局の H 偏波で送信する信号間，および V 偏波で送信する信号間にそれぞれ Alamouti の STBC[17] を適用し，OFDM シンボル時間 T として連続した 2 シンボル時間 $t = iT, (i+1)T$ における送信信号 \mathbf{x}' を式 (4.4) と式 (4.5) で表す。なお，雑音は無視した。左から A 局の H 偏波，V 偏波，B 局の H 偏波，V 偏波の送信信号である。 i は離散時間を示すインデックスであり， $t = iT, (i+1)T$ におけるサンプルを表す。また，等価低域系を考え \mathbf{x}' は複素ベースバンド信号である。

$$\mathbf{x}'(i) = [x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3]^T \quad (4.4)$$

$$\mathbf{x}'(i+1) = [-x_2^* \ -x_3^* \ x_0^* \ x_1^*]^T \quad (4.5)$$

$iT, (i+1)T$ における受信の複素ベースバンド信号 $\mathbf{y}'(i), \mathbf{y}'(i+1)$ は式 (4.6) と図 (4.7) で， 2×4 チャネル行列 \mathbf{H}' は式 (4.8) で表される。式 (4.6) と式 (4.7) から得られる式 (4.9) に対し ZF(Zero-Forcing) アルゴリズム等の MIMO 検出を適用し，送信信号を推定する。

$$\mathbf{y}'(i) = \mathbf{H}' [x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3]^T \quad (4.6)$$

$$\mathbf{y}'(i+1) = \mathbf{H}' [-x_2^* \ -x_3^* \ x_0^* \ x_1^*]^T \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}' &= \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & h_{02} & h_{03} \\ h_{10} & h_{11} & h_{12} & h_{13} \end{bmatrix} \\ &= [\mathbf{H}_A \ \mathbf{H}_B] \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}'(i) \\ \mathbf{y}'(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & h_{02} & h_{03} \\ h_{10} & h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{02}^* & h_{03}^* & -h_{00}^* & -h_{01}^* \\ h_{12}^* & h_{13}^* & -h_{10}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

4.2.2 チャネル推定

本節では，式 (4.3) と式 (4.9) を ZF アルゴリズムで解くためのチャネル行列の推定を説明する。チャネル推定には，パイロット信号 (SP: Scattered Pilot) を用いる。従来方式における SP は，図 4.2 の通りヌル SP 方式を採用している [4]。この場合，A 局と B 局は同一の SP パターンであるため，従来の SFN 方式における受信信号は A 局の送信信号，B 局の送信信号を個別に推定できない。2 局の送信信号の和から抽出される SP を用いて 2×2 チャネル行列を推定し，一般化逆行列を式 (4.2) の両辺に掛けて送信信号の推定を行う。一方，提案方式の SP は，図 4.3 の通り符号反転 SP 方式としている。ある特定のサブキャリアにおける，チャネル推定の手順を以下に示す。受信信号 $\mathbf{y}'(i), \mathbf{y}'(i+2)$ は式 (4.10) と式 (4.11) で表わされ，

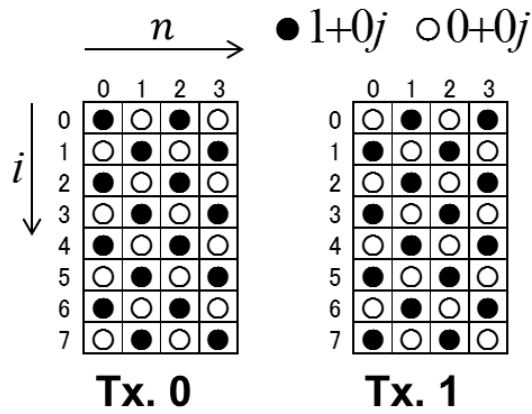


図 4.2: 2×2 MIMO の SP パターン

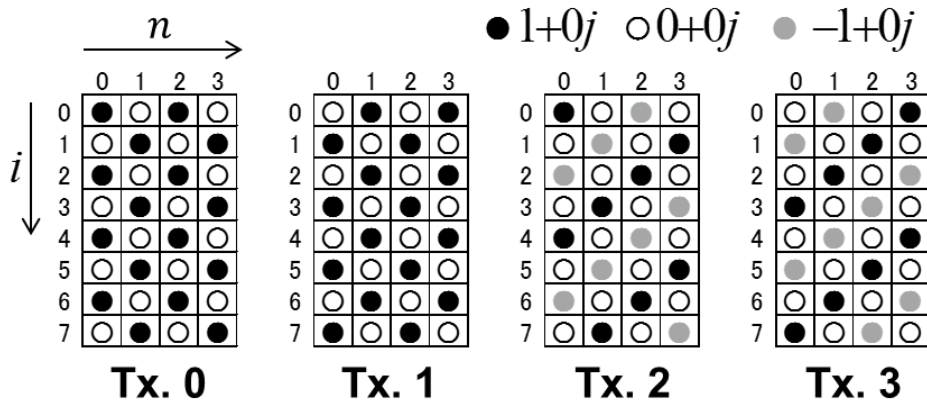


図 4.3: 4×2 MIMO の SP パターン

$h_{00}, h_{10}, h_{02}, h_{12}$ は式 (4.12) で求められる.

$$\begin{bmatrix} y_0(i) \\ y_1(i) \end{bmatrix} = \mathbf{H}' \begin{bmatrix} 1+0j \\ 0+0j \\ 1+0j \\ 0+0j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} + h_{02} \\ h_{10} + h_{12} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} y_0(i+2) \\ y_1(i+2) \end{bmatrix} = \mathbf{H}' \begin{bmatrix} 1+0j \\ 0+0j \\ -1+0j \\ 0+0j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} - h_{02} \\ h_{10} - h_{12} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\begin{cases} h_{00} = \frac{y_0(i) + y_0(i+2)}{2} \\ h_{02} = \frac{y_0(i) - y_0(i+2)}{2} \\ h_{10} = \frac{y_1(i) + y_1(i+2)}{2} \\ h_{12} = \frac{y_1(i) - y_1(i+2)}{2} \end{cases} \quad (4.12)$$

また, $i \mapsto i+1$ とすることで $h_{01}, h_{03}, h_{11}, h_{13}$ も同様に求まる.

以上のように, 従来方式は A,B 局が加算された SP から 2×2 チャネル行列 $\mathbf{H}_A + \mathbf{H}_B$ を推定する. 一方, 提案方式は, 4 つの SP が全て異なり直交するため, 2×4 チャネル行列 \mathbf{H}' を推定することができる. また, 式 (4.13) に示すように A 局と B 局の各チャネル行列成分の加算は, 従来方式の 2×2 チャネル行列と等価である.

$$\mathbf{H}_A + \mathbf{H}_B = \begin{bmatrix} h_{00} + h_{02} & h_{01} + h_{03} \\ h_{10} + h_{12} & h_{11} + h_{13} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

4.2.3 MIMO チャネル容量

チャネル行列 \mathbf{H} が与えられた MIMO チャネルが達成する理論的なチャネル容量 C は式 (4.14) で表される [18]. なお, 対数の底は 2 とする.

$$C = \log \det (\mathbf{H}^H \mathbf{H} (\gamma/N_t) + \mathbf{I}_{N_t}) \quad (4.14)$$

γ は総送信電力を 1 素子だけに割り当てた場合の CNR, N_t は送信アンテナ数, \mathbf{I}_{N_t} は $N_t \times N_t$ の単位行列を表す. $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ の固有値を ζ_k , ($1 \leq k \leq N_t$) とすると, 式 (4.14) は

$$C = \sum_{k=1}^{N_t} \log (\zeta_k \gamma / N_t + 1) \quad (4.15)$$

と表せる. OFDM シンボルにおける各サブキャリアでのチャネル容量の平均値 C_{ave} は,

$$C_{ave} = E \left[\sum_{k=1}^{N_t} \log (\zeta_k \gamma / N_t + 1) \right] \quad (4.16)$$

と表される. $E[\cdot]$ は各サブキャリアの平均を表す. ただし本論文の提案方式は $N_t = 4, N_r = 2$ であり, $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ の $rank = \min(N_t, N_r) = 2$ であるから, 式 (4.16) の固有値 ζ_k は $k = 1, 2$ のみチャネル容量に寄与する. 次章では, SFN 野外実験によって得られた, 従来方式の 2×2 チャネル行列と提案方式の 2×4 チャネル行列を用いて, 式 (4.16) より求まるチャネル容量の比較評価を行う.

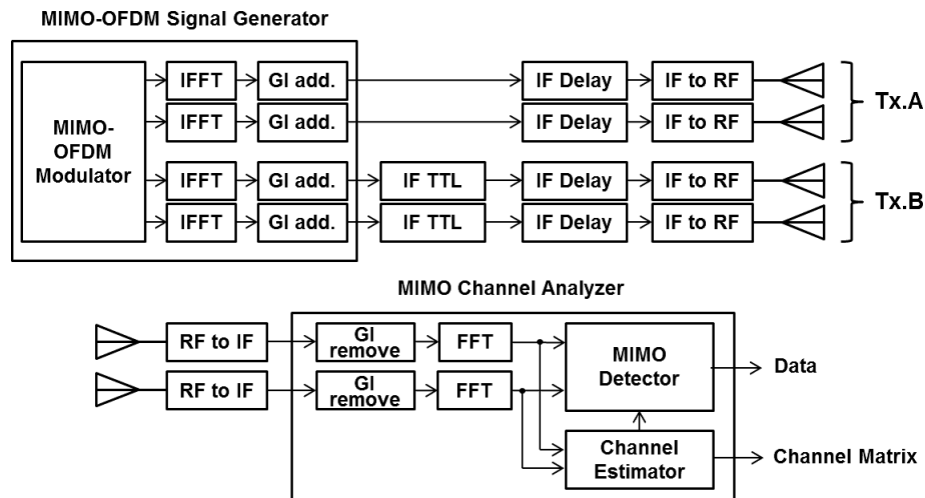


図 4.4: 野外実験の送受信機のブロック構成

4.3 野外実験

4.3.1 諸元

SFN 野外実験のブロック構成を図 4.4 に、送信信号及び送信アンテナの諸元を表 4.1 に示す。サブキャリア数とサブキャリア間隔から求まる OFDM 信号の帯域幅 (=5.57 MHz) は、現行の地上デジタル放送 [19] で規定されている周波数帯幅 (=5.7 MHz) を満たす値とした。本論文では地上波による 8K SHV の固定受信を想定し、FFT ポイント数は現行の地上デジタル放送で使用されている 8,192 から 32,768 に拡大した。GI 長を現行の地上デジタル放送で使用している $126 \mu\text{s}$ としたままで GI 比を $1/8$ から $1/32$ に縮小し、伝送ビットレートを拡大することができる。送信所 A 局 (人吉局), B 局 (水上局) の外観を図 4.5 に示す。A, B 局間には、現行の地上デジタル放送でも使用されている IF-TTL (Intermediate frequency-Transmitter to transmitter link) [20] を用いて、A 局に設置した MIMO 変調器の B 局出力信号を 38 km 離れた B 局に伝送している。また、両局の IF 入力に IF 遅延器を設置し、各受信地点における A, B 局の遅延差が GI 内に収まるよう遅延量を調整した。両局の IF 信号は各送信所でそれぞれルビジウム発振器を外部同期として生成されるローカル信号によって送信周波数に変換され、同時に送信された。

一方、受信信号は図 4.5 に示すとおり 5 か所で測定した。60 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ のコンタは現行の地上デジタル放送エリアを表し、A, B 局それぞれのカバーエリアの目安とした。用いた受信アンテナ [21] の諸元を表 4.2 に、5 か所の受信点の受信アンテナのボアサイト方向、及び伝送路の環境 (見通し (LOS:Line of sight) または見通し外 (NLOS:Non line of sight)), アンテナ直

表 4.1: 送信信号及び送信アンテナの諸元

サブキャリア間隔	0.248(=125/504) kHz
送信周波数	671.142857 MHz
A 局送信電力 H 偏波	10 W (ERP : 140 W)
V 偏波	10 W (ERP : 135 W)
B 局送信電力 H 偏波	3 W (ERP : 25 W)
V 偏波	3 W (ERP : 25 W)
FFT ポイント数	32,768
サブキャリア数	22,465 本
GI 比 (GI 長)	1/32 (126 μ s)
送信アンテナ利得	10 dB 以上
交差偏波識別度	15 dB 以上 (ボアサイト方向)
VSWR	1.20 以下

表 4.2: 受信アンテナの諸元

形式	8 素子偏波共用八木アンテナ
相対利得	9 dBd 以上
周波数	597-674 MHz(UHF33-46 ch)
交差偏波識別度	25 dB 以上 (ボアサイト方向)
VSWR	2.0 以下
前後比	H,V 偏波とも 10 dB 以上

下の受信電力値を表 4.3 に示す。受信点はいずれも、両局のカバーエリア内もしくは片方のカバーエリアのフリンジ（端）にあるとして選定した。受信アンテナは地上デジタル放送用受信アンテナの標準品と同等の利得を確保している。信号の受信には、筆者らが開発した MIMO 伝搬路解析装置 [22] を使用した。送信信号は、全てのサブキャリアが図 4.3 に示す SP である信号とした。4 シンボル分の信号でシンボル方向の 1 次補間をした後、サブキャリア方向の 2 次補間を行って 2×4 チャネル行列を推定した。また、式 (4.13) より A,B 局のチャネル行列各成分を加算して従来方式の 2×2 チャネル行列とした。

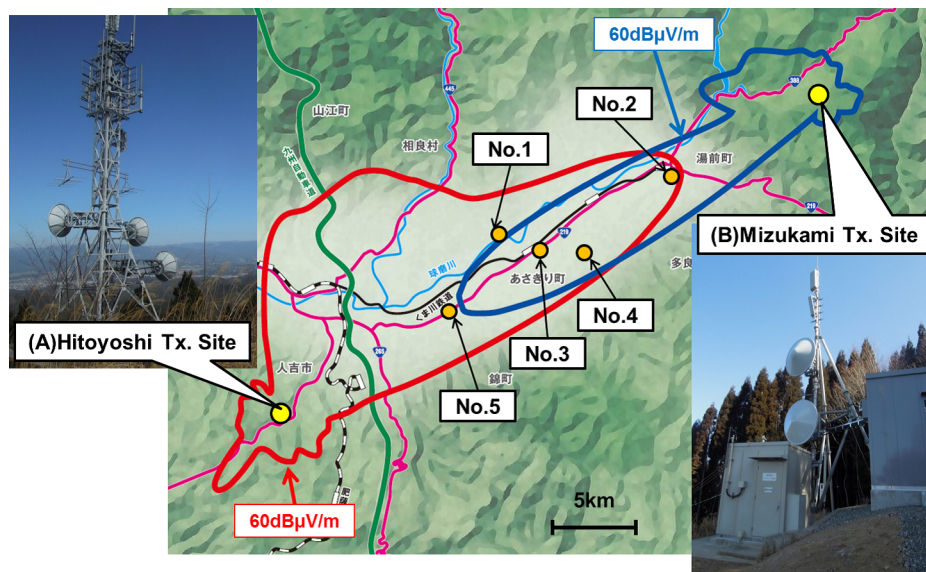


図 4.5: 送信所, 受信点の位置と送信所外観

表 4.3: 受信環境

受信点	アンテナ向き	A 局方向環境	B 局方向環境	受信電力値 (dBm)	
				H 偏波	V 偏波
No.1	A	NLOS	NLOS	-69.9	-76.5
No.2	B	LOS	NLOS	-67.5	-69.0
No.3	B	LOS	LOS	-56.1	-57.5
No.4	A	LOS	LOS	-55.8	-58.0
No.5	A	LOS	LOS	-43.4	-45.7

4.3.2 実験結果 (1) 固有値の帯域分布

一例として受信点 No.3 において得られた提案方式の 4×2 MIMO チャンネル (2×4 チャンネル行列) を図 4.6 に, 従来方式の 2×2 MIMO チャンネル (2×2 チャンネル行列) を図 4.7 に示す. 縦軸は電力, 横軸はサブキャリア周波数である. A, B 局からの各受信電力 (両偏波合計) のうち大きい方を希望局と定義し, 簡単のため希望局の送信電力 (両偏波合計) と受信電力 (両偏波合計) が等しくなるよう正規化係数を決定した.

提案方式と従来方式のチャンネル行列からそれぞれ算出された固有値の帯域内分布を図 4.8, 4.9 に示す. 従来方式, 提案方式のチャンネル行列はいずれも $rank = 2$ であるため固有値は 2 つ求

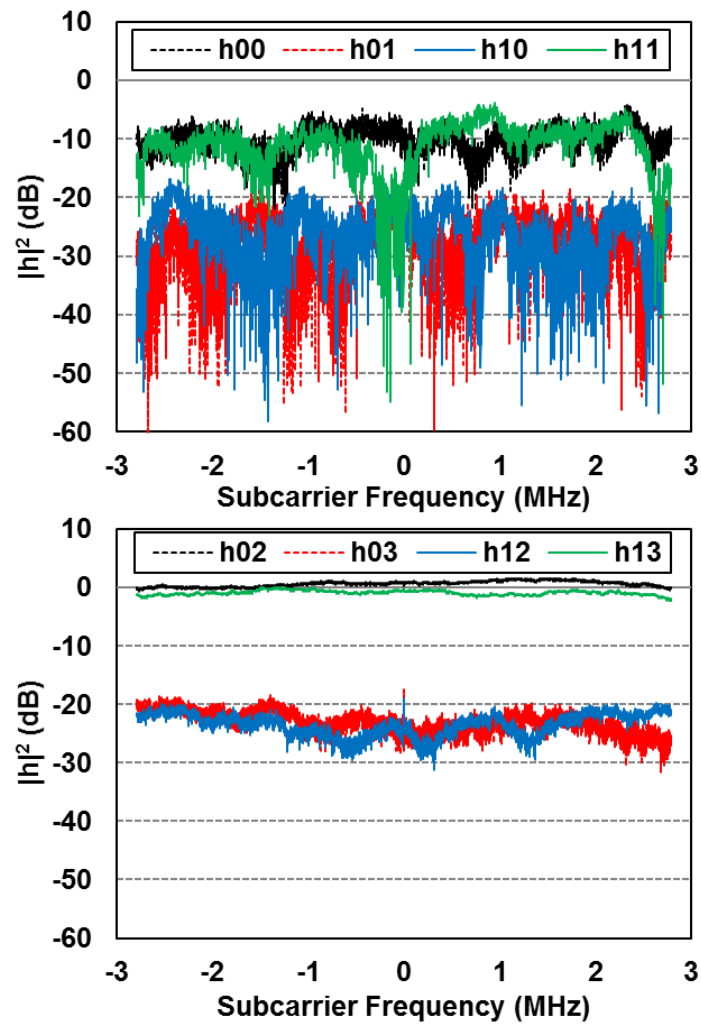


図 4.6: 受信点 No.3 における 4×2MIMO チャンネル

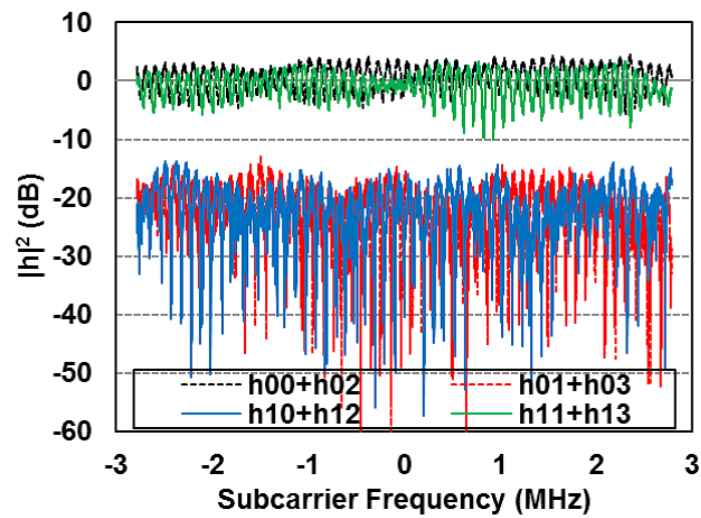


図 4.7: 受信点 No.3 における 2×2MIMO チャンネル

表 4.4: 各送信所からの伝搬損 (dB)

受信点	A 局 (H)	A 局 (V)	B 局 (H)	B 局 (V)
No.1	122.0	127.3	129.3	128.4
No.2	119.0	120.8	128.4	123.0
No.3	118.1	118.2	100.5	102.0
No.4	107.3	109.4	124.3	125.2
No.5	94.9	97.0	124.4	123.1

まる。図 4.6 と図 4.7 より、従来方式では逆位相合成に起因するリップルが帯域内に多数発生するのに対し、提案方式はこれが発生しない。また、従来方式では、帯域内に発生するリップルに起因して固有値も帯域内で値が変動するのに対し、提案方式では従来方式に比べ帯域内での値の変動が小さい。各受信地点における固有値の帯域内分布における分散値を図 4.10 に示す。5 か所全ての受信点で、従来方式に比べ、提案方式は 2 つの固有値分布の分散値がいずれも小さくなっている。各サブキャリアの送信ダイバーシチ効果により、提案方式における固有値の帯域内分散は、従来方式に比べ小さくなると考えられる。

なお、本論文では希望局における両偏波合計の送信電力と受信電力が等しくなるよう正規化しているが、実際の野外実験において測定された受信電力と、送信 ERP (Effective Radiated Power; 実効放射電力) から算出される伝搬損を表 4.4 に示す。

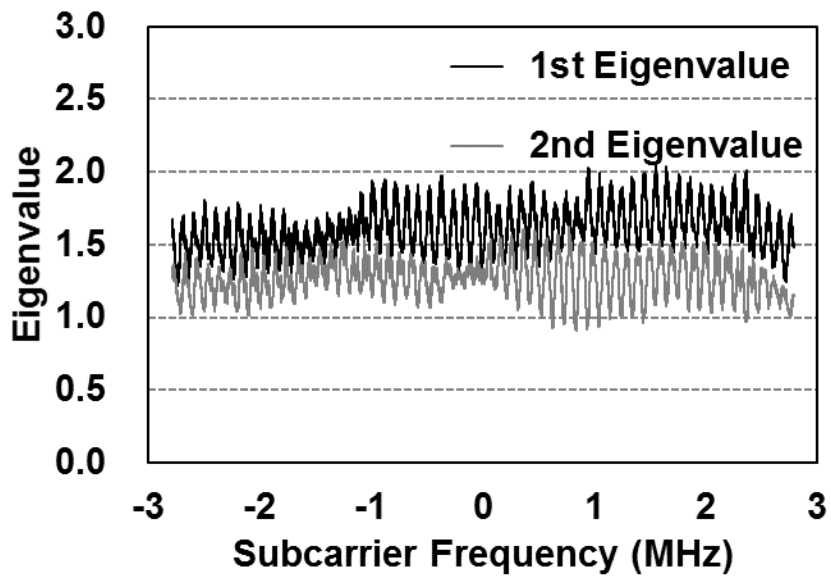


図 4.8: 受信点 No.3 における提案方式のチャンネル固有値

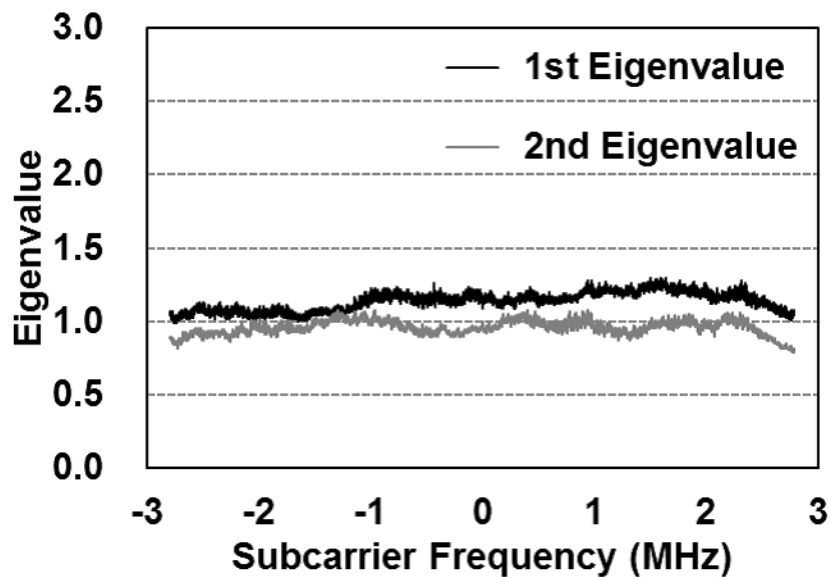


図 4.9: 受信点 No.3 における従来方式のチャンネル固有値

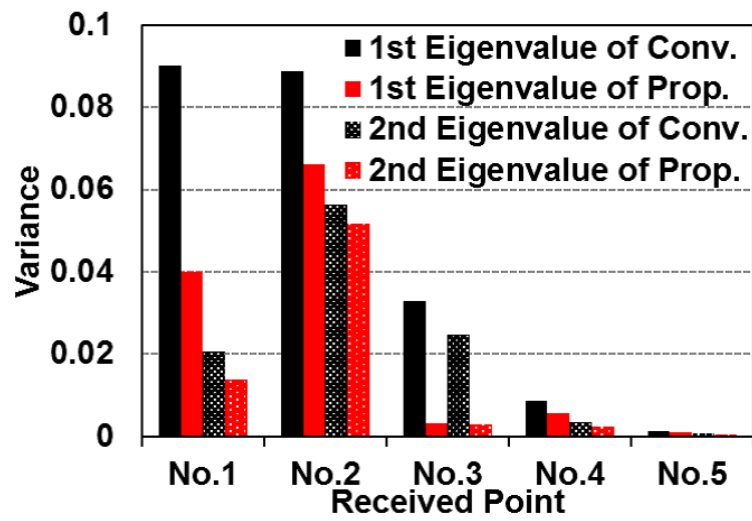


図 4.10: 第一と第二チャンネル固有値の分散値

表 4.5: 受信点 No.2 の受信電力 (dBm)

A 局 (H)	A 局 (V)	B 局 (H)	B 局 (V)
-67.6	-69.5	-84.5	-79.0

4.3.3 実験結果 (2) チャネル容量

前節で算出された固有値と式 (4.16) を用いて、受信点 No.1~5 におけるチャネル容量を算出する。与えられる変数 γ/N_t に対し、算出される各サブキャリアのチャネル容量を求め、OFDM シンボル内での平均値をプロットする。 γ/N_t は、2.3 節で述べたように総送信電力を 1 素子に割り当てた場合の CNR を送信アンテナ数で割った値であり、総送信電力 P 、雑音電力 P_z とすると $\gamma = P/P_z$ である。今回の野外実験における電力は送信局毎に異なるため、送信アンテナの平均電力 $P_a = P/N_t$ に対する CNR を平均 CNR とし、式 (4.16) に与える変数を定義する。

$$\gamma/N_t = \frac{P_a}{P_z} \quad (4.17)$$

また、本論文では時間変動のない静的な伝送路を想定しているため、 γ/N_t は時間変動のない値とする。平均 CNR vs C_{ave} を図 4.11 から図 4.15 に示す。また、一例として平均 CNR=20 (dB) における提案方式と従来方式のチャネル容量差を各図中に示す。5 か所中 4 か所において、提案方式は従来方式よりチャネル容量を拡大していることが確認できる。SFN 局の電力加算による利得と、低 DUR マルチパス環境による伝送特性劣化の合算による効果と考えられる。従来方式は SFN 局の電力加算による利得を得られるが、低 DUR マルチパス環境による伝送特性劣化も同時に起こる。一方、提案方式は従来方式同様に SFN 局の電力加算による利得を得るだけでなく、低 DUR マルチパス環境による伝送特性劣化が極めて小さいため、従来方式に比べチャネル容量が拡大するものと考えられる。

受信点 No.2 では、受信アンテナが B 局を向いており A 局のカバーエリアの端であるため、STBC 符号化による送信ダイバーシチ利得は少ないと思われるが、図 4.12 で示すように実際は送信ダイバーシチ利得による効果が高くなっている。A,B 局からのそれぞれの受信電力を表 4.5 に示す。表 4.3 と表 4.4 に示すとおり、B 局は地形等の遮蔽により NLOS であり、伝搬損が非常に大きい一方、A 局は LOS である。受信アンテナ方向の真後ろから受信するにも関わらず、結果として A 局からの信号の方が強く受信されるため、希望局は A 局となる。SFN 局となる B 局からの信号も正対して受信しているため、送信ダイバーシチ利得による効果が表れていると考えられる。また、受信点 No.5 では従来方式と提案方式の改善差が見られな

かった。A 局の電界が非常に強い上に受信アンテナが A 局を向いており、真後ろに位置する B 局の電波を相対的にほとんど受信しない状況にある。この場合、低 DUR マルチパスによる伝送特性劣化は起きず、提案方式による改善効果が得られる地域は限定される。以上の考察から、提案方式は以下の条件でその効果を発揮するものと考えられる。

条件 希望局と SFN 局の両方の放送エリアが重なる地域及びその近傍における受信において、希望局と SFN 局の受信電力差が小さく低 DUR となる場合。受信アンテナは、先行して開局した当初の希望局を向いているとする。

- 受信点 No.1 のように、希望局が NLOS のため希望局からの受信電力が低く、SFN 局の受信電力が相対的に高いため低 DUR となる場合。
- 受信点 No.2 のように、後発の SFN 局の方が当初の希望局に比べ送信電力が高く、受信アンテナが当初の希望局方向であるにも関わらず希望局と SFN 局が逆転して低 DUR となる場合。
- 受信点 No.3,4 のように、希望局と SFN 局が共に LOS であり、両局の受信電力差が小さく低 DUR となる場合。

現行の地上デジタル放送では、このような SFN 難視と呼ばれる地域が発生しており、個別の受信対策が行われている。超多値 OFDM 伝送において SFN 難視による特性劣化は影響が大きいため、提案方式は改善効果を発揮するものと期待される。

次に、変調方式や誤り訂正符号も含めた実際の伝送性能について考察する。従来方式では、低 DUR マルチパス環境において CNR が高いサブキャリアと低いサブキャリアが周期的に発生するため、誤りやすい情報ビットと誤りにくい情報ビットが混在する。また、変調多値数が大きくなるほど、1 サブキャリアに変調される情報ビット数は多くなるため、バースト的に誤りが発生する恐れがある。対して提案方式では、各サブキャリアの送信ダイバーシチ効果により、誤りやすい情報ビットは従来方式に比べ圧倒的に少ない。誤り訂正符号は一般的に復号性能に限界があり [23]、誤りやすい情報ビットが少ないほど伝送性能を向上させることができるため、例えば、変調方式を 4096QAM、誤り訂正符号に LDPC 符号を想定した伝送システムにおいても、従来方式に比べ提案方式は改善効果が期待される。

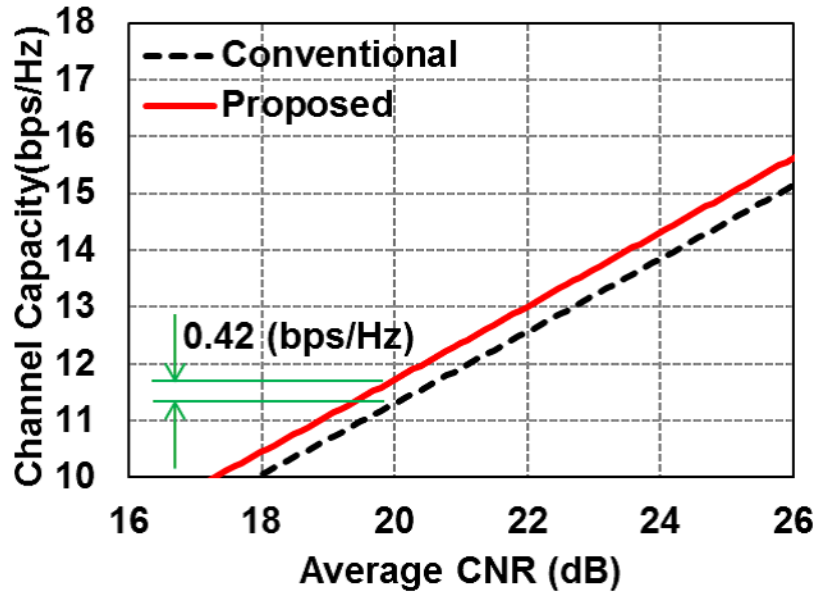


図 4.11: 受信点 No.1 における平均 CNR 対 チャンネル容量

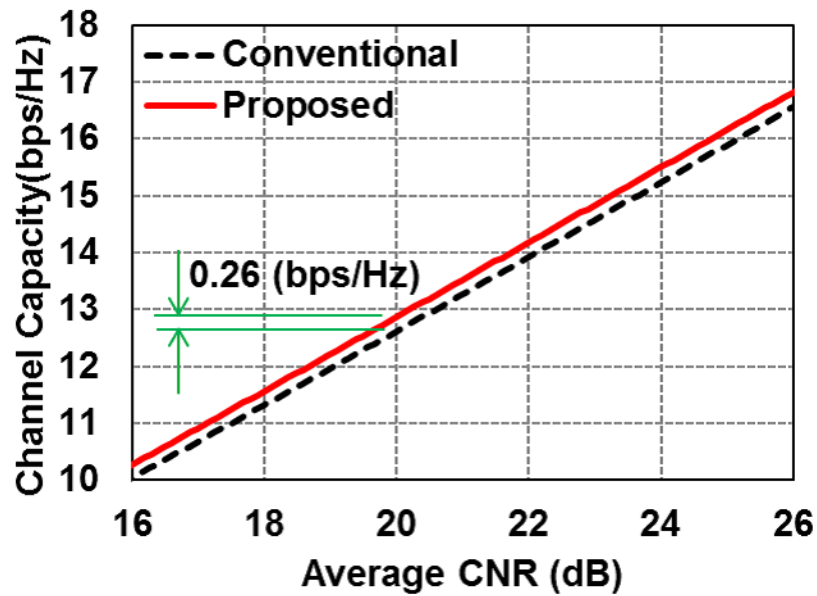


図 4.12: 受信点 No.2 における平均 CNR 対 チャンネル容量

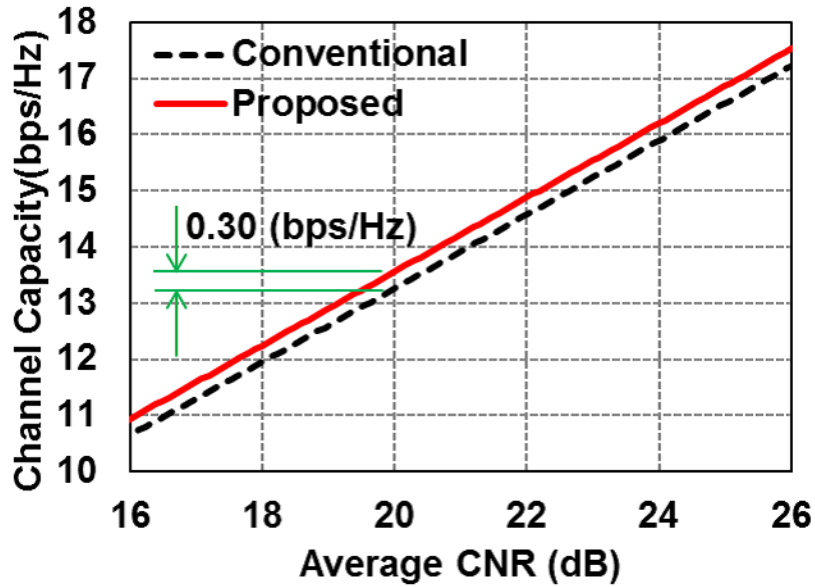


図 4.13: 受信点 No.3 における平均 CNR 対 チャンネル容量

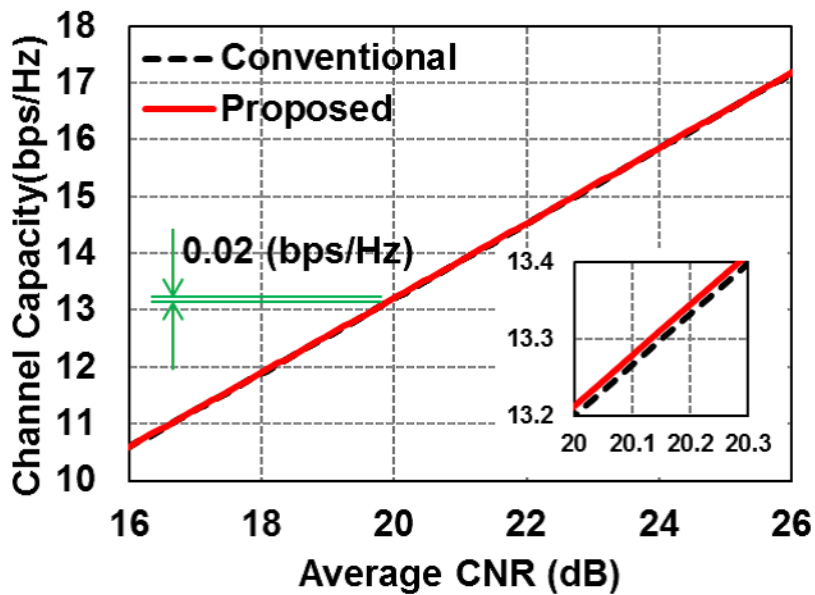


図 4.14: 受信点 No.4 における平均 CNR 対 チャンネル容量

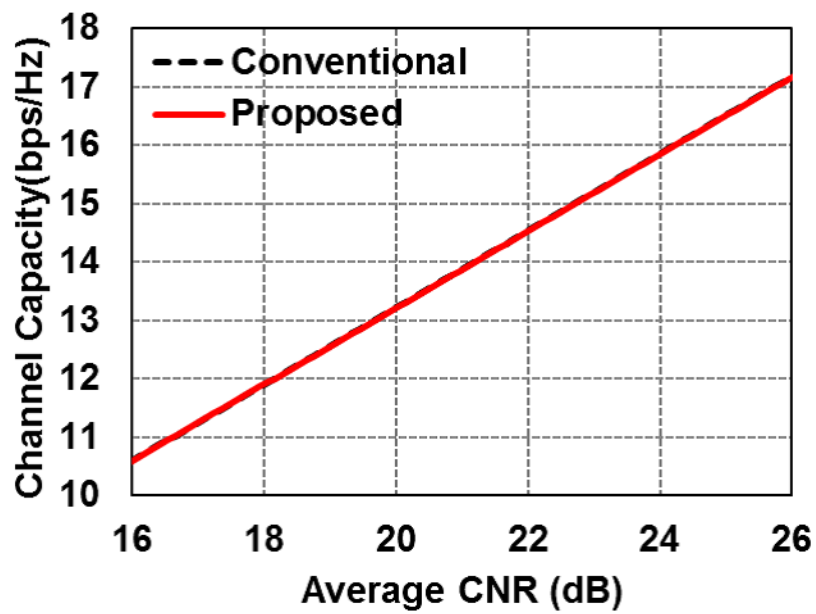


図 4.15: 受信点 No.5 における平均 CNR 対 チャンネル容量

4.4 むすび

4.4.1 まとめ

筆者らは、STBC 符号化を応用した符号化 SFN 方式を導入し、熊本県人吉市周辺に設置した 2 つの実験試験局を用いた SFN の野外実験を行った。各受信点での測定結果から得られたチャンネル行列を用いて固有値を算出し、さらにチャンネル容量を求めた。従来方式と提案方式を受信点 5 か所で比較した結果、固有値の帯域内分散値は全ての受信点で小さくなることが分かった。また、提案方式は従来方式に比べチャンネル容量を増加させることが示された。チャンネル容量が変わらない 1 地点は片方の局が支配的な地域であり、本提案方式は 2 つの中継局が干渉し低 DUR マルチパス環境の地域において効果を発揮するものと考えられる。

4.4.2 今後の課題

符号化 SFN の野外実験において、受信地点を増やした多地点測定や、提案方式に対応した受信アンテナの検討など、実用化に向けた課題に取り組んでいきたい。一方、本論文では符号化 SFN が理論的に達成する MIMO チャンネル容量を評価したため、実際の伝送におけるビットレート、あるいは所要 CNR に関する評価は行っていない。今後は、変調方式が最大 4096QAM、誤り訂正符号に LDPC 符号を想定した符号化 SFN において、実際に野外実験で取得したチャンネル応答を用いた符号化 SFN の伝送シミュレーションを実施し、BER 特性やパケット誤り率特性を把握することが課題である。

本論文では 8K SHV の固定受信を想定し、GI 比を縮小し伝送ビットレートを増やすため、現行の地上デジタル放送に対してサブキャリア数を 4 倍に増加させた。一方、ハイビジョンと同等画質 (2K) の移動受信向けサービスの検討も必要であるが、サブキャリア数を増加させると ICI(Inter-Carrier Interference) の影響が大きくなる。例えば、OFDM システムのサブキャリア数を 4 倍とすると、その移動受信可能な最大速度はおよそ 1/4 に低下する [24]。そのため、サブキャリア間隔に対する許容速度の検討 [24] や、確率伝搬アルゴリズムを用いた ICI 補償法の検討 [25],[26],[27] がなされており、本論文での実験諸元に対してこれらの検討結果の適用が期待される。今後は、8K 固定受信と 2K 移動受信向けの放送サービスを同時に実現するため、サービスの多重方法や適切なサブキャリア間隔などを検証するための高速移動受信のシミュレーションが課題である。

参考文献

- [1] 長谷川準也：“4K・8K放送の展望-「4K・8Kロードマップに関するフォローアップ会合 中間報告」概要-,” 映像情報メディア学会誌, vol.69, no.1, pp.6-9 (Jan. 2015)
- [2] *Digital Video Broadcasting(DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System(DVB-T2)*, ETSI Standard EN 302 755 V1.4.1 (Jul. 2015)
- [3] 電波産業会：“高度広帯域衛星デジタル放送の伝送方式” ARIB STB-B44 v2.1 (Mar. 2016)
- [4] M. Taguchi, K. Murayama, T. Shitomi, S. Asakura, and K. Shibuya: “Large-capacity wireless transmission technology,” *ITE Trans. MTA*, vol.1, no.1, pp.34-39 (Jan. 2013)
- [5] 土田健一：“地上波で4K・8K放送を実現する技術手法の検討,” 映像情報メディア学会誌, vol.72, no.6, pp.836-839 (Nov. 2018)
- [6] Nasser, Youssef, J-F. Helard, and Matthieu Crussiere: “3D MIMO scheme for broadcasting future digital TV in single-frequency Networks,” *Electronics Letters*, vol.44, no.13, pp. 829-830 (2008)
- [7] Jian-Tao Wang, Jian Song, Jun Wang, Chang-Yong Pan, Zhi-Xing Yang, and Lin Yang: “A general SFN structure with transmit diversity for TDS-OFDM system,” *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.52, no.2, pp.245-251 (2006)
- [8] 蔀拓也, 村山研一, 田口誠, 朝倉慎悟, 渋谷一彦：“次世代地上放送に向けた伝送技術-STC-SDM 伝送用パイロット方式の検討-”, 映像情報メディア学会技術報告, vol. 36, no. 42, pp.1-4 (Mar. 2011)
- [9] 齋藤進, 蔀拓也, 朝倉慎悟, 佐藤明彦, 岡野正寛, 土田健一：“熊本・人吉地区での次世代 SFN 実験,” 2015 映像情報メディア学会年次大会講演予稿集, 33D-2 (Aug. 2015)
- [10] 平明德, 石津文雄, 村上圭司, “SDM および STC を用いる MIMO-OFDM システムの受信特性:” 電子情報通信学会技術報告, vol.103, no.128, pp.85-90 (Jun. 2003)
- [11] 長野勇平, 尾知博：“時空間ブロック符号化 SDM-MIMO システムにおける順序付け逐次復号の演算量削減に関する一検討,” 電子情報通信学会技術報告, vol.105, no.240,

- pp.103-107 (Aug. 2005)
- [12] 千葉英利, 稲沢良夫, 小西善彦, 牧野滋: "MIMO システムにおける屋内電波伝搬特性の評価," 電子情報通信学会技術報告, vol.105, no.59, pp.103-108 (Jun. 2005)
- [13] 廣田祐生, 難波忍, 岸洋司: "2.1GHz 帯屋外伝搬実験に基づく直交偏波 4x4MIMO の特性評価," 電子情報通信学会技術報告, vol.110, no.267, pp.41-46 (Nov. 2011)
- [14] M.Tormos, C.Tanougast, P.Kasser, P.Bretillon, A.Dandache: "Performance evaluation for different MISO-SFN network combinations for DVB-T2 standard," in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia System and Broadcasting(BMSB)*, mm11-29 (Jun. 2011)
- [15] J.Robert, K.L.Chee, M.Slimani, J.Zoellner: "DVB-T2 MISO field measurements and a calibrated coverage gain predictor," in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia System and Broadcasting(BMSB)*, mm12-108 (Jun. 2012)
- [16] P.Angueira, A.Arrinda, R.Pfeffer, V.Steinmann, J.Frank, R.Brugger: "SFN-SISO and SFN-MISO gain performance analysis for DVB-T2 network planning," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.60, no. 2, pp.272-286 (Jun. 2014)
- [17] S. M. Alamouti: "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Communications*, vol.16, no.8, pp.1451-1458 (Oct. 1998)
- [18] 大鐘武雄, 小川恭孝: "わかりやすい MIMO システム技術," 株式会社オーム社, 東京 (2009)
- [19] 電波産業会: "地上デジタル放送の伝送方式," ARIB STB-B31 v2.2 (Mar. 2014)
- [20] 蒔拓也, 齋藤進, 朝倉慎悟, 齊藤知弘, 澁谷一彦, 濱中太郎, 西野倫敦, 鈴木健児: "偏波 MIMO-超多値 OFDM 信号の IF-TTL 室内伝送実験," 2014 映像情報メディア学会年次大会講演予稿集, 21-6 (Aug. 2014)
- [21] 村山研一, 田口誠, 蒔拓也, 濱住啓之, 澁谷一彦: "偏波共用八木アンテナの試作と伝搬実験結果," 2010 映像情報メディア学会年次大会講演予稿集, 15-3, (Aug. 2010)
- [22] 朝倉慎悟, 蒔拓也, 齋藤進, 土田健一, 澁谷一彦: "MIMO 伝搬路解析装置の開発," 2014 電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-5 (Mar. 2014)
- [23] 今井秀樹: "符号理論," 社団法人電子情報通信学会 (1990)
- [24] 中村円香, 宮坂宏明, 成清善一, 土田健一, 高田政幸, 岡野正寛: "移動受信における偏波 MIMO-OFDM 伝送のキャリア間隔に関する考察," 2015 電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-127 (Mar. 2015)
- [25] A. Nakamura, H. Otsubo, and M. Itami: "A study on dual-polarized MIMO-ICI canceller with complexity reduction under mobile reception of OFDM signals," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.65, no.3, pp.589-600 (Sep. 2019)
- [26] 中村円香, 朝倉慎悟, 蒔拓也, 成清善一, 実井仁, 村山研一, 高田政幸: "移動受信環境

- における OFDM システムのキャリア間干渉補償に関する検討, ”2013 電子情報通信学会
ソサイエティ大会講演論文集, B-5-79 (Sep. 2013)
- [27] P.Ochandiano, I. Sobrón, M. Mendicute, ”Novel ICI suppressing receiver for high-
mobility DVB-T2 reception with large FFT modes,” in *Proc. IEEE International Sy-
posium on Broadband Multimedia System and Broadcasting(BMSB)*, mm11-66 (Jun.
2011)

第 5 章

MIMO 信号検出の低演算量化と二偏波チャネル測定値を用いた特性評価

5.1 まえがき

NHK では、次世代の高臨場感映像・音響システムとして 8K スーパーハイビジョン (SHV; Super Hi-Vision) の研究開発を進めている。2018 年 12 月より、衛星放送による 4K・8K の本放送が開始された。一方、次世代の地上放送においても、固定受信で 8K SHV, 移動受信でハイビジョンの大容量コンテンツを伝送可能にする技術の検討が行われている。NHK 放送技術研究所では、これまでに水平 (H: Horizontal) 偏波, 垂直 (V: Vertical) 偏波を同時に用いて複数のビットストリームを多重化する偏波 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術, シャンノン限界に迫る優れた誤り訂正符号である LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号などの要素技術を検討すると共に、これらの機能を変復調試作装置に実装して室内・野外実験を行っている [1]。2016 年 8 月には、ブラジル・リオデジャネイロで開催された夏季オリンピックに合わせ、上記の変復調試作装置を用いた 8K 地上伝送デモが現地で実施された。筆者らは現地放送局と協力し、送信設備を活用してリオデジャネイロ市内で偏波 MIMO-OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送の野外実験を実施した [2]。

我が国における地上デジタル放送 (ISDB-T: Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial) [3] は、衛星放送と異なり固定受信においてもビルなどの建造物の影や室内などの見通し外伝搬環境での受信も想定されており、次世代地上放送でも同等もしくはそれ以上の受信性能が求められる。しかしながら、H 偏波, V 偏波の反射特性の違い等に起因して、見通し外伝搬環境における偏波 MIMO 波は複雑なチャネル応答を持ち、一般的に劣悪な受信特性となる。したがって、次世代地上放送として偏波 MIMO 伝送を想定し、上述の劣悪な受信環境における伝送特性を把握すると共に、より効率的な受信方法を検討する必要がある [4]。

本稿では、上記の劣悪な伝搬環境を想定し、偏波 MIMO 伝送の信号検出アルゴリズムを提

案する。具体的には、LDPC 符号器へ入力するビット対数尤度比を求める際、チャネル行列の QR 分解に基づき、信号候補数をチャネル行列の条件数に応じて削減する。条件数が高いサブキャリアは受信特性が劣化するため、信号候補数を大きく設定する。一方、条件数が低いサブキャリアは信号候補数を小さく設定する。サブキャリア毎に信号候補数を設定することで、受信特性の劣化を抑えつつ信号検出の演算量を効果的に削減できる。

MIMO 伝送における従来の信号検出アルゴリズムとしては、推定したチャネル行列を元に線形受信を行う ZF(Zero Forcing) や MMSE(Minimum Mean Square Error), 送信信号の候補点を全探索する MLD(Maximum Likelihood Detection), MLD を階層型推定問題に変換し、信号候補数を削減する QRM(QR decomposition and M-algorithm)-MLD などが知られている [5]。QRM-MLD は、MLD に比べ若干の特性劣化を許容して計算量を低減できるものの、生き残り信号候補数はチャネル行列と関係なく設定されるので、本稿の提案手法とは異なる。MIMO 伝送における計算量削減アルゴリズムの先行研究例としては、 4×4 MIMO システムにおける QRM-MLD に対し、生き残り信号候補を適応的に選択する手法が提案されている [6]。従来の QRM-MLD では各ステージにおける全ての信号候補点と受信信号の二乗誤差を算出するのに対し、この手法は象限抽出に基づく信号候補点のランキングを生成し、その上位のみ受信信号との二乗誤差を算出する。計算量削減の指標が信号候補点のランキングであることや、誤り訂正符号にターボ符号を用いている点などで本提案とは異なる。サブキャリアによらず信号候補数を一定としているが、実際の MIMO チャネルではサブキャリアによってチャネル状態が大きく変動する場合があるため、特性劣化を抑えるには信号候補数を十分大きく設定する必要がある。これに対して本稿の提案手法は、必要な信号候補数をサブキャリア毎に設定するため、特性劣化を抑えつつ効率的な演算量削減が可能である。また、サブキャリア毎に条件数を算出し、閾値判定により信号検出を切り替える手法が提案されている [7]。具体的には、MLD と MMSE の切り替えであり、QRM-MLD の生き残り信号候補数を細かく制御するという本稿での提案手法とは異なっている。帯域全体で条件数が高い伝搬環境の場合には、演算量削減の効果が限られる。一方、本提案ではこのような伝搬環境でも演算量を効果的に削減することができる。また、MIMO チャネルの状況に応じて信号検出に関するパラメータを調整する手法としては、QRM-MLD の信号候補数を最適化する手法 [8] や対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) のクリップ値を可変とする手法 [9] が提案されている。QRM-MLD の信号候補数を最適化する手法は、受信信号とそのレプリカとの二乗誤差が、しきい値以下になる信号点候補を生き残り候補とする。このしきい値は、前ステージの二乗誤差の最小値に、隣接サブキャリア間の推定周波数応答の差分から求めた値を加算したものに設定する。次世代地上放送の様にサブキャリア間隔が非常に狭いシステムでは、MIMO チャネルのサブキャリア間の差分 (絶対値二乗) がチャネル成分の絶対値二乗に比べ 10^{-6} 以下と極めて小さい値となり、受信機での固定少数点化が困難となる。これに反して、本稿で用いる Complex SD は上記のしきい値を適切に設定することができ、また第一ステージと第二ステージの信号検出で

効率的な信号点探索が可能となる。LLR のクリップ値を可変とする手法は、信号対雑音電力比に基づくビット誤り率によって一意に定めるものである。信号検出後、LLR を入力値として MaxlogMAP 復号に基づく軟判定復号で検討されているが、本稿では LLR を初期値として LDPC 復号を行う軟判定を前提としている。LLR は受信機内での数値範囲が限られているためクリップ値を一定とした。当然、LDPC 復号によって硬判定でも利得を得ることができる。

一方、地上放送を想定した偏波 MIMO 伝送の先行研究としては、DVB-T[10] を両偏波を用いるシステムに拡張し、小規模な野外実験が行われている [11]。またフィンランド・ヘルシンキにて実施された偏波 MIMO の野外実験結果に基づき、屋外、屋内で想定される移動受信に合わせて電波伝搬モデルを構築する試みが行われている [12]。放送を想定した偏波 MIMO 伝送の数少ない野外実験であるが、MIMO 信号検出は検討されておらず、本稿とは異なる。また、米国の地上放送方式である ATSC3.0[13] は SISO(Single-Input Single-Output) だけでなく MIMO についても規定されており、送受信システムの検討や SP (Scattered Pilot) の伝送特性などが報告されている [14],[15]。これらはいずれも伝搬モデルを用いた、放送方式としての MIMO 伝送の特性検証であり、本稿のように実際に野外で取得した MIMO チャネル、特に劣悪な伝搬環境を想定した信号検出を検討していない。

本論文の構成は、まず 5.2 節で、想定する受信機の構成について説明する。5.3 節では、偏波 MIMO 伝送の信号モデルについて述べる。5.4 節では、MIMO 信号検出アルゴリズムに基づく従来の LLR の算出法を説明する。5.5 節では、提案手法に基づく LLR の算出法を説明する。5.6 節では、野外実験 [2] で取得したチャネル応答を用いた伝送シミュレーションを実施し、提案手法の有効性を明らかにする。5.7 節では、本稿のまとめと今後の課題について述べる。

5.2 受信機の構成

想定する受信機のブロック構成を図 5.1 に示す。まず、偏波共用アンテナで受信した H 偏波、V 偏波のベースバンド信号は、それぞれ A/D 変換された後、ガードインターバル (GI: Guard Interval) を除いて FFT (Fast Fourier Transform) 区間の受信信号を切り出す。次にキャリア周波数オフセットを検出して周波数同期を行い、FFT により時間領域の信号から周波数領域の信号へ変換する。続いて SP, CP(Continual Pilot) を検出し、時間軸方向と周波数方向にチャネル応答を補間して推定する。推定したチャネル応答を用いて MIMO の信号検出を行った後、SP, CP, AC(Auxually Channel) 信号、制御信号 (TMCC: Transmission Management Configuration Control) を除いたデータのサブキャリアに対して、時間・周波数・偏波間デインターリーブ [16] (DeIL: Deinterleave) を行い、各ビットに対応する LLR を算出する。この LLR を LDPC 復号器に入力し、その復号結果を BCH (Bose Chaudhuri Hocquenghem) 復号器に入力した後、出力データを得る。

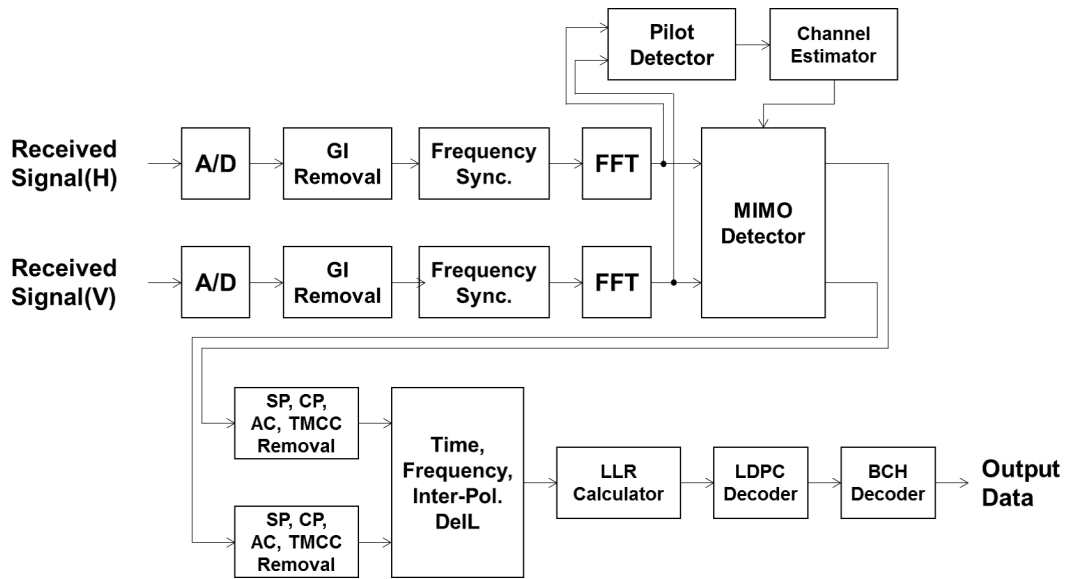


図 5.1: 受信機のブロック構成

5.3 偏波 MIMO 伝送の信号モデル

次に偏波 MIMO の信号モデルについて説明する．なお以降では，信号は全て等価低域系とし複素包絡線で表す．まず，送信アンテナ素子数 N_t , 受信アンテナ素子数 N_r はいずれも 2 とする． l ($l = 0, 1$) 番目の受信アンテナにおける OFDM 信号のうち，あるサブキャリアにおける送信信号，受信信号を $x_l(i), y_l(i)$ と表す．ただし， i は OFDM のシンボルを示す整数である．なお，以降では OFDM シンボル内のチャネルの時間変化は無視できると仮定し， i の表記を省略する．偏波 MIMO の送信信号を $\mathbf{x} = [x_0, x_1]^T$ ，受信信号を $\mathbf{y} = [y_0, y_1]^T$ ，チャネルの周波数応答を要素とするチャネル行列を \mathbf{H} ，雑音を $\mathbf{n} = [n_0, n_1]^T$ とすると

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \\ &= \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ h_{10} & h_{11} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.1)$$

と表すことができる．なお， T は転置であり， $l = 0, 1$ はそれぞれ，H 偏波，V 偏波の信号に対応する．簡単のため，信号電力は集合平均を $E[\cdot]$ として $E[|x_l|^2] = 1$ とする．また，各受信アンテナの受信増幅器は同一の特性を有すると仮定するため，雑音電力は H 偏波, V 偏波によらず一定とし，平均雑音電力 $\sigma^2 = E[|n_l|^2]$ と表す．加えて，雑音は互いに統計的独立なので， \mathbf{n} の自己相関行列は $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma^2\mathbf{I}$ となる．ただし， H は複素共役転置を表し， \mathbf{I} は 2×2 の単位行列である．

5.4 従来の LLR 算出法

本稿では、MIMO 信号検出後に LDPC 符号の軟判定復号を想定しており、LDPC 復号器への入力はいずれのビットの LLR である。変調多値数 2^M の変調信号における q 番目 ($0 \leq q \leq M-1$) のビットに着目して、各種 MIMO 信号検出に基づく従来の LLR の算出方法を述べる。

5.4.1 ZF

式 (5.1) の両辺に Moore-Penrose 一般化逆行列 $\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ を乗算し

$$\mathbf{H}^+ \mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{H}^+ \mathbf{n} \quad (5.2)$$

を得る。右辺第二項の雑音項が比較的小さいならば、左辺を硬判定（量子化）すれば送信信号 \mathbf{x} を検出できる。本稿では、左辺によって得られる ZF 復調後の受信信号点と平均雑音電力を用いて、LLR を算出する。上記の雑音の自己相関行列は、 $E[\mathbf{nn}^H] = \sigma^2 \mathbf{I}$ であるから

$$\begin{aligned} E[(\mathbf{H}^+ \mathbf{n})(\mathbf{H}^+ \mathbf{n})^H] &= E[\mathbf{H}^+ \mathbf{nn}^H \mathbf{H}^{+H}] \\ &= \mathbf{H}^+ E[\mathbf{nn}^H] \mathbf{H}^{+H} \\ &= \sigma^2 \mathbf{H}^+ \mathbf{H}^{+H} \end{aligned} \quad (5.3)$$

と表される。 l 番目の受信アンテナにおいて、式 (5.2) の右辺第二項の平均雑音電力 $\sigma_{l,z}^2$ は、式 (5.3) の (l, l) 成分である。 \mathbf{H}^+ の (u, v) 成分を w_{uv} として

$$\sigma_{l,z}^2 = \begin{cases} (|w_{00}|^2 + |w_{01}|^2) \sigma^2 & (l = 0) \\ (|w_{10}|^2 + |w_{11}|^2) \sigma^2 & (l = 1) \end{cases} \quad (5.4)$$

と表される。次に、 $\mathbf{H}^+ \mathbf{y} = [\tilde{y}_0, \tilde{y}_1]^T$ と定めると、 \tilde{y}_l は平均値が送信信号の Gauss 分布となる。 l 番目アンテナにおける 2^M 個の送信信号点に対するインデックスを k ($0 \leq k \leq 2^M - 1$) として送信信号点候補を x_k 、 q ビット目が $b = 0, 1$ である送信信号インデックスの集合を $\tilde{S}_{b,l}^q$ 、 q ビット目の LLR を $\lambda_{q,l}$ として

$$\lambda_{q,l} = \ln \frac{\sum_{k \in \tilde{S}_{0,l}^q} \exp(-|\tilde{y}_l - x_k|^2 / \sigma_{l,z}^2)}{\sum_{k \in \tilde{S}_{1,l}^q} \exp(-|\tilde{y}_l - x_k|^2 / \sigma_{l,z}^2)} \quad (5.5)$$

と表される。なお、 $\mathbf{H}^+ \mathbf{n}$ の要素である雑音成分間に相関が生じるが、この相関は無視した。また、受信機内における LLR のダイナミックレンジは有限であるため、閾値（LLR クリップ値）を λ_c とする。以降の手法も同様とする。

5.4.2 MMSE

式 (5.1) の両辺に $\mathbf{W} = \mathbf{P}\mathbf{H}^H$ を乗算し送信信号 \mathbf{x} を推定する. ただし, $\mathbf{P} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}$ と定める. 乗算結果と送信信号の残差成分 (雑音を含む) を $\mathbf{z} = [z_0, z_1]^T$ として

$$\begin{aligned}\mathbf{x} + \mathbf{z} &= \mathbf{W}\mathbf{y} \\ \Leftrightarrow \mathbf{z} &= (\mathbf{W}\mathbf{H} - \mathbf{I})\mathbf{x} + \mathbf{W}\mathbf{n} \\ &= -\sigma^2\mathbf{P}\mathbf{x} + \mathbf{P}\mathbf{H}^H\mathbf{n}\end{aligned}\quad (5.6)$$

と表される. また, $\mathbf{P}^H = \mathbf{P}$ であり

$$\begin{aligned}E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H] &= \sigma^4\mathbf{P}E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{H}^HE[\mathbf{n}\mathbf{n}^H]\mathbf{H}\mathbf{P} \\ &= \sigma^4\mathbf{P}^2 + \sigma^2\mathbf{P}(\mathbf{P}^{-1} - \sigma^2\mathbf{I})\mathbf{P} \\ &= \sigma^2\mathbf{P}\end{aligned}\quad (5.7)$$

となる. ただし, $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{I}$ を用いた. l 番目の受信アンテナにおける, \mathbf{W} 乗算後の誤差信号の平均電力 $\sigma_{l,m}^2$ は, 式 (5.7) の (l, l) 成分であるから

$$\sigma_{l,m}^2 = \sigma^2 p_{ll} \quad (5.8)$$

ただし p_{ll} は行列 \mathbf{P} の (l, l) 成分である. $\mathbf{W}\mathbf{y} = [\hat{y}_0, \hat{y}_1]^T$ と定め, \hat{y}_l は平均値が送信信号の Gauss 分布と仮定する. l 番目受信アンテナにおける \hat{y}_l に基づく q ビット目の LLR $\lambda_{q,l}$ は, 式 (5.5) と同様に

$$\lambda_{q,l} = \ln \frac{\sum_{k \in \tilde{S}_{0,l}^q} \exp\left(-|\hat{y}_l - x_k|^2 / \sigma_{l,m}^2\right)}{\sum_{k \in \tilde{S}_{1,l}^q} \exp\left(-|\hat{y}_l - x_k|^2 / \sigma_{l,m}^2\right)} \quad (5.9)$$

と表される. なお, \mathbf{z} の要素間の相関は無視した.

5.4.3 MLD

MLD は最適信号検出であるが, 演算量が膨大になるという問題がある. 以下ではこれを説明する. まず, ZF や MMSE と異なり, MLD は二乗ノルム $\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2$ が最小となる送信信号の候補点 $\hat{\mathbf{x}}$ を全探索する. $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_0, \hat{x}_1]^T$ を同時に推定するため, サブキャリア変調方式の変調多値数を 2^M とした時, 送信信号の候補数は 2^{2M} となり, 演算量が膨大になる. LLR 算出は, 送信信号候補 $\mathbf{x}_{k'}$ が与えられたときの受信信号 \mathbf{y} の確率密度関数を ZF, MMSE と同様に Gauss 分布で表す. 送信信号は 2^{2M} 通りの組み合わせがあり, 送信信号候補のインデック

ス を $k' (0 \leq k' \leq 2^{2M} - 1)$ とおく. l 番目アンテナ, q ビット目が b である送信信号候補のインデックスの集合を $S_{b,l}^q$ とすると, q ビット目の LLR $\lambda_{q,l}$ は

$$\lambda_{q,l} = \ln \frac{\sum_{k' \in S_{0,l}^q} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_{k'}\|^2/\sigma^2)}{\sum_{k' \in S_{1,l}^q} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_{k'}\|^2/\sigma^2)} \quad (5.10)$$

と表される.

5.4.4 QRM-MLD

MLD では, M が大きくなると送信信号の候補数が指数関数的に増加するので, 演算量の削減が課題となる. そこで, チャンネル行列 \mathbf{H} を QR 分解し, 階層型推定問題に変換する. 2×2 ユニタリ行列 \mathbf{Q} と上三角行列 \mathbf{R} を用いてチャンネル行列を $\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ と表す. 式 (5.1) より

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ h_{10} & h_{11} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{Q} \begin{bmatrix} r_{00} & r_{01} \\ 0 & r_{11} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.11)$$

式 (5.11) の両辺に \mathbf{Q}^H を乗算し

$$\mathbf{Q}^H \mathbf{y} = \begin{bmatrix} r_{00} & r_{01} \\ 0 & r_{11} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n} \quad (5.12)$$

を得る. ここで $\mathbf{y}' = \mathbf{Q}^H \mathbf{y} = [y'_0, y'_1]^T$, $\mathbf{n}' = \mathbf{Q}^H \mathbf{n}$ とおく. QR 分解の場合は $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$ を満足するユニタリ行列 \mathbf{Q}^H を乗算するため雑音強調が発生せず, $\|\mathbf{n}\|^2 = \|\mathbf{n}'\|^2$ である. また, r_{00}, r_{11} は正数に設定することが可能で, ここでは正数になるよう \mathbf{Q} を求める. さらに, $r_{11} \geq r_{00}$ となるように送受信信号の入れ替えを行う. まず, 第一段階として式 (5.12) の第 2(1) 要素

$$y'_1 = r_{11}x_1 + n'_1 \quad (5.13)$$

に着目し, 二乗誤差 $D_1 = |y'_1 - r_{11}\hat{x}_1|^2$ が小さい順に上位 s 番目までの候補点 $\hat{x}_1^{(t)}$ ($0 \leq t < s$) を探索する. 次に第二段階として探索した結果を式 (5.12) の第 1(0) 要素に代入し

$$y'_0 = r_{00}x_0 + r_{01}\hat{x}_1^{(t)} + n'_0 \quad (5.14)$$

を得る. 式 (5.13),(5.14) の二乗誤差の和

$$\begin{aligned} D &= |y'_1 - r_{11}\hat{x}_1|^2 + |y'_0 - (r_{00}\hat{x}_0 + r_{01}\hat{x}_1)|^2 \\ &= D_0 + D_1 \end{aligned} \quad (5.15)$$

を計算するために取り得る送信信号の組み合わせは、 $s2^M$ 通りとなり、MLD に比べ受信性能の劣化を抑えつつ計算量削減が可能である。LLR 算出は、候補点削減後において q ビット目が b である送信信号候補のインデックスの集合を $S'_{b,l}$ として、式 (5.10) と同様に

$$\lambda_{q,l} = \ln \frac{\sum_{k' \in S'_{0,l}} \exp(-\|\mathbf{y}' - \mathbf{R}\mathbf{x}_{k'}\|^2/\sigma^2)}{\sum_{k' \in S'_{1,l}} \exp(-\|\mathbf{y}' - \mathbf{R}\mathbf{x}_{k'}\|^2/\sigma^2)} \quad (5.16)$$

と表される。

5.5 提案の LLR 算出法

5.5.1 MIMO 検出法

5.4.4 で述べた従来の QRM-MLD は、チャネル応答が悪条件（ブランチ間の相関が高く、 $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ の最小固有値が最大固有値に比べて非常に小さい状態）の場合に、生き残りパス数 s を十分大きく設定することで、ZF や MMSE 等の線形受信に比べて大幅に受信性能の劣化を抑えられる。しかしながら s はサブキャリアによらず一定値に設定するため、チャネル応答の条件が良いサブキャリアでは、冗長な計算を多く含むことになる。そこで、OFDM のサブキャリア毎にチャネルの状態（条件数）に応じて s を最適化する手法を提案する。提案の MIMO 検出法によって、受信性能の劣化を抑えつつ更なる計算量削減が期待できる。OFDM のサブキャリアのインデックスを n 、 n 番目のサブキャリアにおける \mathbf{H} を \mathbf{H}_n と表し、 $\mathbf{H}_n^H\mathbf{H}_n$ の固有値を値の大きい順に $\zeta_{0,n}, \zeta_{1,n}$ ($\zeta_{0,n} \geq \zeta_{1,n}$) とすると、条件数 κ_n は

$$\kappa_n = \sqrt{\frac{\zeta_{0,n}}{\zeta_{1,n}}} \quad (5.17)$$

と表される。提案の MIMO 信号検出法では、 n 番目サブキャリアの s を s_n とすると、 s_n を

$$s_n = \begin{cases} \lfloor 2^M \log \kappa_n / \log \kappa_{\max} \rfloor & \kappa_n < \kappa_{\max} \\ 2^M & \kappa_n \geq \kappa_{\max} \end{cases} \quad (5.18)$$

と制御する。ただし、 $\lfloor x \rfloor$ は x を越えない最大整数を表し、 κ_{\max} は想定する条件数の最大値であり、予め設定する。条件数を dB 表記とし、式 (5.18) を図 5.2 に示す。計算量削減を目的とした提案であるが、条件数を算出するための計算が必要となる。本稿では固定受信を扱い、チャネル応答に時間変動のない準静的な伝搬環境を想定している。そのため、OFDM シンボル毎ではなく、十分長い時間間隔で条件数を算出する。

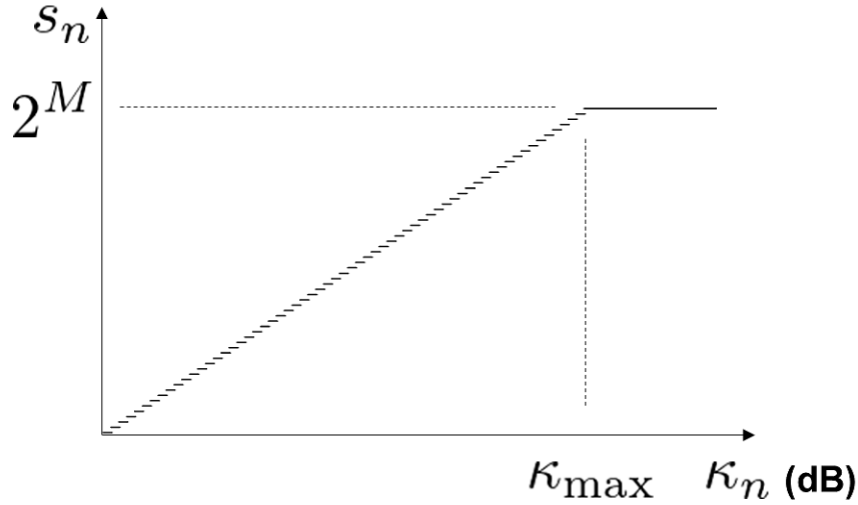


図 5.2: 提案の MIMO 信号検出法における s_n の設定

5.5.2 LLR 算出の低演算量化

QRM-MLD の式 (5.13) において，二乗誤差が小さい順に候補点 \hat{x}_1 を求めるためには， 2^M 個の候補点全てについて二乗誤差を算出する必要がある．式 (5.14) も同様である．この演算量を削減するために，LLR に実質的に寄与しない送信信号候補は，二乗誤差の計算から除外する．具体的には，受信信号 \mathbf{y}' を中心とした半径 C の円を描き，その内部の候補点だけ二乗誤差を計算するアルゴリズム (SD: Sphere Decoding) を適用する．すなわち式 (5.15) より

$$D_0 + D_1 \leq C^2 \quad (5.19)$$

を満たす $\hat{\mathbf{x}}$ の二乗誤差のみを計算する．本稿では，受信信号，送信信号候補点の実部と虚部を分けず，複素数として扱う手法 (Complex SD) [17] を用いる．まず極座標を導入し，複素数 z の振幅 $R_z = |z|$ ，位相 $\theta_z = \arg(z)$ とする．式 (5.19) が成立するためには，当然 $D_1 \leq C^2$ が成立しなければならない． D_1 は余弦定理より

$$\begin{aligned} D_1 &= R_{y'_1}^2 + r_{11}^2 R_{\hat{x}_1}^2 - 2R_{y'_1} r_{11} R_{\hat{x}_1} \cos(\theta_{y'_1} - \theta_{\hat{x}_1}) \leq C^2 \\ \Leftrightarrow \cos(\theta_{y'_1} - \theta_{\hat{x}_1}) &\geq \frac{1}{2R_{y'_1} r_{11} R_{\hat{x}_1}} (R_{y'_1}^2 + r_{11}^2 R_{\hat{x}_1}^2 - C^2) = \eta \end{aligned} \quad (5.20)$$

である．ここで， r_{11} は正数であることを用いた． $\eta > 1$ の場合，半径 C の円内に候補点は存在しない． $\eta < -1$ の場合，半径 C の円内に振幅 $R_{\hat{x}_1}$ を持つ全ての送信信号候補が含まれる．

$-1 \leq \eta \leq 1$ の場合, 式 (5.20) より

$$\begin{aligned} |\theta_{y'_1} - \theta_{\hat{x}_1}| &\leq \cos^{-1} \eta \\ \Leftrightarrow \theta_{y'_1} - \cos^{-1} \eta &\leq \theta_{\hat{x}_1} \leq \theta_{y'_1} + \cos^{-1} \eta \end{aligned} \quad (5.21)$$

を満たす \hat{x}_1 が候補点である. 次に, 探索した候補点 $\hat{x}_1^{(m)}$ ($0 \leq m < s$) を用いて式 (5.15), (5.19) より

$$D_0 = |y'_0 - (r_{00}\hat{x}_0 + r_{01}\hat{x}_1^{(m)})|^2 \leq C^2 - D_1 \quad (5.22)$$

を満たす \hat{x}_0 を式 (5.20) と (5.21) と同様に探索する. このようにして, 受信信号を中心として半径 C の円内に含まれる送信信号の候補に対してのみ二乗誤差を算出することで, 全探索に比べ計算量を削減できる. 本手法は, 式 (5.20) と (5.21) を満たす候補点が s 個となるよう半径 C を設定する必要がある. そこで, 以下の手順にしたがって半径 C を設定する.

1. 式 (5.13) より, $x_1 = (y'_1 - n'_1)/r_{11} \simeq y'_1/r_{11}$ の最近傍点を選択する. 送信信号のコンスタレーションは予め分かっているため, 単純な場合分けによって選択可能である.
2. 選択した最近傍点に対し, 自身以外の信号点が $s_n - 1$ 個含まれるよう初期半径 C'_s を決定する. これも信号点配置が予めわかっているため, 各信号点に対する C'_s はテーブルなどに記憶しておけばよく, その都度計算する必要はない.
3. $C_0 = r_{11}C'_s$ を初期値とする. 最近傍点を選択していることにより, 半径 C の円内に含まれる候補点が s_n 個に達しない場合は, C'_s を拡大し再度探索する. 本稿ではこの更新を $C'_s \leftarrow C'_s + 0.01$ とする.

受信信号 \mathbf{y}' と送信信号 $\mathbf{x}_{k'}$ の二乗誤差 $\Delta_{k'} = \|\mathbf{y}' - \mathbf{R}\mathbf{x}_{k'}\|^2$ として, $\Delta_{k'}$ を値が小さい順に並べ, 送信信号候補の q ビット目が $b = 0, 1$ である送信信号候補の内, m 番目の二乗誤差を $\Delta_{k',m}^{(b)}$ と表記する. 上位 X 番目までを用いると式 (5.16) は

$$\lambda_{q,l} \simeq \ln \frac{\sum_{m=0}^{X-1} \exp\left(-\Delta_{k',m}^{(0)}/\sigma^2\right)}{\sum_{m=0}^{X-1} \exp\left(-\Delta_{k',m}^{(1)}/\sigma^2\right)} \quad (5.23)$$

と近似される. 2 乗誤差が大きいものは実質寄与しないため, LLR 算出に係る計算量を効率的に削減できる. $X = 1$ とすれば最近傍点のみを候補点として用いる MaxLogMAP であり, 全候補点を用いれば LogMAP と等価である. さらに, LLR 算出は最近傍点における寄与が最も大きく, MaxLogMAP の場合, $|\lambda_{q,l}| = |\Delta_{k',0}^{(0)} - \Delta_{k',0}^{(1)}|$ と近似できることから

$$\left| \Delta_{k',0}^{(0)} - \Delta_{k',0}^{(1)} \right| > \lambda_c \sigma^2 \quad (5.24)$$

を満たす場合は, 式 (5.16) の計算自体を省略し

$$\lambda_{q,l} = \text{sgn}\left(\Delta_{k',0}^{(0)} - \Delta_{k',0}^{(1)}\right) \lambda_c \quad (5.25)$$

とする。ただし、 $\text{sgn}(\cdot)$ は引数の符号を与える関数である。式 (5.24) を満足する場合、LLR をクリップ値 $\pm\lambda_c$ に置き換える。

5.6 伝送シミュレーション

5.6.1 MIMO チャンネル

本稿は固定受信を想定し、MIMO 伝送路は時間変動のない静的なチャンネルとする。チャンネル行列は、ブラジル・リオデジャネイロ市内で実施した野外実験のデータを用いる。リオデジャネイロは起伏の大きい地形を有する大都市で、高層ビルが多数乱立している。本稿で使用する MIMO チャンネルは、いずれも強電界地域のため現行 ISDB-T で受信実態があるが、高層ビルの谷間などの見通し外環境やマルチパス環境など受信状態の悪い地点において取得したものである。4つの受信点 (A,B,C,D) における MIMO チャンネルを図 5.3~5.6 に示す。受信点 A,B,C はサブキャリアによって大きな電力差が生じており、地上放送で受信特性が劣化する典型的な伝搬環境（希望波電力とマルチパス電力の差が小さい低 DUR (Desire to Undesire Ratio) マルチパス環境）である。一方、受信点 D は高層ビルの谷間で測定された MIMO チャンネル応答で、主偏波成分 (h_{00}, h_{11}) に比べ交差偏波成分 (h_{01}, h_{10}) の電力が大きく、帯域内で全体的に交差偏波識別度が低い受信環境であることが分かる。リオデジャネイロの野外実験で最も受信特性が劣化した伝搬環境であった。本稿では、伝搬特性を式 (5.17) の条件数で評価し、上記 4つの受信点における各サブキャリア周波数の条件数を図 5.7 に示す。受信点 D は、他の受信点に比べ条件数が全体的に高く、より劣悪な伝搬条件 (ill-condition) である。また、受信点 B は一部のサブキャリアの条件数が著しく高い伝搬環境である。

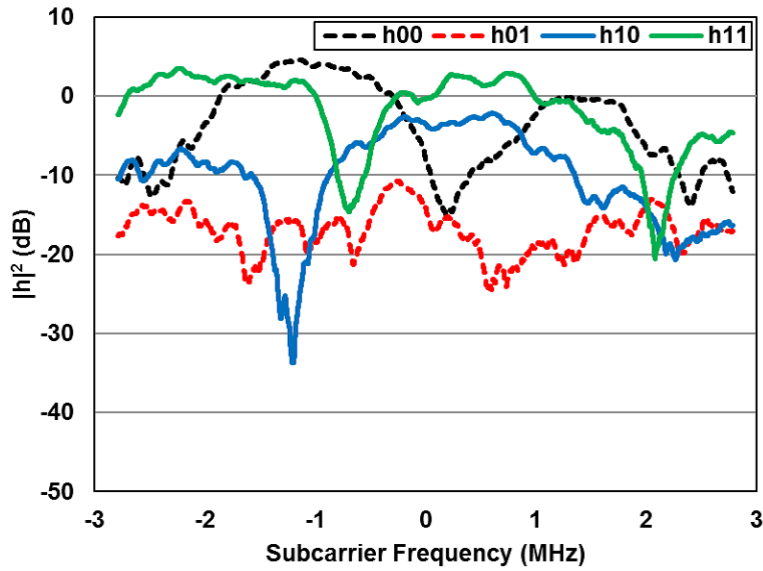


図 5.3: 受信点 A の MIMO チャネル

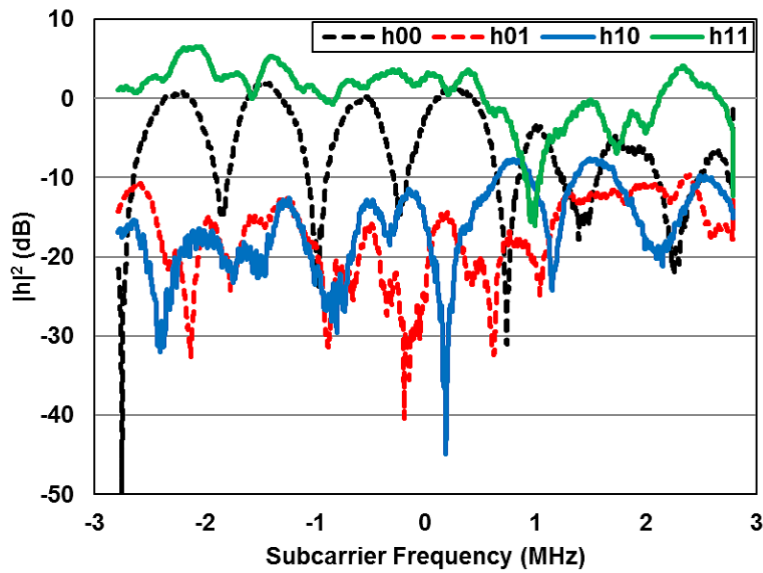


図 5.4: 受信点 B の MIMO チャネル

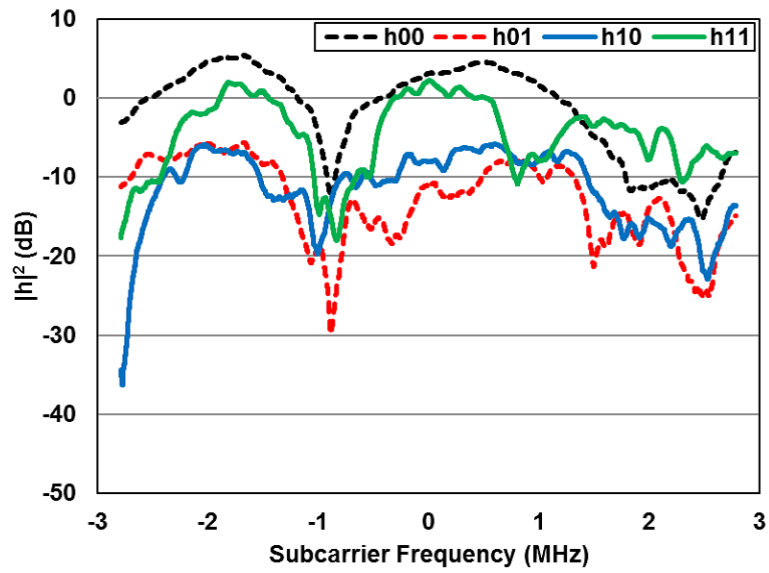


図 5.5: 受信点 C の MIMO チャンネル

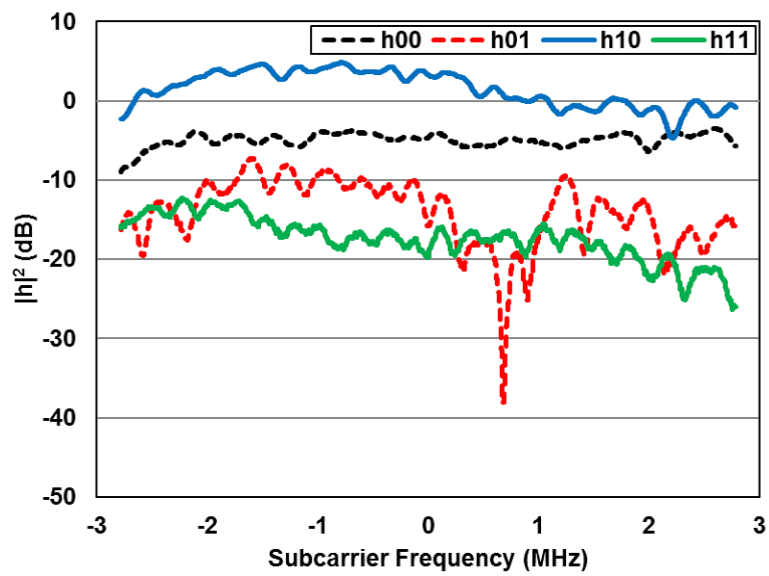


図 5.6: 受信点 D の MIMO チャンネル

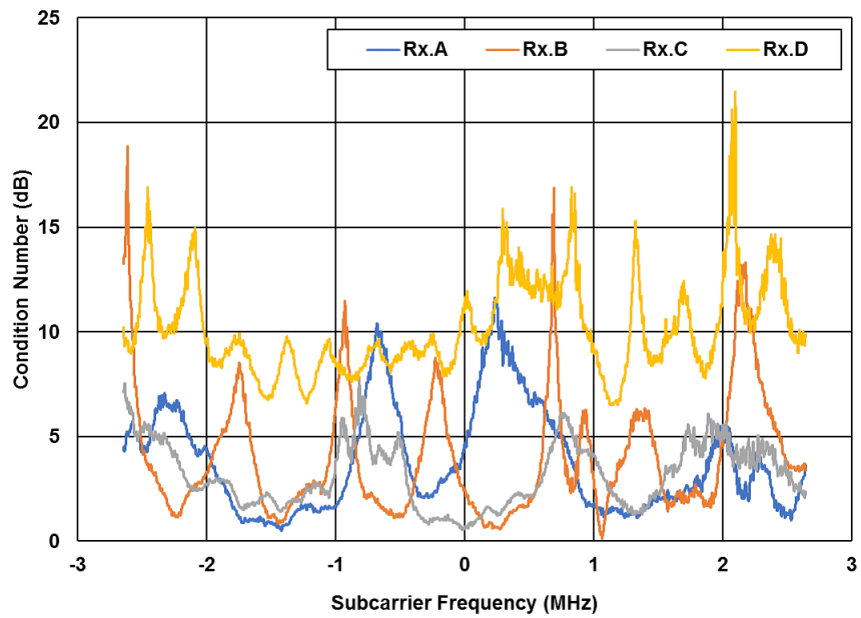


図 5.7: 各受信点のサブキャリア毎の条件数

5.6.2 計算機シミュレーションの手法及び諸元

計算機シミュレーションのブロック構成を図 5.8 に示す．絶対同期検波とし，周波数オフセットの無い理想的な条件を仮定する．評価パラメータである受信システム全体の搬送波電力対雑音電力比 (CNR: Carrier to Noise Ratio) γ は， l 番目受信アンテナ素子の受信電力，CNR をそれぞれ $P_l, \gamma_l = P_l/\sigma^2$ として

$$\gamma = \frac{P_0 + P_1}{2\sigma^2} = \frac{1}{2}(\gamma_0 + \gamma_1) \quad (5.26)$$

と定める．また，シミュレーション諸元を表 5.1 に示す．実際に野外実験で測定した MIMO チャンネルを用いるため，OFDM サブキャリア数などの基本パラメータは野外実験に合わせた．LDPC 符号復号後の BER(Bit Error Rate) $< 1.0 \times 10^{-7}$ で BCH 符号によりエラーフリーを擬似的に達成できると仮定し，BER = 1.0×10^{-7} となる CNR を所要 CNR と定義する [18]．平均雑音電力 σ^2 の推定，すなわち受信信号の CNR 推定方法としては様々な手法が提案されており [19]，本稿では DBPSK 変調された TMCC, AC を用いて

$$\sigma^2 = \frac{1}{N_X} \sum_{n \in S} \min_{\mathbf{x}_n \in S_X} (|\mathbf{y} - \mathbf{H}_n \mathbf{x}_n|^2) \quad (5.27)$$

と推定する．ただし， $S, N_X, S_X = \{(g, 0), (-g, 0)\}$ はそれぞれ，1OFDM シンボルあたりの TMCC 信号又は AC 信号のサブキャリア・インデックスの集合，1OFDM シンボルあたりの TMCC 信号又は AC 信号のサブキャリア数，並びに送信信号の集合 (g : ブースト比) である．また，データの信号検出や式 (5.27) の雑音電力推定で用いる MIMO チャンネル \mathbf{H} は，SP 信号を用いて推定する．具体的には周波数軸上の SP 信号を逆変調し，IFFT を行い時間領域のインパルス応答を求める．その後，遅延時間が GI 長を超える成分は除去し，即ち折り返し成分を除去して FFT により最終的に周波数応答を推定する．

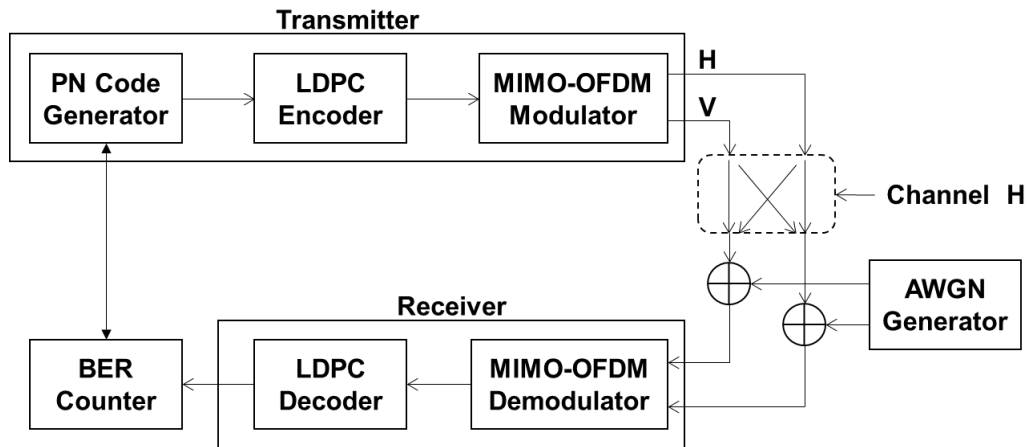


図 5.8: 計算機シミュレーションのブロック構成

表 5.1: シミュレーション諸元

FFT size	32,768
アクティブ・サブキャリア数	22,465
GI 比 (GI 長)	1/32 (126 μ s)
キャリア変調方式	64QAM($M = 6$)
LDPC 符号長	64,800
LDPC 符号化率	3/4
復号アルゴリズム	Sum-Product 復号法
繰り返し復号回数	50
観測ビット数	10^8
LLR クリップ値 [20]	12.2

5.6.3 計算機シミュレーション結果

MIMO 信号検出アルゴリズムの特性比較

各受信点のチャネル応答を用いた MIMO 信号検出の平均 BER 特性を比較する。図 5.9～5.12 に、ZF, MMSE, MLD, QRM-MLD, 並びに提案手法の平均 BER 特性を示す。まず、MLD, QRM-MLD, 5.5.1 節の提案手法はいずれも、LLR の算出において 5.5.2 節に示す演算量削減を行わず、式 (5.10),(5.16) に基づき LLR を計算する。なお、QRM-MLD の s 及び提案手法の κ_{\max} は、平均 BER $< 1.0 \times 10^{-7}$ を満足する平均 CNR が、最適信号検出である MLD に較べて 0.1 dB 以下の劣化に収まるように設定する。各受信点における s_n の帯域内平均値 \bar{s} と、各サブキャリアで平均化した κ_{\max} の値を表 5.2 に示す。また、QRM-MLD 及び提案手法に着目し、受信点毎の s 並びに s_n に対する MLD からの所要 CNR 劣化量を図 5.13 に示す。

図 5.9～5.12 から、MLD が一番平均 BER 特性が優れ、次いで QRM-MLD 及び提案手法、MMSE, ZF の順であることが分かる。これらは一般的に知られている特性であり、本稿で示した計算機シミュレーション結果の妥当性を裏付けるものである。また、受信点によっても優劣差にばらつきがあり、全体として伝搬環境が悪いほど所要 CNR が大きくなり、MLD に対する劣化も大きくなることが分かる。図 5.7 で明らかなように最も受信環境が悪い受信点 D では、図 5.12 に示すように MLD と MMSE, ZF との所要 CNR 差が 4 dB 以上あり、帯域内の多くのサブキャリア周波数において ill-condition となるためと考えられる。

従来の QRM-MLD と MLD の所要 CNR 差が 0.1 dB 以内となる s 値は、図 5.13 より受信点 A,B,C,D でそれぞれ 12,36,16,44 であった。受信点 D では伝搬環境が悪く、条件数の帯域内平均値が高くなり、 s も高くなる傾向にある。受信点 B は、帯域内平均値は小さいものの最大値が大きく、特定のサブキャリアにおける著しい劣化により s が大きくなっている。受信点 B,D では、提案手法によって、所要 CNR の劣化を抑えつつ s の帯域内平均値 \bar{s} が従来の QRM-MLD に比べ小さくなっている。一方、受信点 A,C では、図 5.7 で明らかなように受信点 B,D に比べ全体的に条件数が低く、ほとんどのサブキャリアで 10 dB 以下であることが分かる。このような場合、元々の s も大きくならないため、提案手法を用いても、 s と \bar{s} との差はわずかになると考えられる。

表 5.2: 信号候補数の帯域内平均値 \bar{s} と条件数の最大値 κ_{\max}

受信点	\bar{s}	$\kappa_{\max}(\text{dB})$
A	11.46	20.0
B	16.33	17.5
C	12.82	25.0
D	20.82	30.0

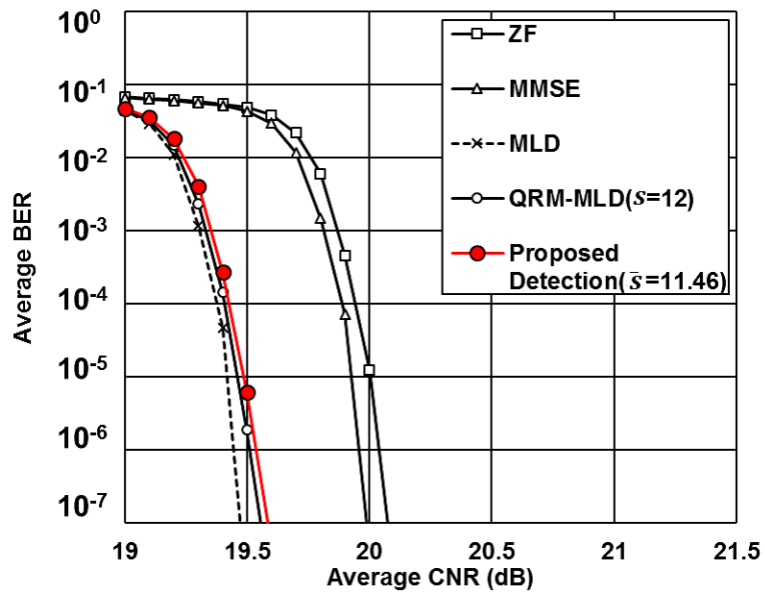


図 5.9: 受信点 A の平均 BER 特性

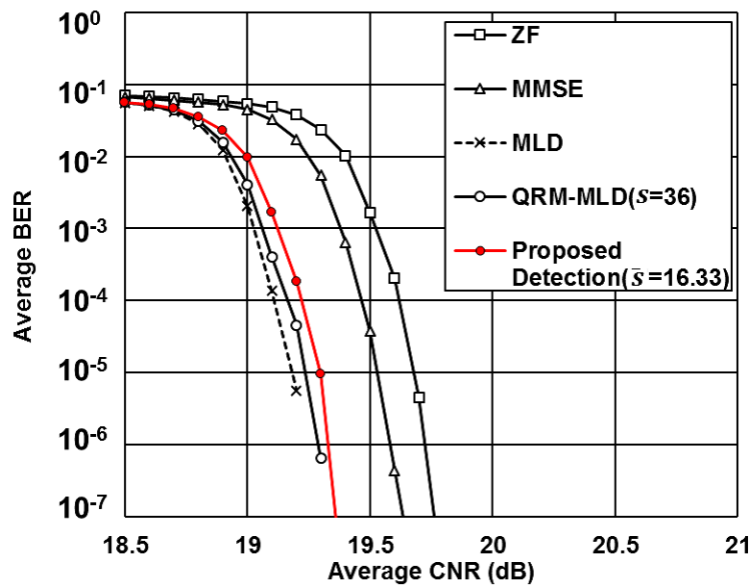


図 5.10: 受信点 B の平均 BER 特性

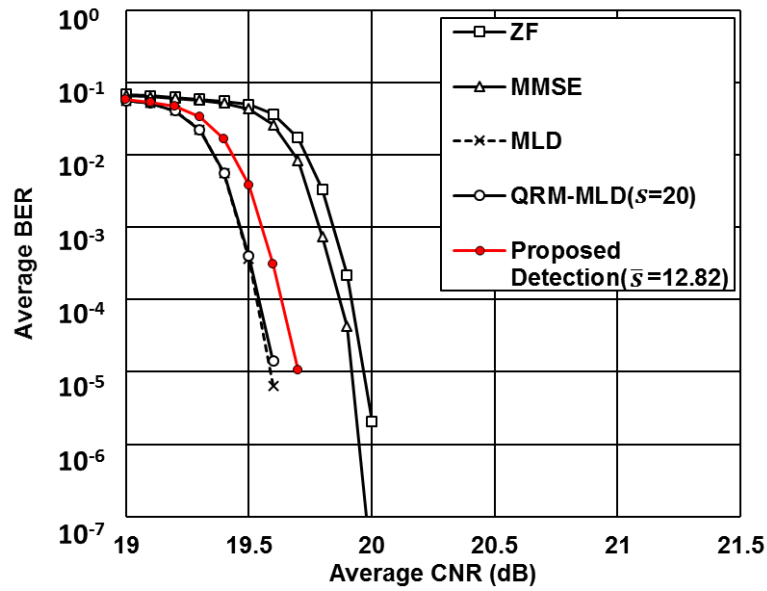


図 5.11: 受信点 C の平均 BER 特性

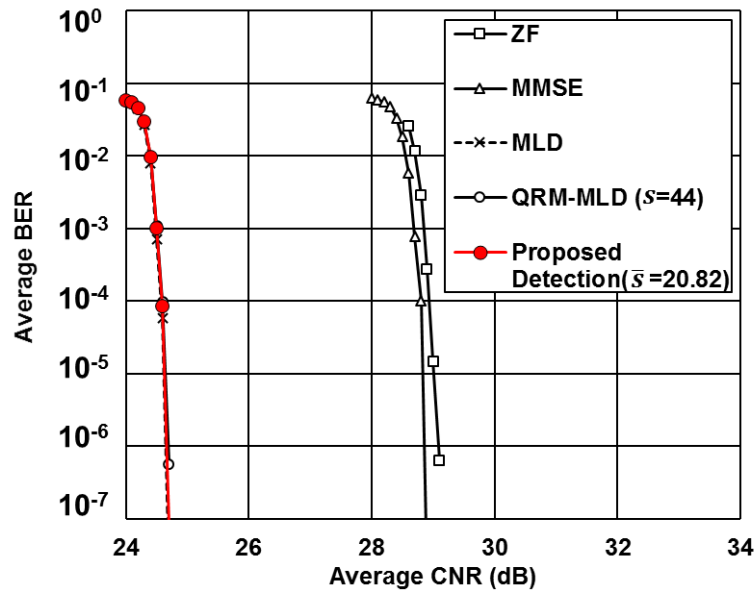
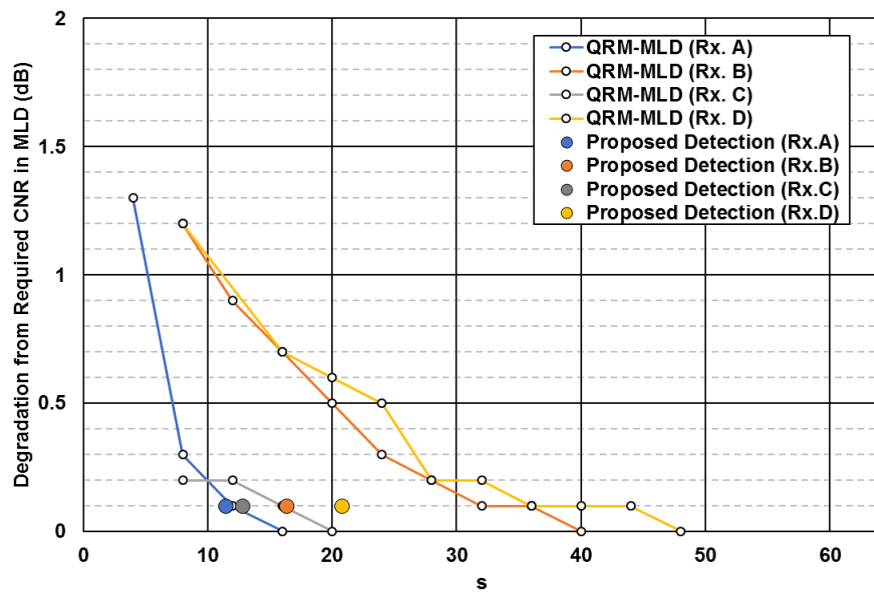


図 5.12: 受信点 D の平均 BER 特性

図 5.13: QRM-MLD の s 対所要 CNR 劣化量と提案手法の比較

計算量削減手法の検証

提案手法に対して 5.5.2 節に示す Complex SD により LLR の演算量を削減し、前節と同様のシミュレーションを行った。その結果を図 5.14~5.17 に示す。ただし、信号候補数 X は、 $X = 1, 2, 4, 6$ とした。なお $X = 1$ で、MAXLogMAP と等価となる。いずれの受信点も、想定した候補点を全て用いる LogMAP の平均 BER 特性が良く、次いで $X = 6, 4, 2, 1$ の順に平均 BER 特性が良いことが分かる。 X の値が小さいほど計算量を抑えることができ、 $X = 4$ で LogMAP からの所要 CNR の劣化は 0.1 dB 以内に抑えられる。提案手法と提案手法 + Complex SD の所要 CNR 差は、いずれも 0.05~0.1 dB 程度に抑えられていることが分かる。さらに、各受信点において式 (5.24), (5.25) を適用した場合としない場合の BER 特性を図 5.18~5.21 に示す。図 5.18~5.21 に示すシミュレーション結果は、いずれの受信点でも BER 特性に 0.1 dB 以上の有意な差は見られないことから、本稿で扱う MIMO チャネルにおいて式 (5.24), (5.25) に示す手法の有効性を確認した。また、各受信点において LLR が $\pm\lambda_c$ となる割合を調べた。伝送シミュレーション中の LLR が $\pm\lambda_c$ となる割合は厳密に一定ではないため、CNR を所要 CNR に固定して、伝送された符号の相加平均を取った。結果を表 5.3 に示す。受信点によって割合は異なるが、1 符号中およそ 40~47 % のビットにおいて、LLR は式 (5.25) により計算を省略可能であることが分かる。

次に、これらの手法によって削減される計算量について、送信信号候補の 2 乗誤差の計算回数を評価パラメータとして考察する。5.4.4 節で述べたとおり、MLD では 2^{2M} 回、QRM-MLD では第一段階で s 回、第二段階では第一段階の 1 候補点に対して 2^M 回、合計 $s2^M$ 回の計算が必要である。MLD, QRM-MLD(s 一定), 提案手法, 提案手法 + Complex SD ($X = 4$) での各サブキャリアにおける計算回数を図 5.22~5.25 に示す。いずれの受信点も、提案手法 + Complex SD によって、大幅に計算回数を削減できることが分かる。この場合の、各受信点における計算回数の帯域内平均値を表 5.4 に示す。所要 CNR が 0.05~0.1 dB のわずかな劣化で抑えられているのに対し、提案の MIMO 検出法 + Complex SD によって、MLD に比べて約 83~95 % の削減、QRM-MLD(s 一定) に比べて約 60~84 % の削減ができる。また、提案手法と提案手法 + Complex SD とを比較し、Complex SD によって約 38~58 % の削減が可能であることが分かる。

5.5.2 節で示した Complex SD 半径 C の設定について考察する。一例として、受信点 D, サブキャリア番号 0~100 の初期値 C_0 (before), 円内に s 個が入るよう調整後の設定値 C (after) の比較を図 5.26 に示す。初期値に比べ設定値がわずかに大きいものの、大きく外れるサブキャリアはなく効率よく候補点探索が可能である。初期値 C_0 と設定値 C の差分の帯域内平均値 $E[C - C_0]$ を表 5.5 に示す。本稿で用いた受信点では、0.07 未満の誤差で半径 C の初期設定が可能であった。

表 5.3: $|\lambda_c|$ の含まれる割合

受信点	割合 (%)
A	39.9
B	42.2
C	44.6
D	47.5

表 5.4: 二乗誤差計算回数の帯域内平均

受信点	MLD	QRM-MLD (s 一定)	提案手法	提案手法 +Complex SD
A	4096	780	745.41	314.88
B	4096	2340	904.27	560.46
C	4096	1300	486.99	214.07
D	4096	2860	1353.86	687.87

表 5.5: 半径の設定誤差

受信点	$E[C - C_0]$
A	0.026
B	0.036
C	0.014
D	0.065

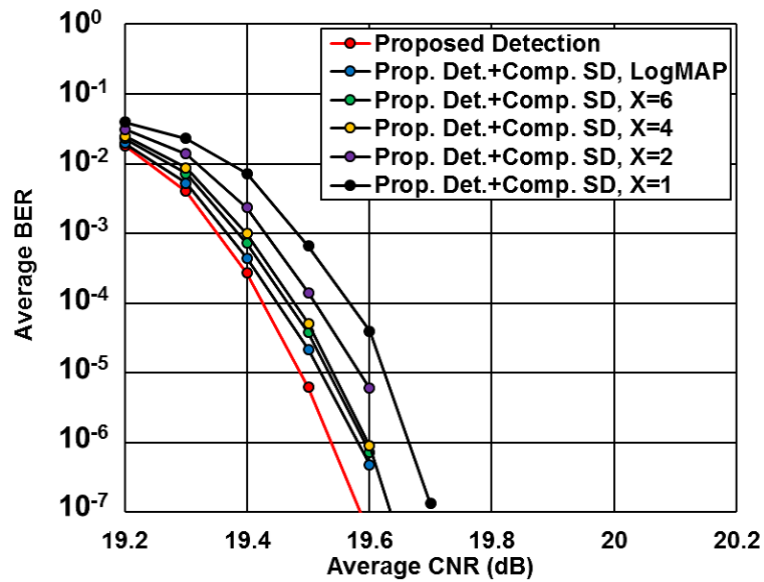


図 5.14: 受信点 A の平均 BER 特性

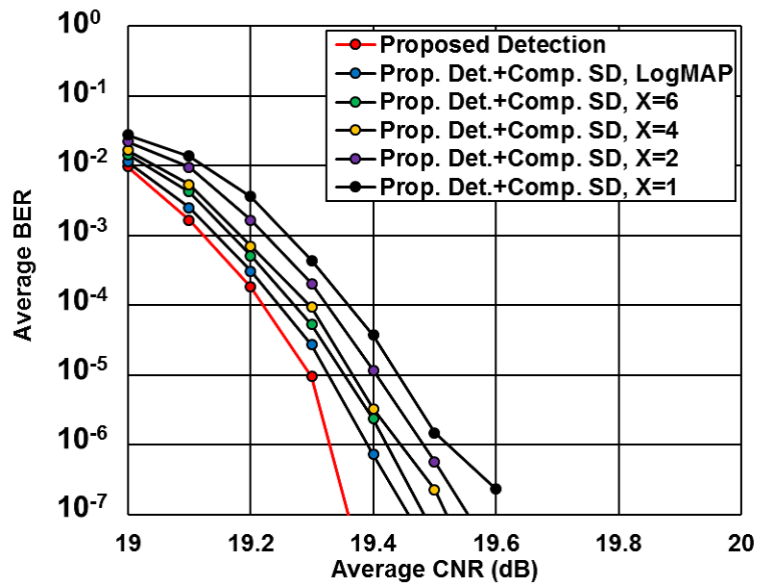


図 5.15: 受信点 B の平均 BER 特性

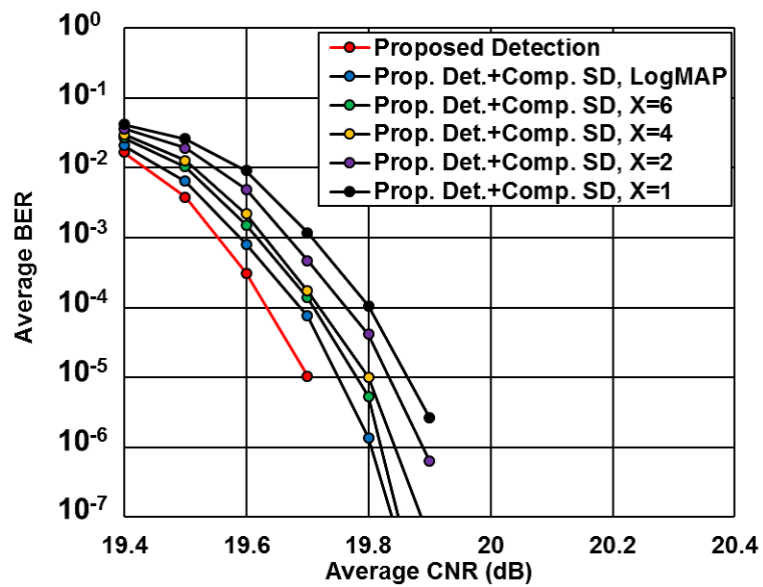


図 5.16: 受信点 C の平均 BER 特性

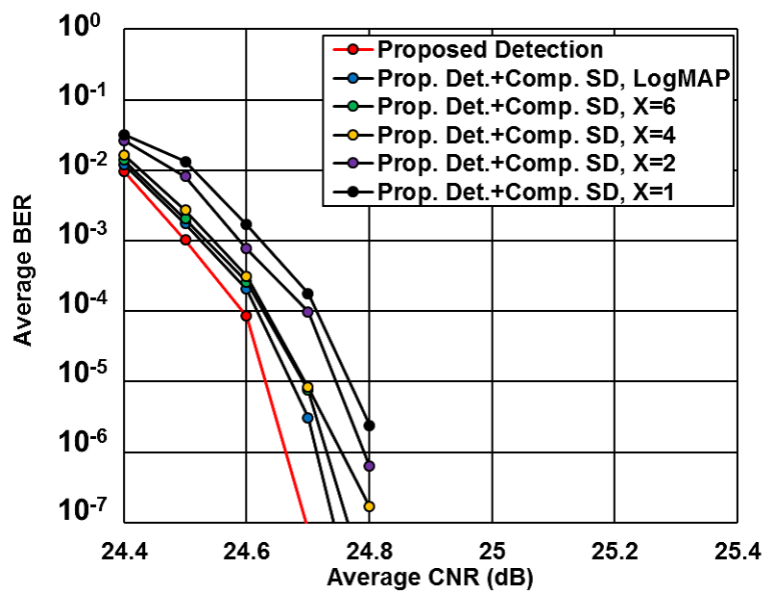


図 5.17: 受信点 D の平均 BER 特性

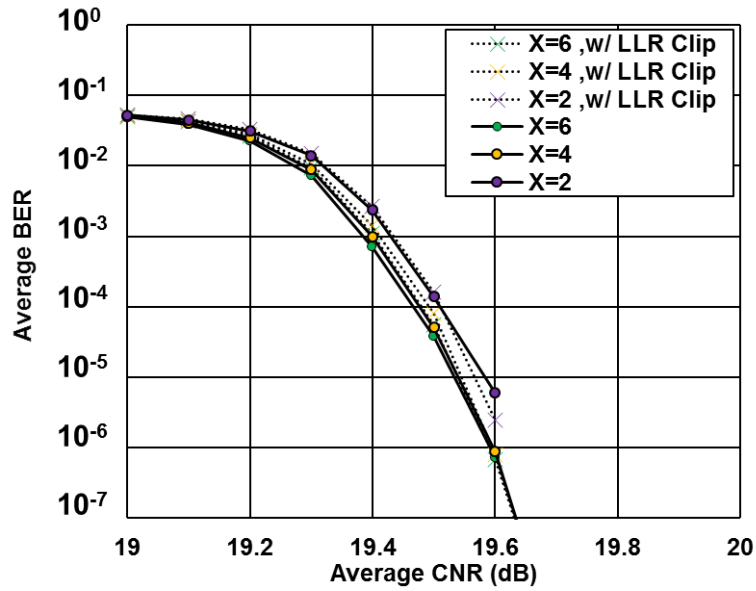


図 5.18: 受信点 A における LLR クリップの特性比較

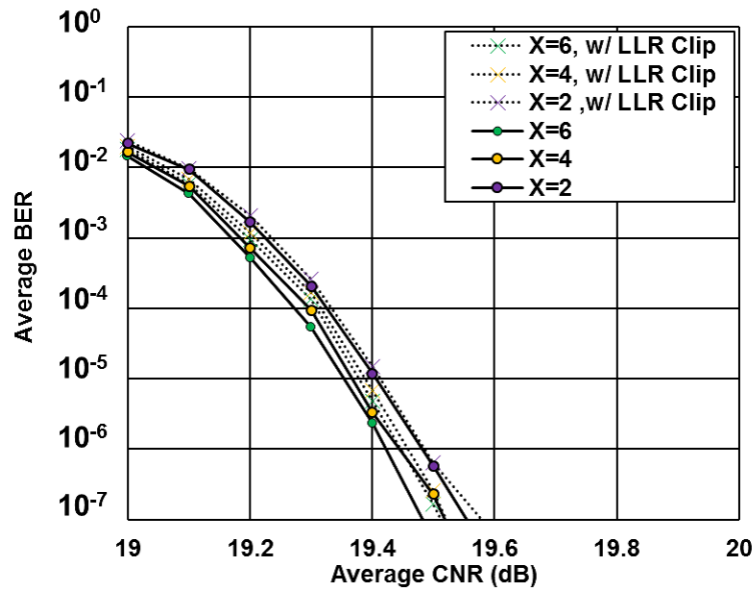


図 5.19: 受信点 B における LLR クリップの特性比較

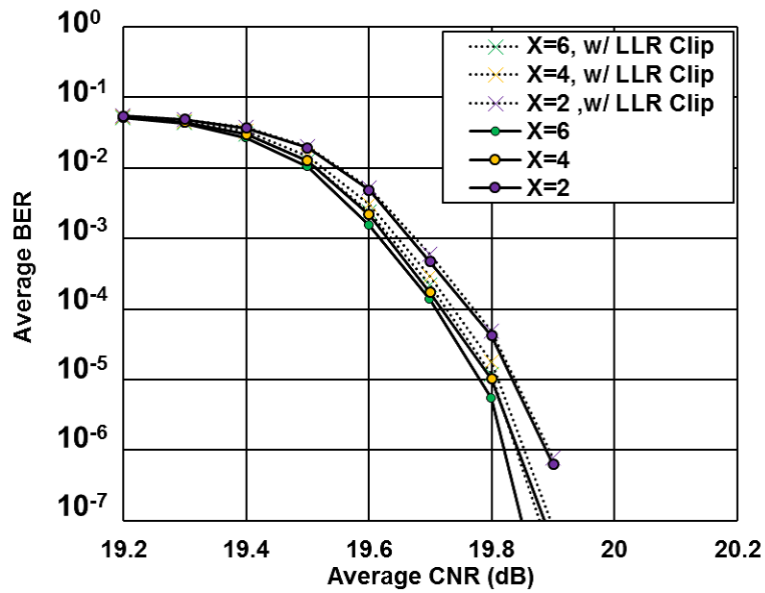


図 5.20: 受信点 C における LLR クリップの特性比較

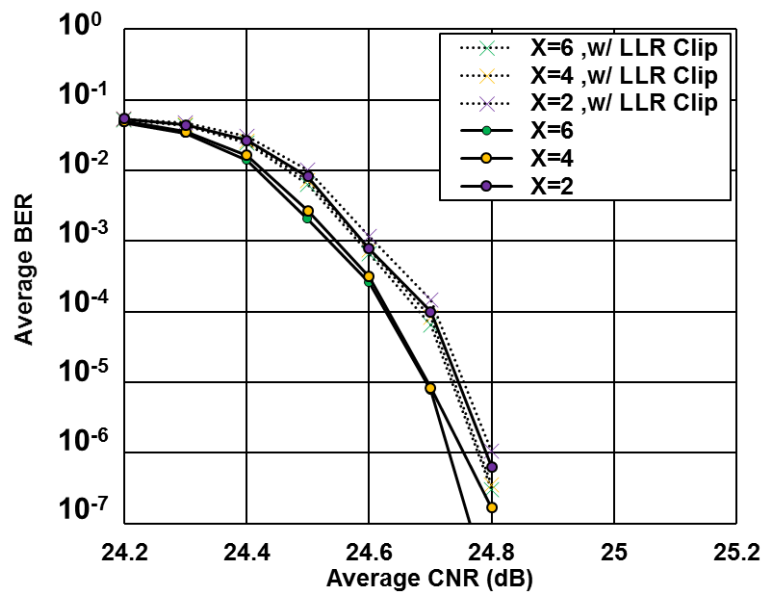


図 5.21: 受信点 D における LLR クリップの特性比較

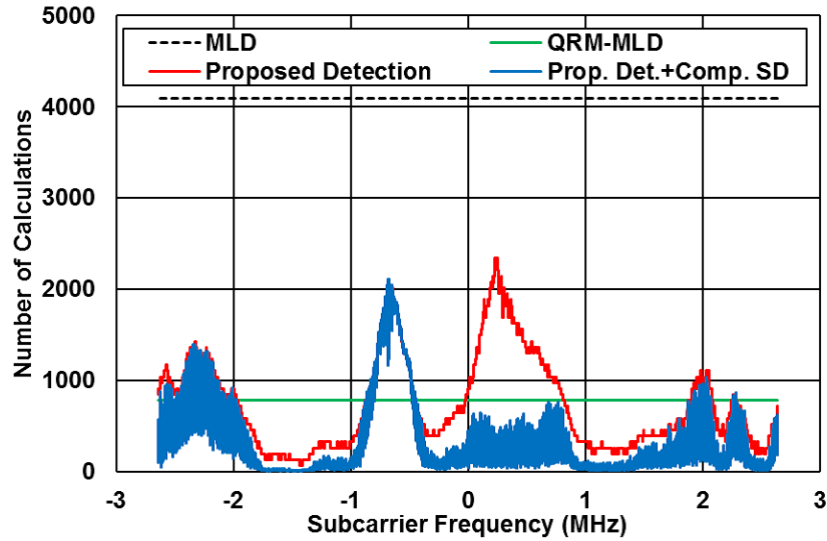


図 5.22: 受信点 A における演算回数比較

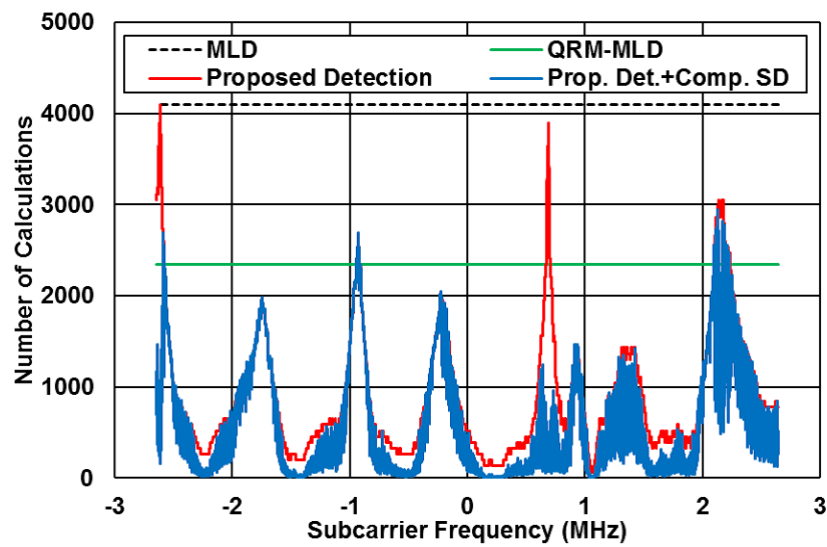


図 5.23: 受信点 B における演算回数比較

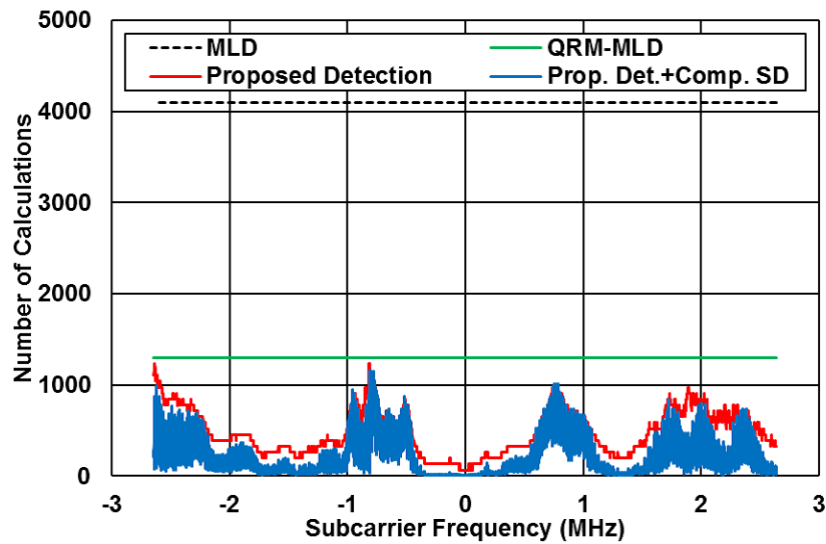


図 5.24: 受信点 C における演算回数比較

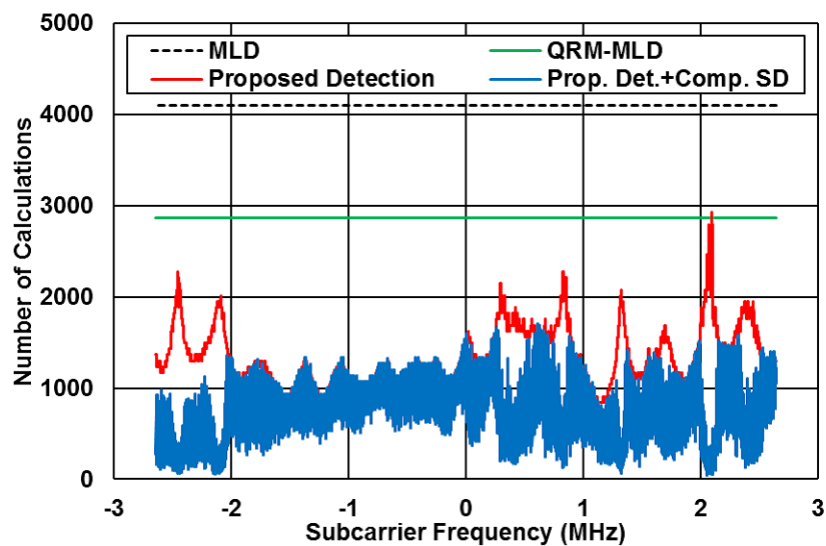


図 5.25: 受信点 D における演算回数比較

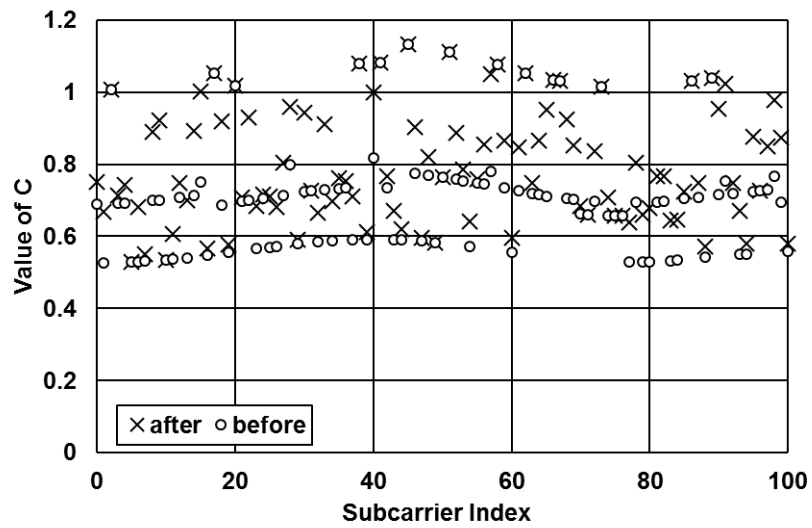


図 5.26: 受信点 C における半径 C の初期値, 設定値

5.7 むすび

本論文では、次世代地上放送でも現行と同等もしくはそれ以上の受信性能が求められるため、実測の劣悪な伝搬環境を想定し、偏波 MIMO 伝送の信号検出アルゴリズムを検討した。具体的には、LDPC 符号器へ入力するビット対数尤度比を求める際、チャンネル行列の QR 分解に基づき、信号候補数をチャンネル行列の条件数に応じて削減した。さらに計算量を削減するため、Complex SD を導入し、LLR の数値範囲が限られているために、LLR をクリッピングする方法を検討した。

提案の MIMO 信号検出が受信特性の劣化を抑えつつ信号検出の演算量を効果的に削減できることを明らかにするため、計算機シミュレーションを行った。伝送路には、ブラジル・リオデジャネイロで行った野外実験によって測定した、見通し外環境のチャンネル応答を用いた。まず、受信点毎に平均 BER 特性を評価した。最適信号検出である MLD を基準にして、平均 BER= 1.0×10^{-7} を満たす CNR (所要 CNR) の劣化が 0.1 dB 以下になるようパラメータを設定した。劣悪な伝搬条件の 4 つの受信点において、送信信号候補の 2 乗誤差の計算回数を求め、提案手法が MLD に比べ最大 95 %、従来の QRM-MLD に対し最大 84 % の削減が可能であることを示した。また、Complex SD を導入し LLR の演算量削減効果を評価した。まず Complex SD の半径設定手法を検討し、各受信点において 0.07 未満の誤差で初期設定が可能であることを明らかにした。次に計算機シミュレーションの結果、受信信号近傍の送信信号候補を 4 個未満に限定することで、候補点削減後に残存した送信信号候補を全て用いる手法に比べ、所要 CNR 劣化が 0.1 dB 以内を保ちつつ演算量をさらに最大 58 % の削減が可能であることを明らかにした。さらに、1LDPC 符号に含まれる LLR の内、およそ 40~47 % のビットにおいて、LLR はクリッピングにより演算を省略可能であることを示した。

今後の課題として、偏波 MIMO 伝送の移動受信特性の検討が挙げられる。現行 ISDB-T の重要な特徴として、固定受信向けサービス (フルセグ) と移動体向けサービス (ワンセグ) を周波数分割多重 (FDM: Frequency Division Multiplexing) によって 1 チャンネル内で同時に提供可能であることが挙げられる。そのため、次世代地上放送においても、ISDB-T の特徴を踏襲し移動体向けサービスを検討する必要がある。一般的に固定受信に比べ、移動受信は受信環境が悪いため、本稿で検討した受信アルゴリズムの適用が期待できる。ただし、移動受信環境は固定受信と異なり、チャンネル応答が時間変動するため、チャンネルの状態を効率よく推定することが課題となる。

参考文献

- [1] M. Taguchi, K. Murayama, T. Shitomi, S. Asakura, and K. Shibuya: “Large-capacity wireless transmission technology,” *ITE Trans. MTA*, vol.1, no.1, pp.34-39 (Jan. 2013)
- [2] *Collection of Field Trials of UHDTV over DTT Networks*, ITU-R Report BT.2343-5 (Jul. 2019)
- [3] 電波産業会 : “地上デジタル放送の伝送方式,” ARIB STB-B31 v2.2 (Mar. 2014)
- [4] S.Asakura, H.Miyasaka, M. Nakamura, K.Murayama, K. Tsuchida, C. Rodrigues, and G. Ferrarresso: “Performance of dual-polarized MIMO-high-order-modulation OFDM in deteriorated transmission channel,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia System and Broadcasting(BMSB)*, mm17-041(Jun. 2017)
- [5] 大鐘武雄, 小川恭孝 : “わかりやすい MIMO システム技術,” 株式会社オーム社, 東京 (2009)
- [6] 樋口健一, 川合裕之, 前田規行, 佐和橋衛 : “QRM-MLD を用いる OFCDM MIMO 多重における信頼度情報を用いる適応生き残りシンボルレプリカ候補選択法,” 電子情報通信学会技術報告, RCS2004-69 (Jul. 2004)
- [7] H. Shen, H. Zhang, and C. Zhao: “An efficient adaptive receiver for MIMO-OFDM systems,” in *Proc. International Conference on Wireless Communications and Signal Processing(WCSP)* (Dec. 2011)
- [8] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, and M. Sawahashi: “Independent adaptive control of surviving symbol replica candidates at each stage based on minimum branch metric in QRM-MLD for OFCDM MIMO multiplexing,” in *Proc. IEEE 60th VTC-Fall*, pp.1558-1564 (2004)
- [9] D. L. Milliner, E. Zimmermann, J. R. Barry, and G. Fettweis: “Channel state information based LLR clipping in list MIMO detection,” in *Proc. IEEE 19th International Symposium on PIMRC* (2008)
- [10] *Digital Video Broadcasting(DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television(DVB-T)*, ETSI Standard EN 300 744 V1.6.2

- (Oct. 2015)
- [11] J. D Mitchell, P.N. Moss, and M.J. Thorp: "A dual polarisation MIMO broadcast TV system," *BBC Research White Paper*, WHP144 (2006)
 - [12] P. Moss, T.Y. Poon, and J. Boyer: "A simple model of the UHF cross-polar terrestrial channel for DVB-NGH," *BBC Research White Paper*, WHP205 (2011)
 - [13] *ATSC Standard, Physical Layer Protocol*, Doc.A/322 (2017)
 - [14] D.G. Barquero, D. Vagas, M. Fuentes, P. Klenner, S. Moon, J.Y. Choi, D. Schneider, and K. Murayama: "MIMO for ATSC3.0," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.62, no.1, pp.298-305 (Mar. 2016)
 - [15] T. Shitomi, E. Garro, K. Murayama, and D.G. Barquero : "MIMO scattered pilot performance and optimization for ATSC3.0," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol.64, no.2, pp.188-200 (Dec. 2017)
 - [16] 朝倉慎悟, 部拓也, 田口誠, 村山研一, 土田健一, 澁谷一彦 : "偏波 MIMO 伝送におけるインターリーブ手法の検討," *映像情報メディア学会誌*, vol.69, no.12, pp.320-327 (Dec. 2015)
 - [17] B.M. Hochwald and S.T. Brink: "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Communications*, vol.51, no.3, pp.389-399 (Apr. 2003)
 - [18] *Guidelines on Measurements for Digital Terrestrial Television Broadcasting Systems*, ITU-R Recommendation BT.2389-0 (2016)
 - [19] G. Ren, H. Zhang, and Y. Chang: "SNR estimation algorithm based on the preamble for OFDM systems in frequency selective channels," *IEEE Trans. Communications*, vol.57, no.8, pp.2230-2234 (Aug. 2009)
 - [20] 和田山正 : "低密度パリティ検査符号とその復号法," トリケップス社 (2002)

第6章

結論

本論文では，地上波による 8K スーパーハイビジョンの放送サービスを目指し，水平偏波と垂直偏波を同時に用いて伝送容量を拡大する偏波 MIMO 伝送に関する研究を行った。

まず，偏波間に受信電力差が生じる環境下での伝送特性の改善を目的として，水平偏波と垂直偏波のストリーム間でデータを交換しあうインタリーブ手法の検討を行った。偏波間に電力差が生じる模擬的な伝搬環境や，NHK 技研周辺で実施した野外実験によって得られた実環境データを用いて計算機シミュレーションを行った。さらに，提案手法を実装した変復調装置を用いた室内実験，野外実験を行った。

次に，2つの送信局で同一のチャンネルを用いる SFN において課題となる，両局の信号の逆位相合成による電力低下に伴う伝送特性の劣化に対し，時空間符号化を適用することを検討した。熊本県人吉市で行った野外実験により，従来の SFN に比べ時空間符号化 SFN の MIMO チャンネル容量が拡大することを確認した。

さらに，ビル影などの見通し外で生じる複雑な電波伝搬環境において，受信特性の劣化を極力抑えつつ演算量を大幅に削減する信号検出法の検討を行った。提案手法の有効性を確認するため，ブラジル・リオデジャネイロで取得した実環境データを用いた計算機シミュレーションを行った。

各章で得られた結果は以下の通りである。

序論

まず，我が国と諸外国における放送分野での最新動向と，近年登場した他の放送方式について説明した。次に，地上波による 8K スーパーハイビジョンの放送サービスを行うために必要な伝送容量を明らかにし，伝送容量拡大に資する要素技術として二偏波を用いた大容量伝送技術の概要を述べた。また，二偏波を用いた放送を想定した場合の要求条件を整理し，二偏波を用いることによる新たな課題や周波数有効利用に資する課題を明らかにした。その上で，本論文で行う研究の目的と意義を説明した。

第2章

放送・通信の分野で実用されている OFDM 伝送技術, MIMO 伝送技術, 誤り訂正符号, 及びインタリーブの中で, 大容量伝送を支える基礎技術として本論文に関わる技術の概要を説明した. 具体的には, OFDM 伝送技術は, 変復調の仕組み, ガードインターバルや FFT サイズの関係, 現行の地上デジタル放送 (ISDB-T) の概要について説明した. MIMO 伝送技術では, 本論文に大きく関わる MIMO 多重伝送, 時空間符号について説明した. 誤り訂正符号では, 本論文で用いた LDPC 符号, BCH 符号について説明した. インタリーブでは, ビットインタリーブ, 周波数インタリーブ, 時間インタリーブについて説明した.

第3章

二偏波を用いた放送を想定した場合, 水平偏波と垂直偏波が同送信出力であっても, 電波伝搬特性の違い等に起因し, 両偏波の受信電力が等しいとは限らない. 偏波多重による MIMO 伝送では偏波毎に別々のデータを送信しているため, 受信電力が低い方の偏波で伝送されるデータは, 受信電力が高い方の偏波で伝送されるデータに比べ誤りやすいため, 受信電力差に起因した伝送特性の劣化が生じる. そこで, 両偏波のストリーム間でデータを交換するインタリーブ手法を検討し, 伝送特性の改善を図った. 偏波間の受信電力差が 6 dB ある模擬的な MIMO チャネル, 1 波マルチパス環境でかつ各サブキャリアで受信電力差がある模擬的な MIMO チャネル, 及び野外実験によって得られた実環境の MIMO チャネルを用いた計算機シミュレーションを行い, いずれの環境でも従来の手法に対する提案手法の有効性を確認した. 次に, 提案手法を変復調装置に実装し, 偏波間の受信電力差が 6 dB ある伝搬環境で室内実験を行い, 従来の手法に対する提案手法の有効性を確認した. また, 改善量は 0.8 dB であり, 計算機シミュレーション結果と一致した. さらに, 室内実験で用いた変復調装置と, 100 m 離して直線に対向に設置した実験試験局を用いた野外実験を行った. アンテナ高を調節することで偏波間の受信電力差が 6 dB ある伝搬環境をつくり, 伝送特性を評価した結果, 計算機シミュレーションや室内実験の結果と同傾向であり, 提案手法の有効性を実環境でも確認した.

第4章

従来の SFN は複数の送信局から同一の周波数, 同一の波形の信号を発射することでカバーエリアを広げる技術であるが, SFN を構成する各送信局からの信号同士は到来時間差があるため, 逆位相合成によって周波数スペクトル上で歪み (電力低下) が生じ, 伝送特性の劣化や受信不可の状態をまねく. SFN 難視とよばれる現象で, 現行の地上デジタル放送で課題となっている. そこで, 複数ブランチ間で簡易的に符号化を行う Alamouti 符号による時空間符号化技術を応用した, 偏波 MIMO による符号化 SFN 技術を提案した. この符号化 SFN 技術と偏波 MIMO 伝送を組み合わせた 4×2 MIMO

を実装した変復調装置と、熊本県人吉市、及び同球磨郡水上村に設置した2局の実験試験局を用いた野外実験を行った。2局の実験試験局は37 km 離れており、実際の放送と同じ送信出力、同規模のエリアとした。一方、MIMO チャネル容量は、与える MIMO チャネルが達成する伝送容量の理論的上限であり、MIMO チャネル行列の固有値と SN 比から算出される値である。そこで、野外実験のエリア内の5箇所の受信点において、それぞれ従来の SFN の MIMO チャネルと提案手法による SFN の MIMO チャネルを野外実験で取得し、固有値及び MIMO チャネル容量を算出した。まず、第一固有値と第二固有値の帯域内変動を調べた結果、いずれの受信点でも提案手法は従来に比べ分散が下がっていること（帯域内の値の変動が小さいこと）を確認した。次に、MIMO チャネル容量を算出した結果、5箇所中4箇所の受信点において、従来に比べ提案手法が MIMO チャネル容量を増加させており、その差は最大で 0.42 bps/Hz であった。また、1箇所では受信アンテナが向く送信局（希望局）ではない局（SFN 局）からの信号が非常に弱く、従来の SFN での伝送特性の劣化がほとんどない（逆に、提案手法による改善効果もない）受信点であった。実際の放送エリアと同じ規模の野外実験を通じて、従来に比べ提案手法による伝送特性の改善効果が期待できる受信点の条件を整理し説明した。

第5章

MIMO 信号検出方法は一般に演算量が多いほど高性能であることが知られている。見通し環境の場合は主偏波成分の電力に比べ交差偏波成分の電力は十分小さく、最も演算量の少ない ZF でも受信可能であるが、ビル影などの見通し外環境やマルチパス環境では、複雑な電波伝搬等に起因して ZF や MMSE といった演算量の少ない信号検出法は特性劣化が大きくなる。そこで、特性劣化を極力抑えつつ、演算量を大幅に削減する信号検出法を検討した。具体的には、LDPC 符号器へ入力するビット対数尤度比を求めるとき、チャネル行列の QR 分解に基づき、信号候補数をチャネル行列の条件数に応じて削減した。さらに計算量を削減するため、Complex SD を導入し、LLR の数値範囲が限られているために、LLR をクリッピングする方法を検討した。提案の MIMO 信号検出が受信特性の劣化を抑えつつ信号検出の演算量を効果的に削減できることを明らかにするため、計算機シミュレーションを行った。伝送路には、ブラジル・リオデジャネイロで行った野外実験によって測定した、見通し外環境のチャネル応答を用いた。まず、受信点毎に平均 BER 特性を評価した。最適信号検出である MLD を基準にして、平均 BER = 1.0×10^{-7} を満たす CNR（所要 CNR）の劣化が 0.1 dB 以下になるようパラメータを設定した。劣悪な伝搬条件の4つの受信点において、送信信号候補の2乗誤差の計算回数を求め、提案手法が MLD に比べ最大 95 %、従来の QRM-MLD に対し最大 84 % の削減が可能であることを示した。また、Complex SD を導入し LLR の演算量削減効果を評価した。まず Complex SD の半径設定手法を検討し、各受信点にお

いて 0.07 未満の誤差で初期設定が可能であることを明らかにした。次に計算機シミュレーションの結果、受信信号近傍の送信信号候補を 4 個未満に限定することで、候補点削減後に残存した送信信号候補を全て用いる手法に比べ、所要 CNR 劣化が 0.1 dB 以内を保ちつつ演算量をさらに最大 58 % の削減が可能であることを明らかにした。さらに、1LDPC 符号に含まれる LLR の内、およそ 40~47 % のビットにおいて、LLR はクリッピングにより演算を省略可能であることを示した。

以上、本論文で得られた成果は次の通りである。

第 3 章で述べた、偏波間の受信電力差に起因する伝送特性の劣化に対し、偏波間のインタリーブを行うことが有効であることが分かった。放送エリアの端（フリンジ）においてぎりぎりの受信電力で地上デジタル放送を視聴している世帯に対し、二偏波を用いた放送を想定した場合に生じる受信不可の状態を幾分か救済できる可能性を見出すことが出来た。

第 4 章で述べた、2 局の信号の逆位相合成による電力低下に起因する伝送特性の劣化（SFN 難視）に対し、時空間符号を応用した符号化 SFN 技術が有効であることが分かった。現行の地上デジタル放送で生じている SFN 難視の解消を期待できるものである。

第 5 章で述べた、見通し外などの複雑な電波伝搬の環境において生じる受信特性の劣化に対し、QRM-MLD 生き残りパス数を条件数に基づき制御する提案手法によって、受信特性の劣化を極力抑えつつ演算量を大幅に削減可能であることが分かった。受信機を製造する上で、低演算量化によってコストや消費電力の抑制につながるものと期待される。

今後は、ISDB-T の特徴を踏襲した、8K スーパーハイビジョンを固定受信、2K（ハイビジョン）を移動受信の階層伝送を可能にする新しい地上テレビジョン放送方式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工学院情報通信コース後期博士課程在学中に，同大学院情報通信系 府川 和彦教授の指導のもとに行ったものである．本研究を進めるにあたり，熱心かつ的確な指導を頂いた．ここに謹んで御礼申し上げる．また，研究上の有益なご意見，ご助言を頂くと共に本論文の審査をして頂いた，東京工業大学工学院情報通信系 植松 友彦教授，中山 実教授，山田 功教授，笠井 健太准教授に御礼申し上げます．さらに，達成度審査等での配布資料作成や，大学の事務手続きで多大な支援をいただいた，府川研究室 張 裕淵助教，飯田 あずみ秘書にも御礼申し上げます．

本研究は，NHK 放送技術研究所において機会を与えられ，2010 年から 2019 年の間に実施した．本研究を進めるための環境提供など，多大な支援を頂いた NHK 放送技術研究所 三谷 公二氏，今井 亨氏，本研究を進める上で多大な指導，協力いただいた同伝送システム研究部 高田 政幸氏，土田 健一氏，岡野 正寛氏，薮 拓也氏，宮坂 宏明氏，佐藤 明彦氏，NHK 技術局計画管理部 村山 研一氏，同送受信技術センター企画部 中村 円香氏，NHK 名古屋放送局技術部 齋藤 進氏，NHK 釧路放送局技術部 田口 誠氏，(一財)NHK エンジニアリングシステム先端開発研究部 澁谷 一彦氏，ならびに関係者各位に御礼申し上げます．ブラジル・リオデジャネイロでの野外実験に際し，測定車の手配や機材運搬などで多大な協力を頂いた，現地放送局 TV Globo の Gabriel Ferrarresso 氏，Christian Rodrigues 氏に御礼申し上げます．

2019 年 12 月

東京工業大学工学院情報通信コース
NHK 放送技術研究所伝送システム研究部
朝倉 慎悟

発表論文

査読付き学会論文

- (第3章) 朝倉慎悟, 部拓也, 田口誠, 村山研一, 土田健一, 澁谷一彦: “偏波 MIMO 伝送におけるインタリーブ手法の検討,” 映像情報メディア学会誌, vol.69, no.12, pp.J320-327 (Dec. 2015)
- (第4章) 朝倉慎悟, 齋藤進, 部拓也, 佐藤明彦, 岡野正寛, 土田健一: “野外実験による符号化 SFN の MIMO チャネル容量評価,” 電子情報通信学会論文誌, vol.J99-B, no.9, pp.753-762 (Sep.2016)
- (第5章) 朝倉慎悟, 宮坂宏明, 中村円香, 村山研一, 土田健一, 府川和彦: “MIMO 信号検出の低演算量化と二偏波チャネル測定値を用いた特性評価,” 映像情報メディア学会誌, vol.73, no.5, pp.993-1003 (Sep. 2019)

査読付き国際会議論文

- (第3章) S.Asakura, K.Murayama, M.Taguchi, T.Shitomi, K.Shibuya: “Technologies for the next generation of digital terrestrial broadcasting -A study of multi-dimensional interleaving-,” in *Proc. IEEE Annual Broadcast Symposium* (Oct. 2012)
- S.Asakura, K.Murayama, T.Shitomi, K.Shibuya: “Technologies for the next generation of digital terrestrial television broadcasting -Decoding method of LDPC codes in dual-polarized MIMO transmission-,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, mm13-135 (Jun. 2013)
- S.Asakura, T.Shitomi, S.Saito, T.Saito, K.Shibuya: “Technologies for the next generation of digital terrestrial television broadcasting -A study on Spatially Coupled LDPC codes-,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, mm14-021 (Jun. 2014)

- S.Asakura, M.Tanahashi, M.Nakamura, M.Okano, K.Tsuchida : “Hardware implementation of Spatially Coupled LDPC codes for broadcasting,” in *Proc. International Symposium on Information Theory and its Applications(ISITA)*, p.211-215 (Oct. 2016)
- (第 5 章) S.Asakura, H.Miyasaka, M.Nakamura, K.Murayama, K. Tsuchida, C. Roderigues, G. Ferrarresso : “Performance of dual-polarized MIMO-high-order-modulation OFDM in deteriorated transmission channel,” in *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, 2A-1, p.65-68 (Jun. 2017)

国内学会発表

- (第 3 章) 朝倉慎悟, 村山研一, 田口誠, 蔀拓也, 澁谷一彦 : “次世代地上放送に向けた伝送技術-多次元インターリーブの一検討-,” 映像情報メディア学会技術報告, vol.36, No.6, BCT2012-25, pp.53-58 (Feb. 2012)
- (第 3 章) 朝倉慎悟, 村山研一, 蔀拓也, 澁谷一彦 : “多次元インターリーブを用いた偏波 MIMO 伝送の室内実験結果,” 映像情報メディア学会年次大会講演予稿集, 18-1 (Aug. 2013)
- (第 4 章) 朝倉慎悟, 蔀拓也, 齋藤進, 土田健一, 澁谷一彦 : “MIMO 伝搬路解析装置の開発,” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-5 (Sep. 2014)
- (第 4 章) 朝倉慎悟, 蔀拓也, 齋藤進, 佐藤明彦, 岡野正寛, 土田健一 : “UHF 帯における偏波 MIMO 伝送の長期測定,” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-12 (Sep. 2015)
- (第 4 章) 朝倉慎悟, 白井規之, 佐藤明彦, 竹内知明, 中村円香, 岡野正寛, 土田健一 : “偏波 MIMO 伝送の定点測定結果,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.117, no.283, AP2017-133, pp.137-141(Nov. 2017)

表目次

1.1	テレビジョン放送の歴史	6
2.1	ISDB-T の諸元	23
2.2	MIMO 伝送技術の分類	25
2.3	ISDB-S3 の符号諸元	33
3.1	シミュレーション諸元	47
3.2	野外実験の諸元	58
4.1	送信信号及び送信アンテナの諸元	70
4.2	受信アンテナの諸元	70
4.3	受信環境	71
4.4	各送信所からの伝搬損 (dB)	73
4.5	受信点 No.2 の受信電力 (dBm)	76
5.1	シミュレーション諸元	102
5.2	信号候補数の帯域内平均値 \bar{s} と条件数の最大値 κ_{\max}	104
5.3	$ \lambda_c $ の含まれる割合	109
5.4	二乗誤差計算回数の帯域内平均	109
5.5	半径の設定誤差	109

目次

1.1	所要 CNR 対伝送容量	8
1.2	映像システムと必要なビットレートの関係	8
1.3	偏波 MIMO 伝送の課題	10
1.4	本論文の構成	12
2.1	OFDM 変調器のブロック図	19
2.2	OFDM 復調器のブロック図	19
2.3	マルチパス環境における直接波と遅延波の関係	21
2.4	ガードインターバルの概念	21
2.5	マルチパス環境での GI の効果	21
2.6	FFT サイズの拡大と GI の関係	22
2.7	ISDB-T 伝送路符号化部の信号ブロック図	23
2.8	MIMO のシステム構成	24
2.9	MIMO 多重伝送と時空間符号の比較	26
2.10	STBC のシステム構成	29
2.11	LDPC 符号と BCH 符号の接続符号による FEC ブロック	29
2.12	インタリーブの概念	34
2.13	DVB-T2 のビットインタリーブ	34
2.14	ISDB-T の周波数インタリーブのブロック構成	35
2.15	ISDB-T の周波数インタリーブ	35
2.16	ISDB-T の時間インタリーブ	36
3.1	伝送システム	40
3.2	LLR 算出と雑音分散値の詳細な処理ブロック	42
3.3	円・斜め偏波への変換	42
3.4	データを交互に振り分ける方法	43
3.5	セグメント間インタリーブ	44

3.6	IQ データ単位のセグメント内インタリーブ	44
3.7	一括してランダム化する方法	45
3.8	計算機シミュレーションのブロック構成	46
3.9	偏波間の受信電力差が 6dB の MIMO チャンネル	48
3.10	マルチパス環境の MIMO チャンネル	48
3.11	受信点 A の MIMO チャンネル	49
3.12	受信点 B の MIMO チャンネル	49
3.13	受信点 C の MIMO チャンネル	50
3.14	平均 BER 特性 (偏波間の受信電力差が 6dB)	53
3.15	平均 BER 特性 (マルチパス環境)	53
3.16	平均 BER 特性 (受信点 A)	54
3.17	平均 BER 特性 (受信点 B)	54
3.18	平均 BER 特性 (受信点 C)	55
3.19	室内実験のシステム構成	57
3.20	室内実験の様子	57
3.21	室内における BER 特性	57
3.22	野外実験のシステム構成	58
3.23	野外実験の様子	58
3.24	野外における BER 特性	59
4.1	SFN の MIMO チャンネルモデル	65
4.2	2×2 MIMO の SP パターン	67
4.3	4×2 MIMO の SP パターン	67
4.4	野外実験の送受信機のブロック構成	69
4.5	送信所, 受信点の位置と送信所外観	71
4.6	受信点 No.3 における 4×2MIMO チャンネル	72
4.7	受信点 No.3 における 2×2MIMO チャンネル	72
4.8	受信点 No.3 における提案方式のチャンネル固有値	74
4.9	受信点 No.3 における従来方式のチャンネル固有値	74
4.10	第一と第二チャンネル固有値の分散値	75
4.11	受信点 No.1 における平均 CNR 対 チャンネル容量	78
4.12	受信点 No.2 における平均 CNR 対 チャンネル容量	78
4.13	受信点 No.3 における平均 CNR 対 チャンネル容量	79
4.14	受信点 No.4 における平均 CNR 対 チャンネル容量	79
4.15	受信点 No.5 における平均 CNR 対 チャンネル容量	80

5.1	受信機のブロック構成	90
5.2	提案の MIMO 信号検出法における s_n の設定	95
5.3	受信点 A の MIMO チャネル	98
5.4	受信点 B の MIMO チャネル	98
5.5	受信点 C の MIMO チャネル	99
5.6	受信点 D の MIMO チャネル	99
5.7	各受信点のサブキャリア毎の条件数	100
5.8	計算機シミュレーションのブロック構成	102
5.9	受信点 A の平均 BER 特性	105
5.10	受信点 B の平均 BER 特性	105
5.11	受信点 C の平均 BER 特性	106
5.12	受信点 D の平均 BER 特性	106
5.13	QRM-MLD の s 対所要 CNR 劣化量と提案手法の比較	107
5.14	受信点 A の平均 BER 特性	110
5.15	受信点 B の平均 BER 特性	110
5.16	受信点 C の平均 BER 特性	111
5.17	受信点 D の平均 BER 特性	111
5.18	受信点 A における LLR クリップの特性比較	112
5.19	受信点 B における LLR クリップの特性比較	112
5.20	受信点 C における LLR クリップの特性比較	113
5.21	受信点 D における LLR クリップの特性比較	113
5.22	受信点 A における演算回数比較	114
5.23	受信点 B における演算回数比較	114
5.24	受信点 C における演算回数比較	115
5.25	受信点 D における演算回数比較	115
5.26	受信点 C における半径 C の初期値, 設定値	116