

近距離無線通信システムおよび衛星IoTプラットフォームの高速・大容量化に向けたマルチアンテナ信号処理技術に関する研究

坂元, 一光

<https://hdl.handle.net/2324/7329499>

出版情報 : Kyushu University, 2024, 博士 (工学), 課程博士
バージョン :
権利関係 :



近距離無線通信システムおよび衛星 IoT プラットフォームの
高速・大容量化に向けたマルチアンテナ信号処理技術に関する研究

令和 6 年 9 月

九州大学大学院 システム情報科学府 情報知能工学専攻

坂元 一光

概要

スマートフォンやタブレット端末等のモバイル端末や IoT(Internet of Things)サービスの普及に伴い、無線通信を行う端末数や取り扱われるデータ量が急激に増加しており、無線通信システムのさらなる高速・大容量化が求められている。しかしながら、それぞれの無線通信システムで利用可能な周波数資源は有限であるため、限られた周波数資源の中で高速・大容量化を実現することが求められる。特に、モバイル端末等による近距離高速無線通信や LEO(Low Earth Orbit)衛星等を活用した超広域 IoT 等の多様なサービス実現に向けた無線通信技術の高度化が重要な課題となる。本研究では、多様な通信サービスを実現するための要素技術として、情報キオスク端末ーモバイル端末間や壁面透過リピータ等を対象とした 1 対 1 の近距離無線通信の高速・大容量化、および LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームにおける多端末同時接続によるシステム容量の大容量化に向け、マルチアンテナ信号処理技術について以下の 3 つの検討を行った。

(1) 近距離 MIMO 伝送における簡易受信復号方式及びアンテナ位置ずれ対策手法

近距離無線通信システムにおける高速・大容量化技術として、近接配置された送受信アンテナ素子間の直接波の経路差を利用して同一時間・周波数で異なる信号を空間多重伝送する近距離 MIMO(Multi-Input Multi-Output)伝送技術が検討されている。近距離 MIMO 伝送により伝送速度を向上できる一方で、単位時間あたりに必要となる MIMO 信号処理量も増加し、回路規模や消費電力の増加を招く。この問題に対し、アナログ回路で MIMO 信号分離処理を行うことでデジタル演算を削減する簡易受信復号方式が提案されている。本研究では、実測の近距離 MIMO 伝搬チャネル特性および簡易受信復号方式のアナログ回路特性を用いて、空気中の近距離 MIMO 伝送の広帯域信号伝送特性と送受信アレーアンテナの位置ずれに対する耐性を評価し、送受信アンテナの位置ずれが 0.08 波長以下となるように配置することで 4×4 近距離 MIMO 伝送で 60 GHz 帯の 2 チャンネルの同時伝送が可能であることを明らかにした。これにより、IEEE 802.11ad で規定される最大伝送速度の 5.3 倍となる 36.0Gbit/s の超高速無線伝送を実現できる。また、壁透過の近距離 MIMO 伝搬チャネルを測定し、壁内で生じるマルチパスが近距離 MIMO の伝送特性に与える影響を明らかにした。また、複数の受信アンテナ素子における RSSI(Received Signal Strength Indicator)を用いた重心計算によりアンテナ位置ずれを高精度推定する位置推定手法を提案し、計算機シミュレーションにより mm オーダの推定精度を達成できることを明らかにした。さらに、送受信アンテナ素子の位置関係から決まる伝搬経路差(位相差)の最適条件からのずれに対し、サ

ブアレーアンテナの各アンテナ素子から送受信される信号の電力比制御による伝搬チャネルの位相差制御手法を提案した． 計算機シミュレーションおよび実験により有効性を評価し，伝送距離方向の位置ずれ耐性を 4mm 幅から 33mm 幅に向上できることを明らかにした．

(2) 近距離 MIMO 伝送における送信ビームフォーミング手法

情報キオスク端末からモバイル端末へのコンテンツダウンロードのための近距離 MIMO 伝送においては，モバイル端末の消費電力の制約が厳しいことから，モバイル端末からキオスク端末への上り信号で推定した伝搬チャネル情報を用いてキオスク端末側で予め MIMO 信号分離のための送信ウェイトを生成して送信 BF(Beamforming)を行う方式を採用することが望ましい． しかしながら，免許不要で広い周波数帯域を利用可能な 60GHz 帯等のミリ波帯を用いる場合，波長が約 5mm と短いことによりユーザがキオスク端末にモバイル端末をタッチした際の手ぶれによって生じる伝搬チャネルの時変動の影響を無視できず，送信 BF に要する処理遅延が大きいほど伝送特性が劣化する． そこで本研究では，伝搬チャネルの変動情報と過去の ZF(Zero-Forcing)ウェイトから準 ZF 送信ウェイトを短時間で生成するミリ波近距離 MIMO 伝送向け高速送信 BF 手法を提案し，計算機シミュレーションおよびマイクロ波帯スケールモデル実験により，IEEE 802.11ad で規定される最大伝送速度の約 10 倍となる 72.0Gbit/s の超高速無線伝送を実現できることを明らかにした．

(3) 衛星 IoT プラットフォームにおける受信ビームフォーミング手法

LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームでは，衛星が上空を通過する限られた時間の中で多数の衛星 IoT 端末が上り通信を行うため，端末数が多いほど上り通信の衝突確率が増加する． また，衛星 IoT 端末が地上に広く普及する地上 IoT 端末と同じ周波数帯を用いる場合，それら地上 IoT 端末からの干渉信号も同時に受信され，所望の衛星 IoT 端末の信号との衝突が発生する． したがって，衛星 IoT プラットフォームのアップリンクの大容量化には衛星の複数の受信アンテナを用いた受信 BF による空間分割多元接続が重要となる． 本研究では，まず衛星 IoT 端末同士の干渉と地上 IoT 端末からの干渉が存在する中で，受信 BF を適用した場合に得られる LoRa，ELTRES，および Sigfox の端末収容台数向上効果を計算機シミュレーションにより評価した． この評価では，LEO 衛星の高速移動により生じるドップラーシフトの時変動（以下では，ドップラー変動と言う．）の影響は簡易的に模擬した． 次に，衛星 IoT プラットフォームで Sigfox に代表される UNB(Ultra-Narrowband)型 LPWA(Low-Power Wide-Area)方式の衛星 IoT 端末を収容する場合に問題となる，ドップラー変動による信号帯域幅の拡大に伴う多数の信号の干渉への対応として，ドップラー変動補償型受信 BF 手法を提案し，ドップラー変動を厳密に考慮した計算機シミュレーションにより，提案手法を適用することで衛星 IoT 端末の収容台数を約 2.5 倍に向上できることを明らかにした． さらに，スペクトラム拡散型 LPWA である LoRa 方式の衛星 IoT 端末を収容する

場合に必要となる，衛星での受信時に想定される -15dB 以下の低 SNR(Signal to Noise Ratio) 環境下で動作する受信 BF 手法を提案し，低 SNR の信号が 5 つ衝突した場合でも各信号を捕捉し復調できることを計算機シミュレーションにより明らかにした．

以上，本論文では，近距離無線通信システムにおける空間多重伝送および衛星 IoT プラットフォームにおける空間分割多元接続を実現するマルチアンテナ信号処理技術を提案し，その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により明らかにした．これらの研究成果により無線通信システムの高速・大容量化を実現でき，情報通信インフラのさらなる発展に貢献できる．

目次

概要	i
目次	v
略語一覧	ix
記号一覧	xi
第 1 章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の課題	5
1.2.1 時不変伝搬チャネルにおけるミリ波近距離 MIMO 伝送.....	6
1.2.2 時変動伝搬チャネルにおけるミリ波近距離 MIMO 伝送.....	7
1.2.3 LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォーム	7
1.3 本研究の目的	8
1.4 本論文の構成	8
第 2 章 近距離 MIMO 伝送における簡易受信復号方式及びアンテナ位置ずれ対策手法 11	
2.1 はじめに	11
2.2 近距離 MIMO 伝送における簡易受信復号方式	13
2.2.1 伝搬チャネルの最適条件.....	13
2.2.2 簡易受信復号方式.....	16
2.3 空気中の近距離 MIMO における簡易受信復号方式の特性評価.....	18
2.3.1 簡易受信復号方式を用いた近距離 MIMO 伝送システムの試作装置.....	18
2.3.2 広帯域信号伝送特性.....	20
2.3.3 アンテナ位置ずれ耐性.....	23
2.4 壁透過近距離 MIMO における簡易受信復号方式の特性評価.....	28
2.4.1 壁透過近距離 MIMO 伝搬チャネルの測定	28
2.4.2 実測伝搬チャネル特性と回路特性を用いた特性評価	29
2.5 アンテナ位置推定手法.....	32
2.5.1 アンテナ位置ずれが近距離 MIMO 伝送特性に与える影響.....	32
2.5.2 近距離 MIMO 伝送におけるアンテナ位置推定手法.....	35
2.5.3 シミュレーション評価.....	36
2.6 伝搬チャネルの位相差制御手法.....	38

2.6.1 最適な伝送距離からのずれと簡易受信復号方式の伝送特性の関係	38
2.6.2 提案手法	39
2.6.3 実験およびシミュレーション評価	41
2.7 まとめ	46
第3章 近距離 MIMO 伝送における送信ビームフォーミング手法	49
3.1 はじめに	49
3.2 送信 BF を用いる近距離 MIMO 伝送システム	50
3.2.1 システム構成および通信フロー	50
3.2.2 手ぶれによる伝搬チャネルの時変動の影響	51
3.3 準 ZF ベース高速送信 BF 手法	53
3.3.1 伝搬チャネルの変動と ZF ウェイトの変動の関係	53
3.3.2 提案手法	53
3.4 シミュレーション評価	55
3.4.1 処理遅延がない場合の位置変動対平均 SINR 特性	55
3.4.2 送信ウェイト生成時間の比較	56
3.4.3 処理遅延がある場合のフレーム先頭／末尾における平均 SINR	57
3.5 実験評価	58
3.5.1 提案手法の平均 SINR 特性評価	58
3.5.2 提案手法と ZF-BF の比較評価	60
3.6 まとめ	61
第4章 衛星 IoT プラットフォームにおける受信ビームフォーミング手法	63
4.1 はじめに	63
4.2 受信 BF による端末収容台数向上効果の簡易評価	65
4.2.1 評価モデル	65
4.2.2 シミュレーション評価	71
4.3 UNB 型 LPWA 端末の収容に向けた受信 BF 手法	74
4.3.1 UNB 型 LPWA 方式の多端末収容に向けた課題	74
4.3.2 提案手法	78
4.3.3 3つの信号が衝突した場合の特性評価	80
4.3.4 多数の IoT 端末をランダム配置した場合の特性評価	82
4.4 スペクトラム拡散型 LPWA 端末の収容に向けた受信 BF 手法	89
4.4.1 LEO 衛星における想定受信信号レベル	89
4.4.2 提案手法	91
4.4.3 2 端末を仰角 30°差で配置した場合の評価	94
4.4.4 1～6 端末をランダムに配置した場合の評価	96

4.5 まとめ	99
第 5 章 結論	101
参考文献	105
謝辞	113
研究業績一覧	115

略語一覧

3GPP	Third Generation Partnership Project
ADC	Analog-to-Digital Converter
ALC	Autoclaved Lightweight Concrete
BER	Bit Error Rate
BF	Beamforming
BPF	Band Pass Filter
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDF	Cumulative Distribution Function
CMA	Constant Modulus Algorithm
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSR	Communication Success Rate
CSS	Chirp Spread Spectrum
D-BPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
E-SDM	Eigenbeam-Space Division Multiplexing
EU	European Union
FER	Frame Error Rate
HDMI	High-Definition Multimedia Interface
HPBW	Half Power Beam Width
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IoT	Internet of Things
LAN	Local Area Network
LDPC	Low Density Parity Check
LEO	Low Earth Orbit

LGS	Light Gauge Steel
LPWA	Low-Power Wide-Area
LSI	Large Scale Integration
LTE	Long Term Evolution
MCS	Modulation and Coding Scheme
MIMO	Multi-Input Multi-Output
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MT-CMA	Multi-Target Constant Modulus Algorithm
MU-MIMO	Multi-User Multi-Input Multi-Output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAN	Personal Area Network
PDF	Probability Density Function
PHY	Physical Layer
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RSSI	Received Signal Strength Indicator
SF	Spreading Factor
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SIR	Signal to Interference Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
UNB	Ultra-Narrowband
WCL	Weighted Centroid Localization
ZF	Zero-Forcing

記号一覧

$\mathbf{X}$	送信信号ベクトル
h	伝搬チャネル係数
$\mathbf{h}$	伝搬チャネルベクトル
$\mathbf{H}$	伝搬チャネル行列
$\Delta \mathbf{H}$	伝搬チャネルの変動
w	ウェイト係数
$\mathbf{w}$	ウェイトベクトル
$\mathbf{W}$	ウェイト行列
$\mathbf{W}'_{ZF}$	ZF ウェイト行列
$\Delta \mathbf{W}$	ZF ウェイトの変動
$\mathbf{W}'_p$	提案送信 BF 手法のウェイト行列
r	所望信号区間検出後の信号
r'	ドップラー変動補償後の信号
$\mathbf{r}'_{BPF}$	BPF 出力信号ベクトル
$\mathbf{Y}$	受信信号ベクトル／ウェイト回路出力信号ベクトル
$\mathbf{Z}$	熱雑音ベクトル
N_t	送信アンテナ数／送信端末数
N_r	受信アンテナ数
N_{Sall}	日本の東側エリアの衛星 IoT 端末数
$N_{Sall,max}$	衛星 1 機で収容可能な衛星 IoT 端末数
N_{Sarea}	仰角 45°以上のエリア内の衛星 IoT 端末数
N_{Tarea}	日本全国の地上 IoT 端末数
N_S	衛星 IoT 端末の同時送信台数

N_G	地上 IoT 端末の同時送信台数
N_{frame}	同一データ送信回数
N_{slot}	ELTRES のタイムスロット長
N_{ch}	920MHz 帯チャンネル数
N_{subch}	920MHz 帯 1 チャンネルあたりのサブチャンネル数
N_{sc}	サブキャリア数
λ_S	衛星 IoT 端末の同時送信平均台数
λ_T	地上 IoT 端末の同時送信平均台数
t_{frame}	近距離 MIMO 下り送信フレーム長
t_{up}	上り信号送信周期
τ	処理遅延
T_{com}	1 日あたりの衛星との通信可能時間
T_{frame}	LPWA 信号フレーム長
T_{period}	ELTRES の 1 フレームの送信タイミング選択区間
R_{trans}	送信時間率
R_{UNB}	Sigfox 端末の割合
P_t	送信電力
P_K	アンテナ素子 # K から送信される信号の電力の比率を表す電力係数
P_n	雑音電力
α	面積比
β, γ	アンテナ素子の放射特性や伝送距離に依存する実数定数
ζ	拡散利得等による電力補正係数
θ_H	伝搬チャンネルの位相差
θ_A	到来角
θ_{EL}	端末から見た衛星の仰角
λ_0	自由空間波長
ε_r	比誘電率

$\tan\delta$	誘電正接
φ	インパルス応答
F_d	周波数時変動
F'_d	ドップラー変動推定値
d	素子間隔
de	サブアレーアンテナを構成する 2 つのアンテナ素子の素子間隔
D	伝送距離
T	厚さ
p_{Tx}	送信アンテナの xy 平面上の位置
$\hat{p}_{Txj}$	送信アンテナの xy 平面上の推定位置
p	通信成功率
p'	同一データを N_{frame} 回送信した場合の通信成功率
i	受信アンテナ番号
j	送信アンテナ番号
k	サブキャリア番号
m	ウェイト番号
$\otimes$	畳み込み演算
$(\cdot)^T$	転置
$(\cdot)^H$	複素共役転置
$\ \cdot\ _F$	フロベニウスノルム

第1章

序論

1.1 本研究の背景

情報通信インフラの発展に伴い、2000 年代後半より日本や世界中でスマートフォンやタブレット端末等のモバイル端末が爆発的に普及し、またそれらの端末で動画画像や音楽、電子書籍等の大容量コンテンツの利用も拡大したことにより、モバイル端末のトラフィックは2010 年代末まで年率 1.5～2 倍、10 年間で約 250 倍に増加した[1][2]。2020 年代も年率 1.3～1.5 倍のペースで増加しており、今後 5 年間でさらに約 2.5 倍に増加し 1 月あたりのモバイルトラフィック量が 400 エクサバイトに達すると予測されている[3]-[5]。また、2010 年代より IoT(Internet of Things)といったモノの通信を対象とした無線通信サービスが登場し、近年世界中で急速に発展している[6][7]。例えば、温湿度センサや電力センサ、モーションセンサ等の IoT 端末のセンサデータを無線通信により収集し、環境や設備、人等の状態を監視し分析や制御に活用するなど、多種多様な IoT サービスが普及している。IoT 端末の台数は年率 1.3～1.5 倍で増加しており、すでに数 10 億台が普及している[4][8]。このまま同じペースで増加した場合、2030 年代には数 100 億台に達することが見込まれる。このような年々増大するトラフィックを、第 4 世代移動通信システム(4G)や第 5 世代移動通信システム(5G)など移動通信システムの発展のみで収容し続けること難しい。そのため、移動通信システムに加え、無線 LAN(Local Area Network)や無線 PAN(Personal Area Network)等の近距離無線通信、光無線、有線、地上 IoT プラットフォーム、衛星 IoT 等の上空エリアの活用等それぞれのユースケースに適した多様な通信システムを連携した統合的な情報通信インフラの構築が重要であり、2030 年頃に次世代情報通信インフラ Beyond 5G の導入が検討されている[9]。Beyond 5G では、図 1-1 に示すとおり「超高速・大容量」や「超多数同時接続」等の機能が求められており、それらの実現に向け各通信システムのさらなる高度化が必要不可欠である。

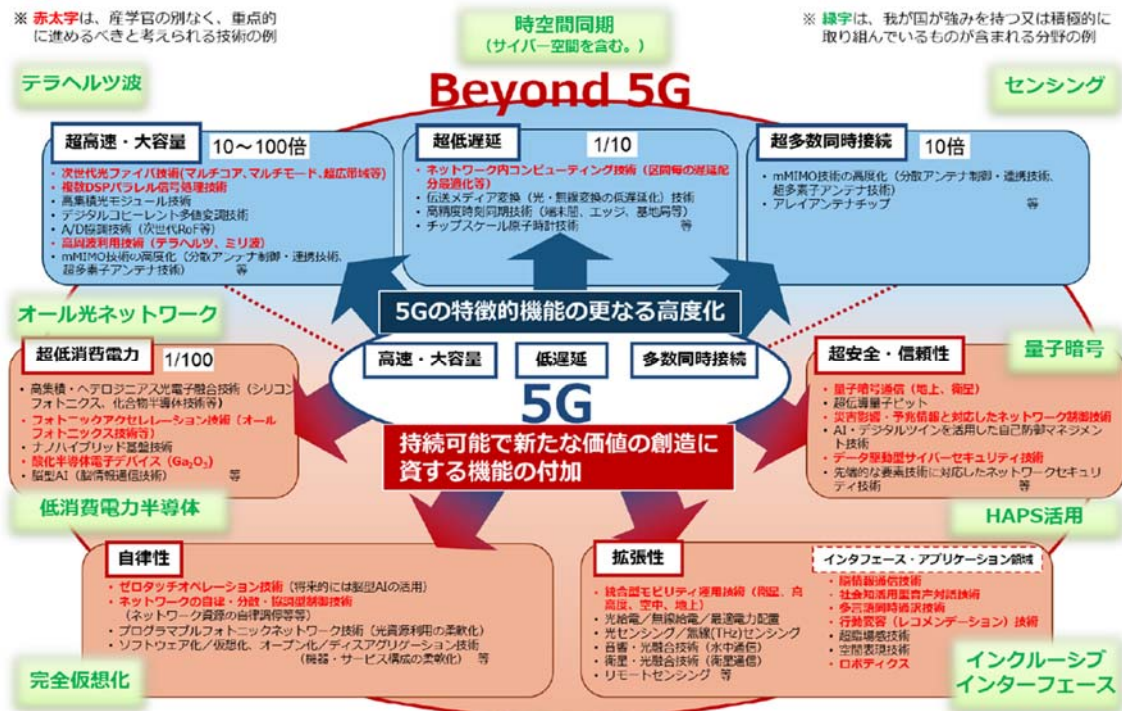


図 1-1 Beyond 5G に求められる機能[9]

無線 LAN や無線 PAN の近距離無線通信システムは、2010 年代より移動通信システムのトラフィックオフロード先という観点でも高速・大容量化が求められるようになった[10]。無線 LAN および無線 PAN には、IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)が定めた国際標準規格がある。例えば、2.4GHz 帯や 5GHz 帯のマイクロ波帯を用いる規格として IEEE 802.11a[11]や IEEE 802.11b[12]、IEEE 802.11g[13]が 2000 年代前半までに登場し、Wi-Fi として世界中に広く普及した。その後、複数の周波数チャネルを束ねて同時利用するチャネルボンディングや、MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)[14][15]による空間多重伝送技術、MIMO をマルチユーザ対応に拡張した空間分割多元接続技術である MU-MIMO(Multi-User MIMO)[16]等を活用して数 100Mbit/s~数 Gbit/s の伝送速度を実現する IEEE 802.11n[17]、IEEE 802.11ac[18]、IEEE 802.11ax[19]が 2009 年、2013 年、2021 年にそれぞれ策定され、実用化されている。また、免許不要で利用可能な 60GHz 帯のミリ波帯を用いる規格として、IEEE 802.15.3c[20]の無線 PAN 規格が 2009 年に、IEEE 802.11ad[21]の無線 LAN 規格が 2012 年にそれぞれ策定された。これらのミリ波帯無線規格では、1 つの周波数チャネルあたり 2.16GHz 幅という広い周波数帯域を活用することで、Gbit/s 超の伝送速度を達成できる。また、ミリ波はマイクロ波と比較して直進性が強く、遮蔽物の陰への回り込みや透過が少ないという性質があり、少し離れた場所で同一周波数を再利用するスモールセル利用に適している。これらのミリ波帯無線規格に準拠した民生用機器として、デジタル家電やオーディ

オ・ビジュアル機器間の有線接続に広く採用されている HDMI(High-Definition Multimedia Interface)を無線化し高品位な映像や音声の非圧縮無線伝送を行う機器や、ホーム/オフィスの無線 LAN を高速化するミリ波対応無線 LAN ルータ等が発売されている。このように、ミリ波帯の広帯域性を活用して近距離無線通信システムの高速・大容量化の検討が進められているものの、例えば図 1-2 に示す 60GHz 帯の 4 つの周波数チャネルのうち世界の主要国で免許不要で利用可能な Ch.2, Ch.3[22]を同時利用するとともに IEEE 802.11ad で定められた最も伝送速度の高い MCS(Modulation and Coding Scheme)を用いたとしても伝送速度は 13.5Gbit/s に留まる。周波数資源は有限であるため帯域幅の拡大による高速・大容量化には限界があり、近距離無線通信システムの高度化に向けて複数の受信アンテナを用いた空間多重伝送技術の実現が重要となる[†]。

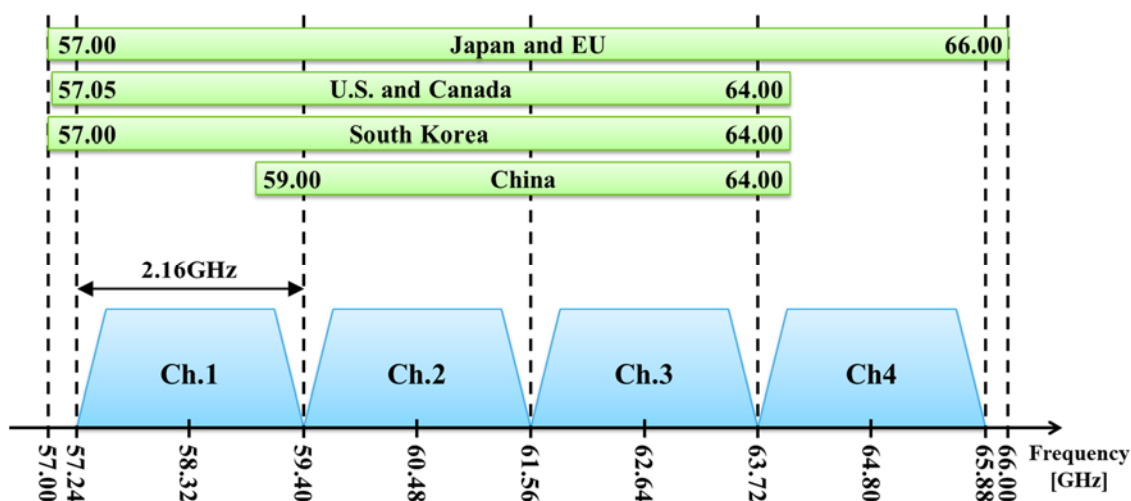


図 1-2 60GHz 帯の周波数チャネル配置と主要国における周波数割り当て

IoT プラットフォームで用いられる無線方式には、移動通信システムの国際標準化団体 3GPP(Third Generation Partnership Project)で策定された LTE Cat-M1(Long Term Evolution Category M1)[23]や LTE Cat.NB1(LTE Category Narrow Band 1)[23]等のライセンス系 LPWA(Low Power Wide Area)と、免許不要で利用可能な周波数帯（例えば日本では 920MHz 帯[24], EU(European Union)では 860MHz 帯[25])を用いるアンライセンス系 LPWA がある[26]。ライセンス系 LPWA は移動通信システムに割り当てられた周波数帯域を使用するため、高品質が求められる IoT サービス向けに適しているものの、移動通信システムの周波数

[†]筆者が本検討を開始した 2010 年当時の状況では、MIMO 伝送技術を用いるミリ波帯無線規格はなく、その後筆者ら NTT 未来ねっと研究所の提案を基に次世代ミリ波帯無線規格への MIMO 伝送技術の導入の議論がなされた。

資源逼迫の観点から、可能な限りアンライセンス系 LPWA を利用することが望ましい。アンライセンス系 LPWA は多数の方式が登場しており、LoRa[27]や ELTRES[28]等のスペクトラム拡散技術を用いる方式や、Sigfox[29]に代表される超狭帯域(UNB: Ultra Narrow Band)方式等があり、これらは特に長距離通信が可能（見通し環境の場合数 100km の通信が可能）な方式として知られている。これらの LPWA 方式では、伝送速度を数 100bit/s～数 10kbit/s 程度と低速に抑える代わりにセルサイズを拡大し、少数の基地局での広域なサービス展開を実現している。しかしながら、IoT プラットフォームの整備が進んでいない山間部や、IoT 基地局の設置が困難な海上など、地上にはまだ少なからず電波不感地帯が存在している[30]。

そのような地上 IoT プラットフォームではカバーが難しいエリアを含む地球上のあらゆる場所の IoT 端末からのセンサデータの収集を実現するため、低軌道(LEO: Low Earth Orbit)衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームが近年注目を集めている[31]-[35]。なお、衛星 IoT プラットフォームで収容する LPWA 方式は、上述の LoRa, ELTRES, Sigfox 等数 100km の長距離通信が可能な方式が前提となる。以下では、衛星 IoT プラットフォームで収容する所望の IoT 端末を衛星 IoT 端末と呼び、地上 IoT プラットフォームに収容される IoT 端末を地上 IoT 端末と呼ぶ。[31]-[35]で述べられている衛星 IoT プラットフォームでは、地上の衛星 IoT 端末から送信された信号を衛星で受信した後、衛星内部で信号の復調処理を行う。この場合、多様な LPWA 方式の IoT 端末を収容するためには、それぞれの LPWA 方式の受信処理部を衛星に搭載する必要がある。また、LPWA 方式は年々新たな方式が登場しており、それら新方式の IoT 端末を衛星 IoT プラットフォームで収容するためには、それらの受信処理部を搭載した衛星を追加で打ち上げる必要があり、コスト増を招く。そこで筆者らは、衛星内部で復調処理を行わず、衛星は受信波形データの地上への伝送のみを行い、地上基地局にて復調処理を行う構成の衛星 IoT プラットフォーム（図 1-3）を提案している[36][37]。この衛星 IoT プラットフォームでは、衛星は IoT 端末から送信された信号を複数の受信アンテナで受信し、受信波形データを LEO-MIMO[38][39]による大容量なフィードリンクで地上基地局に伝送する。そして地上基地局にて、豊富な計算リソースを活用した信号処理により、衛星 IoT 端末同士の干渉や地上 IoT 端末からの干渉を抑圧し衛星 IoT 端末からの微弱な所望信号を抽出するオフライン受信 BF(Beamforming)を行うとともに、各 LPWA 方式に応じた復調処理を行う。衛星を受信波形データの地上への伝送のみに特化したシンプルな構成とすることで、衛星搭載機の低コスト化が見込まれるとともに、今後新たな LPWA 方式が登場した場合にも衛星に機能追加することなく、衛星 IoT プラットフォームで収容することができる。LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームでは、衛星が上空を通過する限られた時間の中で多数の衛星 IoT 端末が上り通信を行う必要があり、端末数が多いほど上り通信の衝突確率が増加する。また、衛星 IoT 端末が地上に広く普及する地上 IoT 端末と同じ周波数帯を用いる場合、それら地上 IoT 端末からの干渉信号も同時に受信され、所望の衛星 IoT 端末の信号との衝突が発生する。したがって、衛星 IoT プラットフォームのアップリン

クの大容量化には衛星の複数の受信アンテナを用いた空間分割多元接続が重要となる。

以上述べたように、近距離無線通信システムの高速・大容量化、および衛星 IoT プラットフォームにおける多端末同時接続によるシステム容量の大容量化を実現するには、複数のアンテナを用いて同一時間・同一周波数で複数の信号の空間多重伝送や空間分割多元接続を実現するマルチアンテナ信号処理技術が求められる。

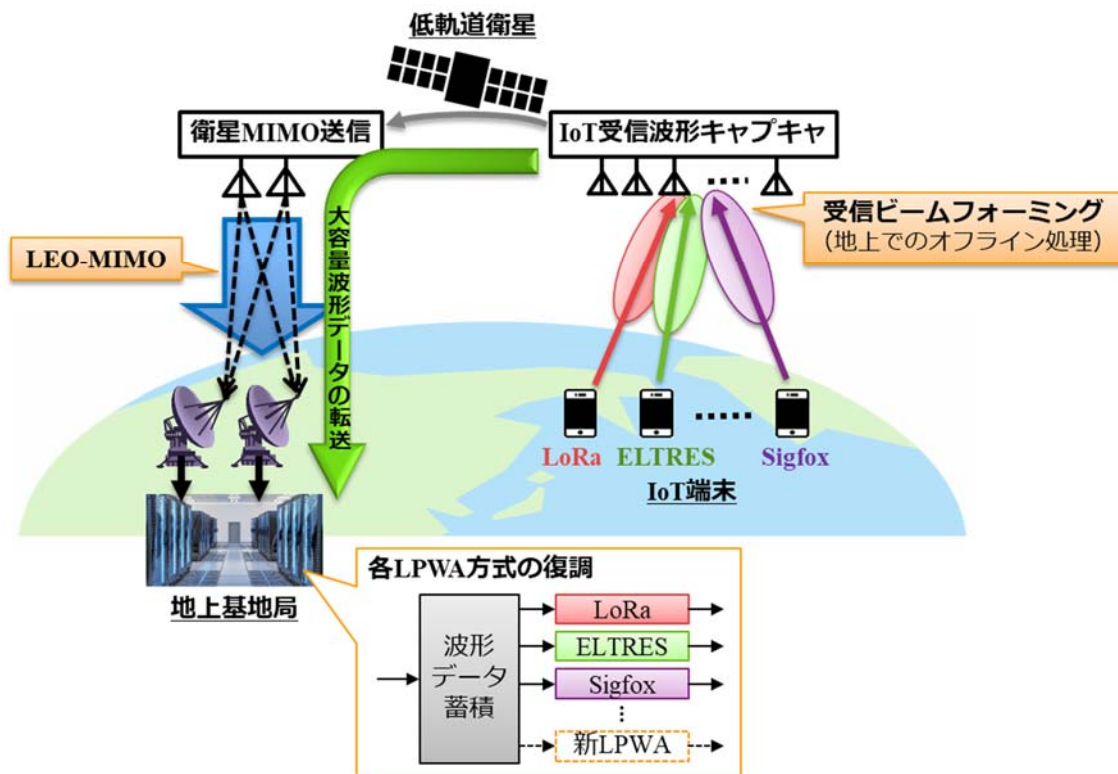


図 1-3 筆者らが提案する衛星 IoT プラットフォーム

1.2 本研究の課題

第 1.1 節で述べたとおり、年々増大するトラフィックを収容するには、移動通信システムだけでなく多様な通信システムをそれぞれ高度化し、統合的な情報通信インフラを構築することが必要不可欠である。特に、ミリ波帯を用いた近距離無線通信や LEO 衛星を用いた衛星 IoT では、空間多重伝送や空間分割多元接続による高速・大容量化の検討は十分になされていない。そこで本研究では、以下の 3 点の無線通信システムを対象として空間多重伝送や空間分割多元接続を実現するマルチアンテナ信号処理技術の検討を行った。第 1 に、図 1-4 に示す、情報キオスク端末にモバイル端末を固定設置して行うコンテンツダウンロードや、

壁の両側に設置して部屋間の高速無線中継を行う壁面透過リピータ[40], チップ間や基板間の無線通信, ケーブル同士を接点なしで接続可能とする無接点コネクタ[41]等, 送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動しない近距離無線通信へのミリ波近距離 MIMO 伝送の適用を検討した. 第 2 に, 図 1-4 に示す, 情報キオスク端末や自動改札機等にユーザがモバイル端末をタッチして行うコンテンツダウンロード等, 送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動する近距離無線通信へのミリ波近距離 MIMO 伝送の適用を検討した. 第 3 に, LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームの大容量化に向け受信 BF の適用を検討した. 以下に, それぞれの課題について述べる.

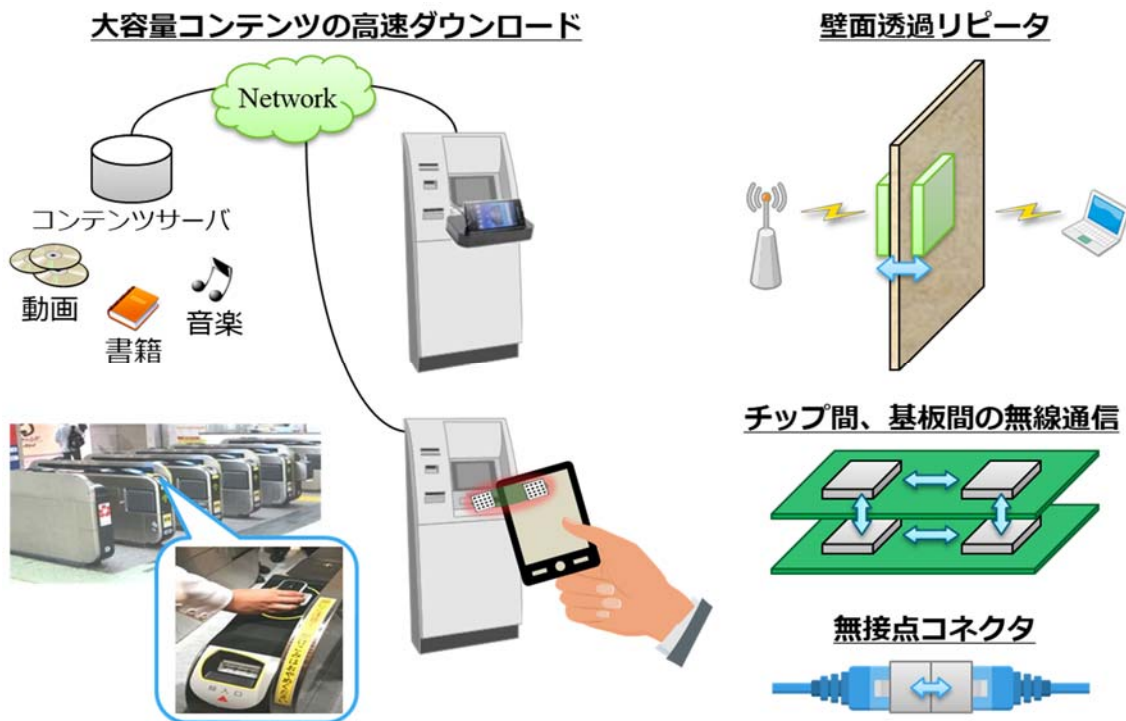


図 1-4 近距離無線通信のユースケース

1.2.1 時不変伝搬チャネルにおけるミリ波近距離 MIMO 伝送

移動通信システムや無線 LAN 等で用いられている通常の MIMO 伝送は, 複数のアンテナ素子間で低空間相関が得られるマルチパス環境を利用することで複数の信号を空間多重伝送する[14][15]. 一方, 上記で挙げたキオスク端末ーモバイル端末間や壁面透過リピータ等におけるミリ波近距離無線通信では送受信アンテナ間が見通しで直接波が支配的な環境であるため, マルチパス環境を利用した MIMO 伝送は難しい. このような直接波が支配的な環境で MIMO 伝送を行う手法として, 近接配置された送受信アンテナ素子間の直接波の伝搬経路差を利用して MIMO 伝送を行う近距離 MIMO 伝送[42][43]が提案され, ミリ波近距

離無線通信の高速・大容量化技術として注目を集めた[44]-[46]。ミリ波帯の広い周波数帯域の利用に加えて近距離 MIMO 伝送を適用することでさらなる伝送速度向上が可能となるが、一方で単位時間あたりに必要となる MIMO 信号処理量が増大する。その結果、MIMO 信号処理をリアルタイムで行うために大量の演算処理回路を配置して大規模な並列処理が必要となり、回路規模の増大による消費電力の増大を招くとともに無線機器の低コスト化を妨げる要因となる。したがって、低消費電力で安価なミリ波近距離無線通信システムを実現するには、伝搬チャネルが時変動しないことを活かして MIMO 信号処理の演算負荷を低減する手法が必要となる。また、伝搬チャネルが時変動せず、近距離 MIMO 伝送で達成される伝送特性は送受信アンテナ素子の位置関係によって決定されるため、高い伝送特性を得るために送受信アンテナ素子の最適な位置関係からのずれを推定し補正する手法が必要となる。

1.2.2 時変動伝搬チャネルにおけるミリ波近距離 MIMO 伝送

情報キオスク端末や自動改札機等にユーザがモバイル端末をタッチしてコンテンツダウンロードするユースケースでは、送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動する。これは、60GHz 帯の波長が約 5mm と短いことから、ユーザがモバイル端末をタッチした際の手ぶれによって生じる微小なアンテナ位置の変動量が無視できないためである。そのため、近距離 MIMO 伝送により伝送速度を向上するには、時変動する伝搬チャネルを逐次推定し MIMO 信号分離処理を行うことが必要となる。その際、モバイル端末へのコンテンツダウンロードでは、モバイル端末の消費電力の制約が厳しいことから、モバイル端末からキオスク端末への上り信号で推定した伝搬チャネル情報を用いてキオスク端末側で予め MIMO 信号分離のための送信ウェイトを生成して送信 BF を行う方式[47]を採用することが望ましい。送信 BF 方式の場合、送信 BF に要する処理遅延が大きいほど、上り信号で推定した伝搬チャネルと下り信号送信時の伝搬チャネルの差が大きくなり、伝送特性が劣化する。従来の ZF(Zero-Forcing)法による送信 BF (ZF-BF)[48][49]では、チャネル行列の逆行列演算を行うことにより ZF ウェイトを生成するが、逆行列演算はアンテナ素子数の 3 乗に比例する演算量を要し、大きな処理遅延が生じる。したがって、送信 BF によるミリ波近距離 MIMO 伝送で伝送速度の向上を実現するには、処理遅延の小さい送信 BF 手法が必要となる。

1.2.3 LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォーム

衛星 IoT プラットフォームの既存研究[50]-[54]では、LEO 衛星に複数の受信アンテナを搭載して受信 BF による空間分割多元接続の検討は行われておらず、受信 BF を用いず時間と周波数の無線リソースの中で達成される端末収容台数の評価や、地上に広く普及している地上 IoT 端末からの干渉信号の影響を含まない評価に留まっている。受信 BF により多数の衛星 IoT 端末の空間分割多元接続を実現する際、LEO 衛星は小型かつ軽量が求められるた

め受信アンテナの搭載数は 10 素子程度に留めることが望ましい。多数の地上 IoT 端末からの干渉信号が到来する中で、衛星の限られた受信アンテナ数で受信 BF が動作し空間分割多元接続を実現できるかは未知数である。そのため、まずはこれらの多数の干渉信号が存在する中で、受信 BF の適用による端末収容台数の向上可能性を明らかにすることが重要である。

また、LPWA 方式ごとに変調方式等が異なることから受信 BF を適用する上での課題も異なる。Sigfox に代表される UNB 型 LPWA 方式の場合、LEO 衛星の高速移動に伴うドップラーシフトの時変動（以下では、ドップラー変動と言う。）[55]によって、送信時は超狭帯域な信号帯域幅が衛星での受信時には数倍に広がるため、衝突する干渉信号数が増大する。そのため、地上の無線通信システムで用いられている受信 BF[56][57]を転用するだけでは、衛星の限られた受信アンテナ数で多数の干渉信号を抑圧することが難しく、ドップラー変動を考慮して受信 BF 手法を拡張する必要がある。また、LoRa や ELTRES 等のスペクトラム拡散型 LPWA 方式の場合、衛星での受信時の SNR(Signal to Noise Ratio)が-15dB 程度になることが想定され、その低 SNR 環境下で動作するよう受信 BF 手法の拡張が必要となる。

1.3 本研究の目的

本研究では、前節で述べた課題に対し、各無線通信システムに適したマルチアンテナ信号処理技術を提案しその有効性を示すことで、無線通信システムのさらなる高速・大容量化をめざす。まず、時不変伝搬チャネルにおけるミリ波近距離 MIMO 伝送を対象として、筆者が所属する NTT 未来ねっと研究所および新潟大学が提案したアナログ回路を用いて MIMO 信号分離処理を行う簡易受信復号方式[58]について、試作装置を用いた実験評価により伝送特性および適用領域を評価するとともに、送受信アンテナの最適な位置関係からのずれを推定し補正する手法を提案する。次に、時変動伝搬チャネルにおけるミリ波近距離 MIMO 伝送を対象として、処理遅延を低減可能な送信 BF 手法を提案する。最後に、LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームを対象として、衛星 IoT 端末同士の干渉と地上 IoT 端末からの干渉が存在する中で受信 BF を適用した場合の端末収容台数の向上効果を評価するとともに、UNB 型 LPWA 方式およびスペクトラム拡散型 LPWA 方式の衛星 IoT 端末を収容するために適した受信 BF 手法を提案する。

1.4 本論文の構成

本論文は以下の 5 章で構成される。各章の関係を図 1-5 に示す。

第 1 章である本章では、本研究の背景、課題および目的について述べた。

第 2 章では、情報キオスク端末にモバイル端末を固定設置して行うコンテンツダウンロード

ードや壁面透過リピータの時不変伝搬チャネルでミリ波近距離 MIMO 伝送を行う場合について、簡易受信復号方式の試作装置を用いた実験評価を行うとともに、アンテナ位置ずれ対策手法を提案する。まず、実測の近距離 MIMO 伝搬チャネル特性および簡易受信復号方式のアナログ回路特性を用いて、空気中の近距離 MIMO 伝送の広帯域信号伝送特性と送受信アレーアンテナの位置ずれ耐性を評価する。また、壁透過の近距離 MIMO 伝搬チャネルを測定し、壁材の挿入損失と壁内で生じるマルチパスが近距離 MIMO の伝送特性に与える影響を評価する。次に、複数の受信アンテナ素子における RSSI(Received Signal Strength Indicator)を用いた重心計算によりアンテナ位置ずれを高精度推定する位置推定手法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより評価する。さらに、送受信アンテナ素子の位置関係から決まる伝搬経路差(位相差)の最適条件からのずれに対し、サブアレーアンテナの各アンテナ素子から送受信される信号の電力比制御による伝搬チャネルの位相差制御手法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により評価する。

第 3 章では、情報キオスク端末や自動改札機等にユーザがモバイル端末をタッチしてコンテンツダウンロードする際の時変動伝搬チャネルでミリ波近距離 MIMO 伝送を行う場合について、まずユーザの手ぶれによる受信アンテナの位置ずれ時の近距離 MIMO チャネルの変動と ZF ウェイトの変動の関係を計算機シミュレーションにより示す。そして、その関係を活用して、伝搬チャネルの変動情報と過去の ZF ウェイトから準 ZF 送信ウェイトを短時間で生成する送信 BF 手法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよびマイクロ波帯スケールモデル実験により評価する。

第 4 章では、LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームを対象とし、まず、衛星 IoT 端末同士の干渉と地上 IoT 端末からの干渉が存在する中で、受信 BF を適用した場合に得られる LoRa, ELTRES, および Sigfox の端末収容台数向上効果を計算機シミュレーションにより評価する。この評価では、LEO 衛星の高速移動により生じるドップラー変動の影響は簡易的に模擬した。次に、Sigfox 方式の衛星 IoT 端末を収容する場合に問題となるドップラー変動による多数の信号の干渉への対応として、ドップラー変動を補償後に受信 BF を行う手法を提案し、ドップラー変動を厳密に考慮した計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を評価する。さらに、LoRa 方式の衛星 IoT 端末を収容する場合の課題である低 SNR 環境で動作する受信 BF 手法として、各 LoRa 信号の既知信号区間を逆拡散処理およびフィルタ処理して合成し受信 BF のウェイト生成部の入力信号とすることで熱雑音の影響を最小限に抑圧した状態で受信 BF を可能とする手法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより評価する。

第 5 章では、第 2 章から第 4 章における研究で得られた成果をまとめ本論文の結論を述

べるとともに、今後の技術展望と課題を示す。

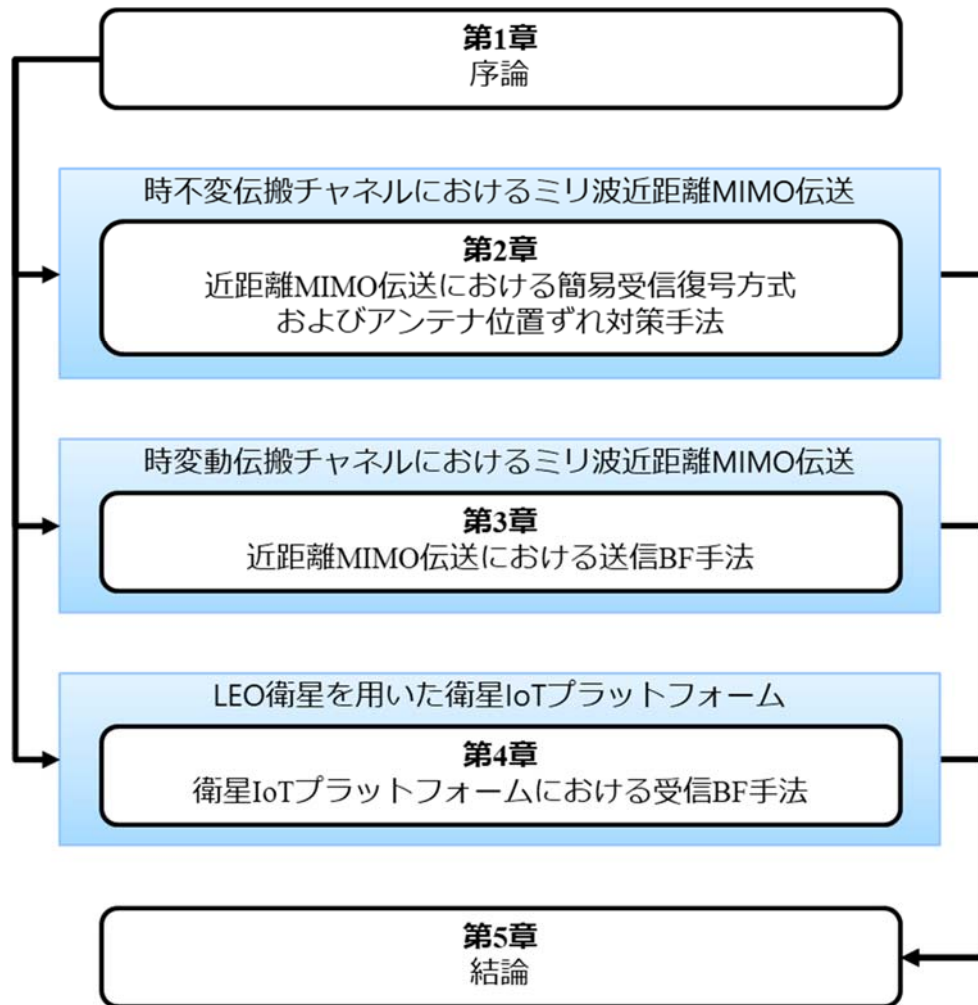


図 1-5 本論文の構成

第2章

近距離 MIMO 伝送における簡易受信復号方式及びアンテナ位置ずれ対策手法

2.1 はじめに

本章では、情報キオスク端末にモバイル端末を固定設置して行うコンテンツダウンロードや壁面透過リピータ等、送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動しない近距離無線通信へのミリ波近距離 MIMO 伝送の適用を検討する。MIMO 伝送技術は、送受に複数のアンテナを用い、これらの中で同一時間・周波数で異なる信号を空間多重伝送する伝送法[14][15]であり、限られた周波数帯域で伝送速度を向上できることから、移動通信システムや高速無線 LAN システム等の様々な無線通信システムで採用されている[17][59]。この通常の MIMO 伝送では、図 2-1(a)に示すように、複数のアンテナ素子間で低空間相関が得られるマルチパス環境を利用することで複数の信号を空間多重伝送する[15]。一方、上記で挙げたキオスク端末ーモバイル端末間や壁面透過リピータ等における近距離無線通信では送受信アンテナ間が見通しで直接波が支配的な環境（図 2-1(b)）であるため、マルチパス環境を利用した MIMO 伝送は難しい。このような直接波が支配的な環境で MIMO 伝送を行う手法として、近接配置された送受信アンテナ素子間の直接波の伝搬経路差を利用して MIMO 伝送を行う近距離 MIMO(SR-MIMO: Short-Range MIMO)伝送が提案されている[42][43]。筆者が所属する NTT 未来ねっと研究所では、60GHz 帯のミリ波帯を用いることでモバイル端末等に搭載可能なサイズでアレーアンテナを実現し、ミリ波帯の広帯域の利用に加えて近距離 MIMO 伝送を適用することでさらなる伝送速度の向上を検討してきた[60]。ミリ波近距離 MIMO 伝送ではアンテナ素子数の増加に伴い伝送速度を向上できるが、同時に単位時間あたりに必要となる MIMO 信号処理量も増大する。その結果、MIMO 信号処理をリアルタイムで行うために大量の演算処理回路を配置して大規模な並列処理が必要となり、回路規模の増大による消費電力の増大を招くとともに無線機器の低コスト化を妨げる要因となる。この問題に対し、アナログ回路で MIMO 信号分離処理を行うことでデジタル演算を削減する簡易受信復号方式[58]が提案されている。前述のユースケースでは、送受信アレーアンテナの固定設置により送受信間の伝搬チャネルが時変動しないため、通常の MIMO 伝送で必要なウェイト更新処理が不要となり、アナログ回路を用いた固定の重み付けにより MIMO 信号分離

が可能となる．これまでに[58]で，送受ともにアンテナ素子を2素子 ($N_t = N_r = 2$) 用いる 2×2 SR-MIMO と4素子用いる 4×4 SR-MIMO における簡易受信復号方式の評価結果が報告されている．しかし， 2×2 SR-MIMO の評価では，伝搬チャネルは実測データを用いているが，回路特性については理想的な値を用いており，実際のアナログウェイト回路を用いた評価は行われていない．また， 4×4 SR-MIMO の評価では，伝搬チャネルは幾何光学近似によるシミュレーション値を用い，回路特性も理想的な値を用いている．さらに，送受信アレーアンテナの位置ずれがない理想的な対向状態における評価のみ報告されているが，実際には送受信アレーアンテナを固定設置する際に少なからず位置ずれが生じることが想定される．そこで本章では，簡易受信復号方式の試作装置を用いた実験評価を行うとともに，アンテナ位置ずれ対策手法を提案する．

以下，本章の構成を述べる．図 2-2 に，第 2.2 節～第 2.6 節の関係を示す．第 2.2 節にて，近距離 MIMO 伝送における伝搬チャネルの最適条件と簡易受信復号方式について説明する．第 2.3 節にて，実測の伝搬チャネル特性および簡易受信復号方式のアナログ回路特性を用いた実験評価により，空気中の近距離 MIMO 伝送の広帯域信号伝送特性と送受信アレーアンテナの位置ずれ耐性を明らかにする．第 2.4 節にて，壁透過の伝搬チャネルの実測データを用いて，壁材の挿入損失と壁内で生じるマルチパスが近距離 MIMO の伝送特性に与える影響を明らかにする．次に，アンテナ位置ずれ対策手法として，第 2.5 節にて，複数の受信アンテナ素子における RSSI を用いた重心計算によりアンテナ位置ずれを高精度推定する位置推定手法を提案し，計算機シミュレーションにより位置推定精度を明らかにする．さらに第 2.6 節にて，送受信アンテナ素子の位置関係から決まる伝搬経路差（位相差）の最適条件からのずれに対し，サブアレーアンテナの各アンテナ素子から送受信される信号の電力比制御による伝搬チャネルの位相差制御手法を提案し，計算機シミュレーションおよび実験により有効性を明らかにする．最後に，第 2.7 節で本章のまとめを述べる．

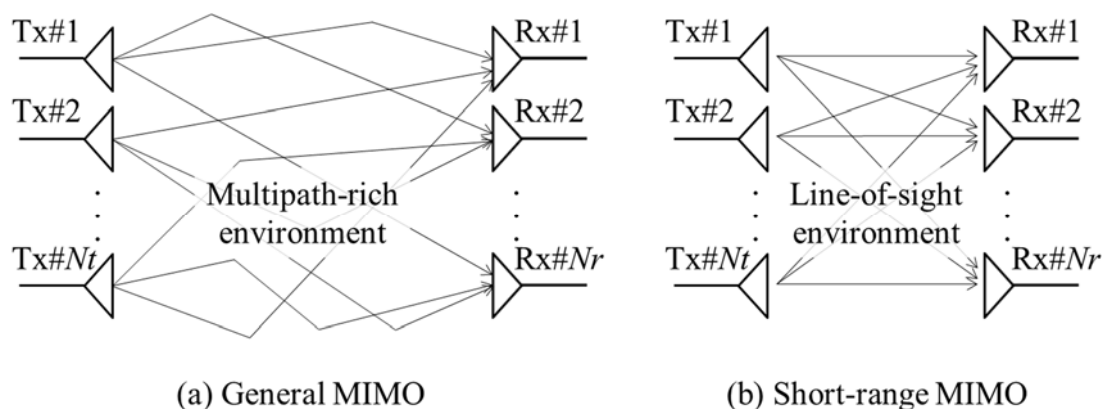


図 2-1 マルチパス環境を利用する通常の MIMO 伝送と近距離 MIMO 伝送の概念図

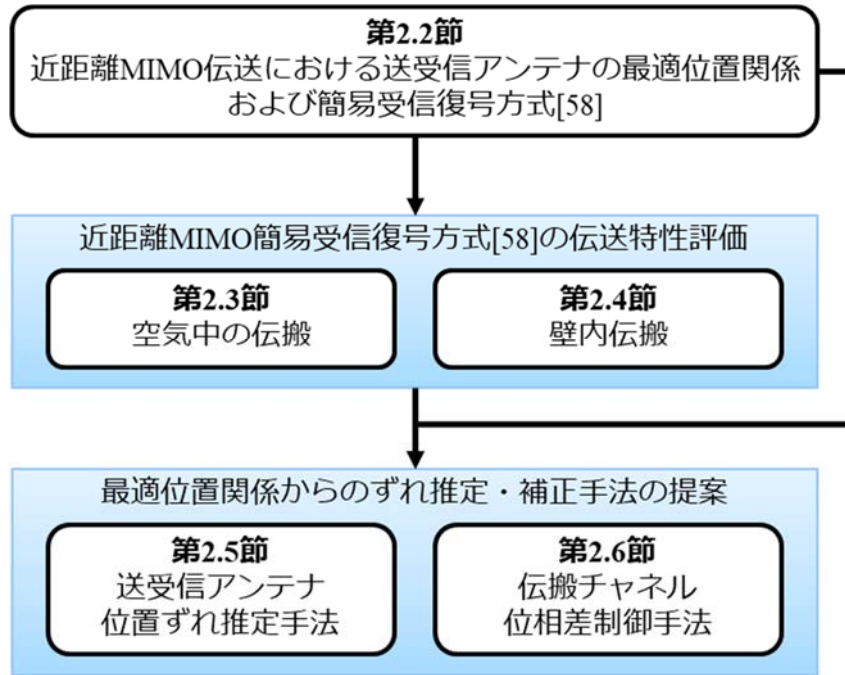


図 2-2 第 2.2 節～第 2.6 節の関係

2.2 近距離 MIMO 伝送における簡易受信復号方式

本節では、近距離 MIMO 伝送における伝搬チャネルの最適条件と、その最適条件を利用してアナログ回路を用いた固定重み付けにより MIMO 信号分離を行う簡易受信復号方式 [58] について述べる。

2.2.1 伝搬チャネルの最適条件

図 2-3 にアンテナ配置を示す。2×2 SR-MIMO では、送受ともに 2 つのアンテナ素子が x 軸方向に素子間隔 d で配置され、4×4 SR-MIMO では、4 つのアンテナ素子が xy 平面上に素子間隔 d で正方配置されているものとする。図 2-4 に、近距離 MIMO 伝送の素子間隔 d に対するチャネル容量特性と、伝搬チャネルの位相差の関係を示す。周波数は 61.56GHz（自由空間波長 $\lambda_0 = 4.87\text{mm}$ ）、伝送距離 $D = 2.4\lambda_0$ 、SNR = 30dB とした。送受アレーアンテナは各アンテナ素子が対向状態となるように配置されているものとする。各アンテナ素子の指向性関数として [61] に示されている $\cos^n\theta$ を用いた。アンテナ素子の最大利得方向は正面方向とした。また、半値幅(HPBW: Half Power Beam Width)は 75° とした。伝搬チャネルは、各送受信アンテナ素子間の直接波のみを考慮したレイトレース法[62]により計算した。 j 番目の送信アンテナから i 番目の受信アンテナへの伝搬チャネルを h_{ij} (i, j は、それぞれアンテナ素子数以下の自然数) で表し、伝搬チャネルの位相差を $\theta_{H1} = \arg(h_{21}/h_{11}) = \arg(h_{31}/h_{11}) = \arg(h_{12}/h_{22}) = \arg(h_{42}/h_{22}) = \arg(h_{13}/h_{33}) = \arg(h_{43}/h_{33}) =$

$\arg(h_{24}/h_{44}) = \arg(h_{34}/h_{44})$, および $\theta_{H2} = \arg(h_{41}/h_{11}) = \arg(h_{32}/h_{22}) = \arg(h_{23}/h_{33}) = \arg(h_{14}/h_{44})$ で表す. 図 2-4 からわかるように, 近距離 MIMO 伝送ではチャネル容量が最大となるアレーアンテナの素子間隔 ($d = 1.13 \lambda_0$) , すなわち最適素子間隔が存在する[43][63][64]. また, 最適素子間隔では ZF(Zero Focusing)と固有モード伝送(E-SDM: Eigenbeam-Space Division Multiplexing)のチャネル容量が同等となる[43][58]. また, 図 2-4 より, 最適素子間隔における伝搬チャネルの位相差は $\theta_{H1} \simeq -90^\circ$, $\theta_{H2} \simeq -180^\circ$ となることがわかる. すなわち, 最適素子間隔におけるチャネル行列は式(2-1)と式(2-2)で近似され, このときチャネル容量が最大となる[65].

(2×2 SR-MIMO の場合)

$$\mathbf{H} \simeq h_{11} \begin{bmatrix} 1 & -\beta j \\ -\beta j & 1 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

(4×4 SR-MIMO の場合)

$$\mathbf{H} \simeq h_{11} \begin{bmatrix} 1 & -\beta j & -\beta j & -\gamma \\ -\beta j & 1 & -\gamma & -\beta j \\ -\beta j & -\gamma & 1 & -\beta j \\ -\gamma & -\beta j & -\beta j & 1 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

ここで, β および γ ($0 \leq \beta, \gamma \leq 1$)はアンテナ素子の放射特性や伝送距離 D に依存する実数定数である.

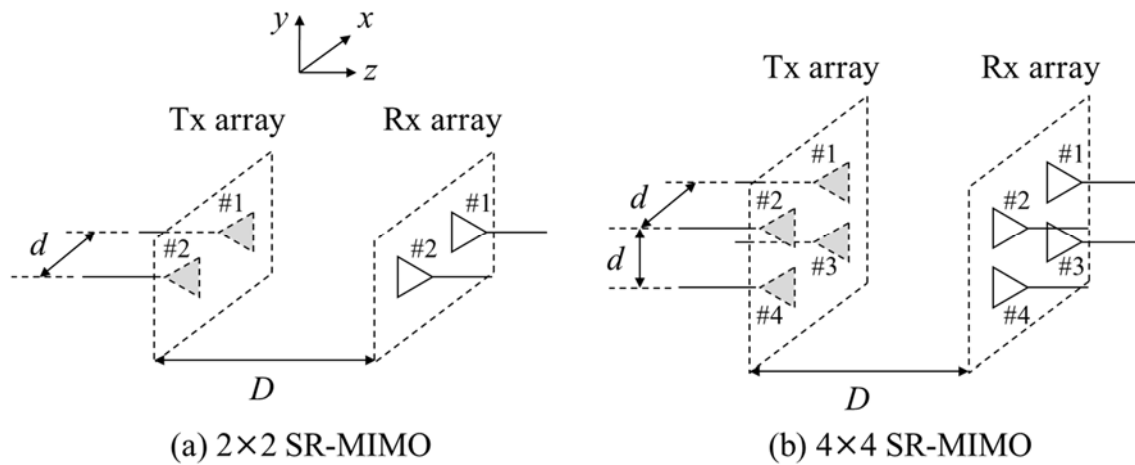
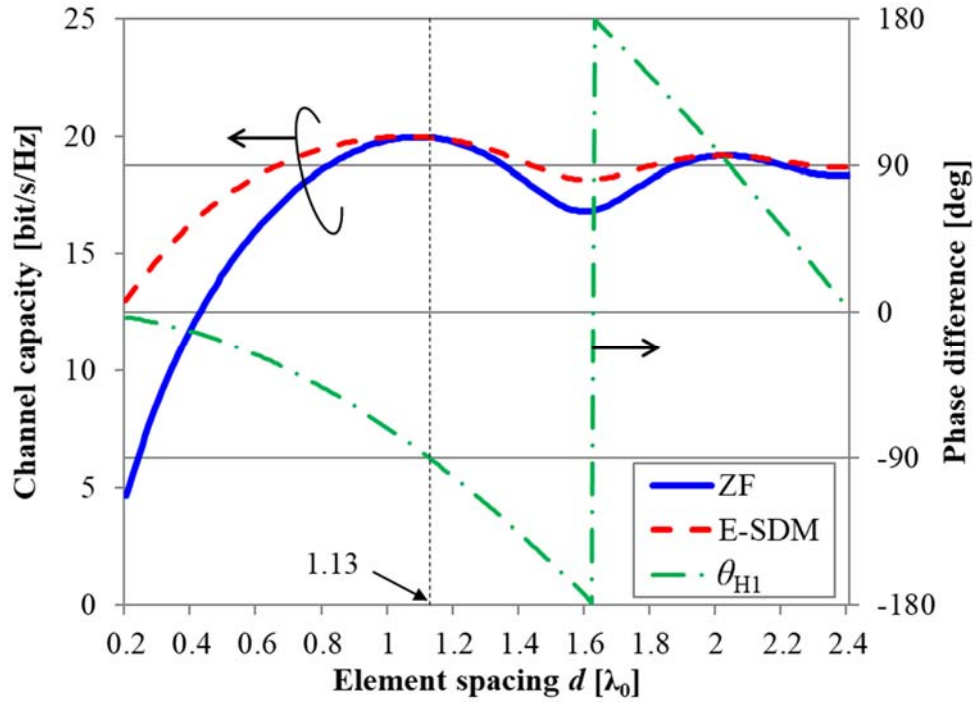
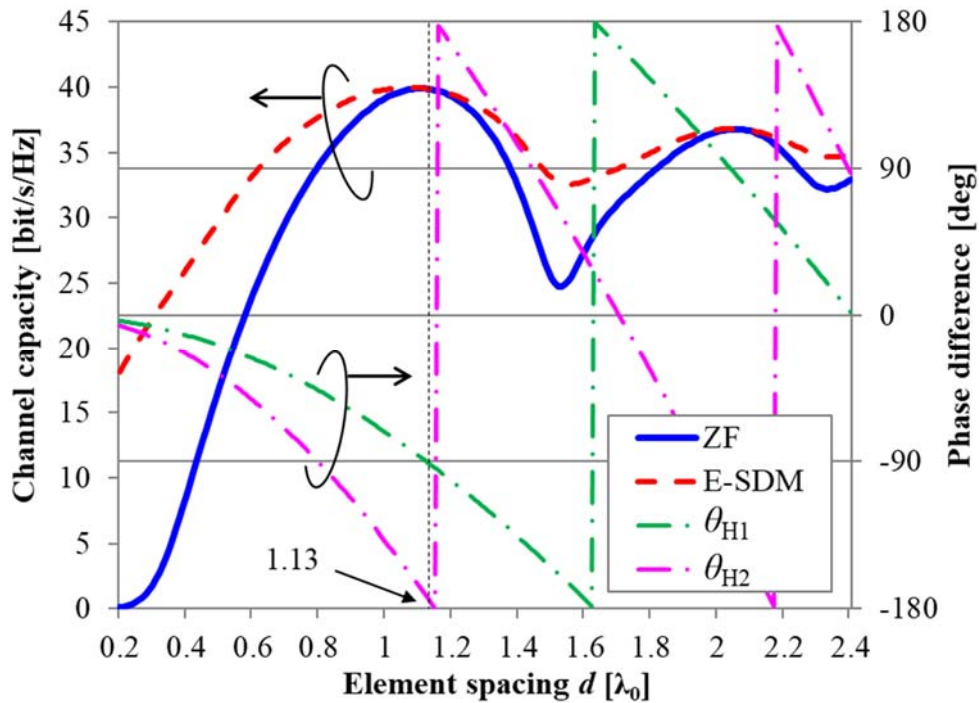


図 2-3 アンテナ配置



(a) 2x2 SR-MIMO



(b) 4x4 SR-MIMO

図 2-4 素子間隔 d とチャネル容量及び伝搬チャネル位相差の関係

2.2.2 簡易受信復号方式

図 2-5 に、ZF 法を用いる通常の MIMO 伝送システムの構成を示す。各送信アンテナから同一時間・周波数で送信された信号は伝搬チャネルを通過し各受信アンテナで受信される。受信された空間多重信号は、RF(Radio Frequency)帯からベースバンドへ周波数変換された後、ADC(Analog-to-Digital Converter)でデジタル信号に変換される。その後、MIMO 検出器で ZF ウェイトを乗算することによって空間多重信号の分離が行われ、復調される。この信号分離のためのウェイト乗算に要する信号処理量はアンテナ素子数の 2 乗に比例して増加する。したがって、伝送速度向上のためにアンテナ素子数を増やすと、回路規模や消費電力が増大する。この問題に対し、アナログ回路で MIMO 信号分離処理を行うことで、デジタル演算を削減する簡易受信復号方式[58]が提案されている。

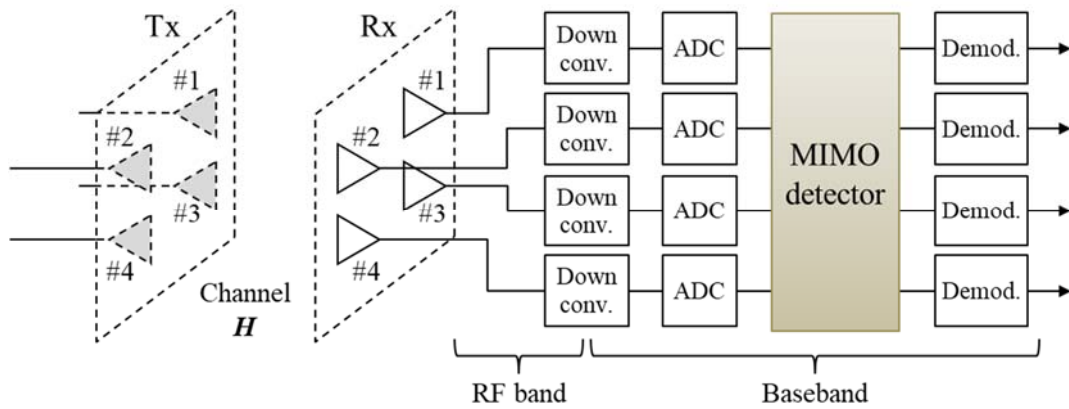


図 2-5 通常の MIMO 伝送システム

図 2-6 に、簡易受信復号方式を用いる MIMO 伝送システムの構成を示す。以下では、MIMO 信号分離のためのアナログウェイト回路を簡易受信復号回路と呼ぶ。以下に、本方式の原理を示す。前述のとおり、最適素子間隔におけるチャネル行列は式(2-1)と式(2-2)で表される。このとき ZF 法のウェイト行列は式(2-3)と式(2-4)で表される。

(2×2 SR-MIMO の場合)

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^{-1} \simeq w_{11} \begin{bmatrix} 1 & \beta j \\ \beta j & 1 \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

(4×4 SR-MIMO の場合)

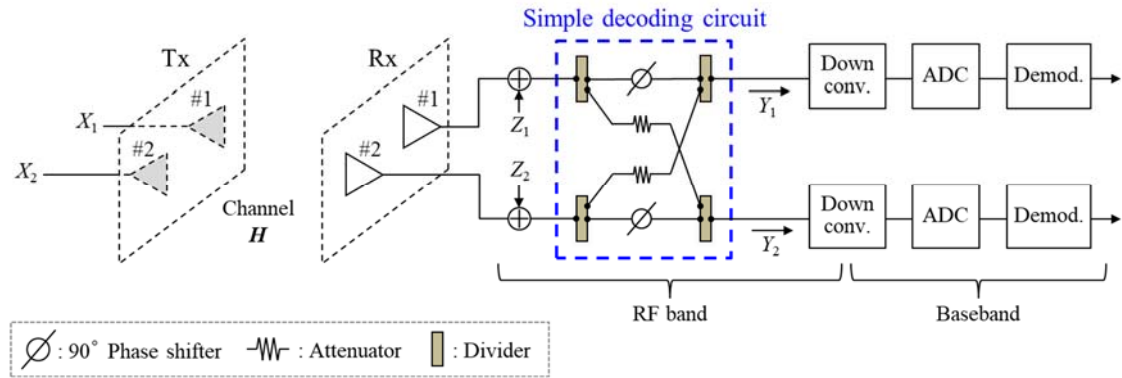
$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^{-1} \simeq w_{11} \begin{bmatrix} 1 & \beta j & \beta j & -\gamma \\ \beta j & 1 & -\gamma & \beta j \\ \beta j & -\gamma & 1 & \beta j \\ -\gamma & \beta j & \beta j & 1 \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

この ZF ウェイトは、図 2-6 に示すように、90 度移相器と 180 度移相器、減衰器、分配器といったアナログデバイスを用いて簡易に構成することができる。送信機から送信される信

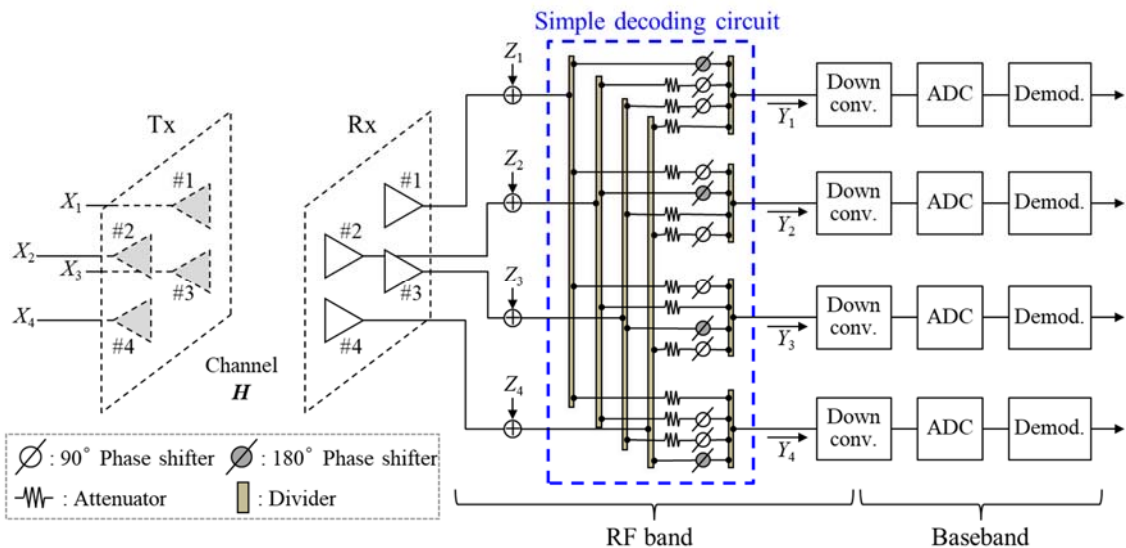
号をベクトル $\mathbf{X} = [X_1, X_2, \dots, X_{N_t}]^T$, 受信機雑音をベクトル $\mathbf{Z} = [Z_1, Z_2, \dots, Z_{N_r}]^T$ で表すと, 簡易受信復号回路の出力信号 $\mathbf{Y} = [Y_1, Y_2, \dots, Y_{N_r}]^T$ は式(2-5)で表される. なお, $(\cdot)^T$ は転置を表す.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} &= \mathbf{W}(\mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z}) \\
 &= \mathbf{X} + \mathbf{W}\mathbf{Z}
 \end{aligned}
 \tag{2-5}$$

このように, 空間多重信号を図 2-6 に示すアナログウェイト回路を用いて RF 帯で分離できる. デジタル演算により MIMO 信号分離を行う ZF 法では, 式(2-5)のとおりウェイト行列 $\mathbf{W}$ の乗算に要する演算量はアンテナ素子数の 2 乗に比例して増加するが, 簡易受信復号方式ではデジタル演算なしで MIMO 信号分離が可能である.



(a) 2×2 SR-MIMO



(b) 4×4 SR-MIMO

図 2-6 簡易受信復号方式を用いる近距離 MIMO 伝送システム

2.3 空気中の近距離 MIMO における簡易受信復号方式の特性評価

本節では, 試作した平面アレーアンテナと簡易受信復号回路から構成される近距離 MIMO 簡易受信復号方式の試作装置を説明する. また, 試作アンテナと試作回路による実測の伝搬チャネル特性と回路特性を用いた実験評価により, 空気中の近距離 MIMO 伝送の広帯域信号伝送特性と送受信アレーアンテナの位置ずれ耐性を示す.

2.3.1 簡易受信復号方式を用いた近距離 MIMO 伝送システムの試作装置

実測伝搬チャネル特性と回路特性を用いた評価を行うために, 平面アレーアンテナと簡易受信復号回路の試作を行った. 図 2-7 に, 試作アレーアンテナの外観写真と層構成を示す. 60GHz 帯のスケールモデルとして中心周波数 25.0GHz (自由空間波長 $\lambda_0 = 12\text{mm}$) にて設計を行った. 平面アレーアンテナの各アンテナ素子は正方形マイクロストリップアンテナであり, 素子間隔は $d = 1.13\lambda_0$ である. 無給電素子による広帯域化を行うために, 図 2-7(c) に示すように多層基板構成とした. 具体的には, テフロン基板の誘電体層が 5 層と, 銅箔の金属層が 6 層という構成である. 最上層には厚さ $T = 0.56\text{mm}$ の NPC-H220A (比誘電率 $\epsilon_r = 2.18$, 誘電正接 $\tan\delta = 0.0006$) を用い, 第 5 層には, 厚さ $T = 0.127\text{mm}$ の NPC-F220A ($\epsilon_r = 2.19$, $\tan\delta = 0.0007$) を用いた. その他の 3 層には, 厚さ $T = 0.254\text{mm}$ の NPC-F220A ($\epsilon_r = 2.20$, $\tan\delta = 0.0007$) を用いた. 各銅箔の厚さは 0.018mm である. 給電線路には第 4 層のストリップラインを用い, 第 2 層の給電素子に対してスロット結合給電を行っている. 最上層には広帯域化のための無給電素子を配置した. コネクタへの接続のために, 第 4 層から第 6 層にビアで接続している. なお, 2 素子アレーアンテナと 4 素子アレーアンテナの両方で同じ材料や層構成, 給電方法を用いた. また, 同構成のアレーアンテナを送信側と受信側の両方で用いた. 試作アンテナの反射係数は 24.0~26.0GHz において -15.9dB 以下となっている. また, アンテナ素子の最大利得方向は正面方向であり, 正面方向における指向性利得は 5.5dBi, 半値幅は 74.8° である.

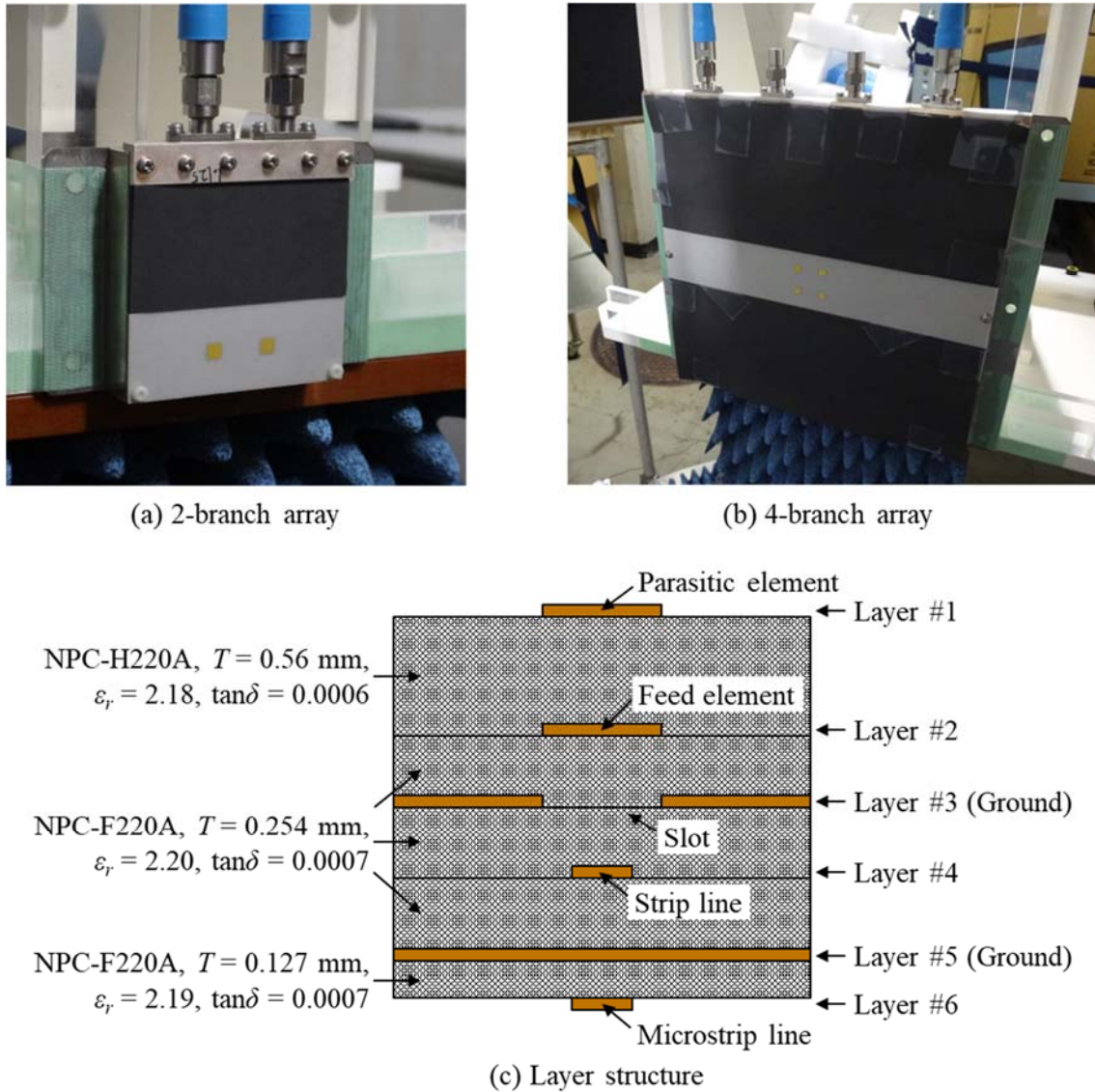


図 2-7 試作した平面アレーアンテナ

図 2-8 に試作した簡易受信復号回路の外観写真と層構成を示す．図 2-6 に示す線路の交差を回避するために，図 2-8(c)に示すように回路を誘電体 3 層と銅箔 4 層の多層構成で製造した．誘電体基板には，テフロン基板 NPC-F220A を用いており，最上層には厚さ $T=0.127$ mm の NPC-F220A ($\epsilon_r = 2.19$, $\tan\delta = 0.0007$) を用いた．その他の 2 層には，厚さ $T=0.254$ mm の NPC-F220A ($\epsilon_r = 2.20$, $\tan\delta = 0.0007$) を用いた．各銅箔の厚さは 0.018 mm である．回路は最上層のマイクロストリップラインと第 3 層のストリップラインに分散して構成されており，層間の接続にはビアを用いた．図 2-6 中の 4 分配器は，2 分配ウィルキンソンディバイダの 2 段構成となっている．また，準ミリ波帯対応ディスクリート半導体デバイスの減衰器 AMMP-6630 と移相器 HMC933LP4E を最上層に平面実装した．以上のとおり，市販の半

導体デバイスを用いて一般的な平面回路製造法により簡易受信復号回路を試作した．簡易受信復号回路の振幅偏差は最大で 5dB，位相偏差は最大で 20°であった．

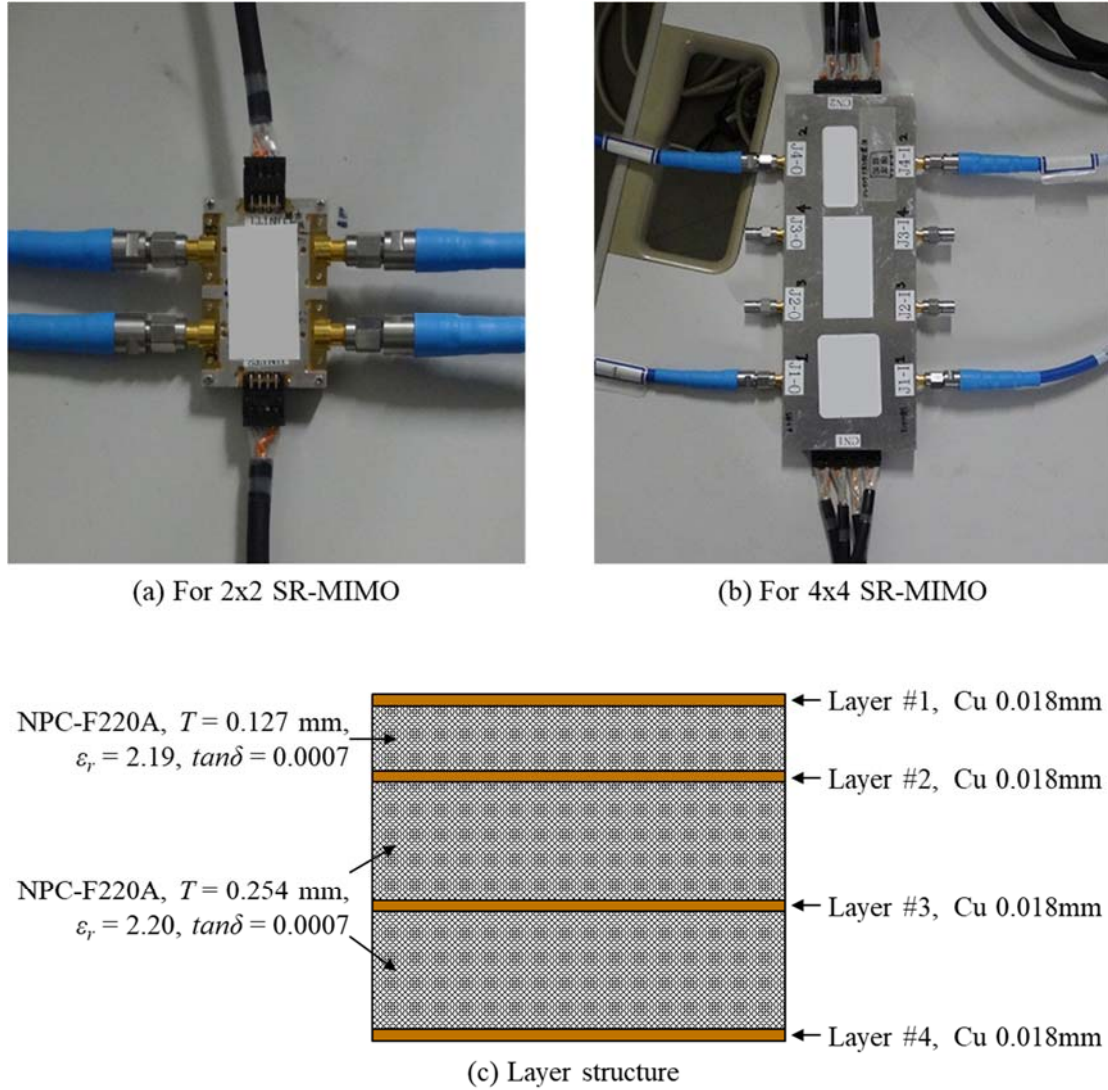


図 2-8 試作した簡易受信復号回路

2.3.2 広帯域信号伝送特性

簡易受信復号方式により伝送可能な信号帯域幅を明らかにするために，試作装置を用いて広帯域信号伝送特性の評価を行った．具体的な評価方法として，まず平面アレーアンテナによる近距離 MIMO 伝搬チャネル特性と簡易受信復号回路の回路特性をネットワークアナライザで測定した．そして，それらの実測データを用いて中心周波数 25.0GHz にて変調信号伝送シミュレーションを行った．表 2-1 に評価パラメータを示す．2x2 SR-MIMO では，図 2-7(a)に示すアレーアンテナを対向配置し，4x4 SR-MIMO では図 2-7(b)に示すアレーアン

テナを対向配置した. IEEE 802.11ad を基に, 通信方式は OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)とし, サブキャリア間隔は 60GHz 帯における 5.16MHz を 25.0GHz 帯にスケールモデル化して 2.09MHz とした. 誤り訂正前の BER $< 10^{-2}$ を所要品質とする. これは誤り訂正符号として LDPC(Low Density Parity Check)符号を使用したときにエラーフリーとなる BER である.

表 2-1 広帯域信号伝送特性評価における評価パラメータ

Item	Value
Antenna element spacing d	$1.13 \lambda_0$
Transmission distance D	$1.75 \lambda_0$
Center frequency	25.0 GHz
Subcarrier spacing	2.09 MHz
First modulation scheme	QPSK, 16QAM, 64QAM
Second modulation scheme	OFDM
SNR	30 dB

図 2-9 に比帯域幅対平均 SIR(Signal to Interference Ratio)特性を示す. なお, 式(2-6)に示すように平均 SIR を, 全受信アンテナ素子における全サブキャリアの SIR の平均値と定義する.

$$\text{Average SIR} = \frac{1}{N_r N_{sc}} \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_{sc}} \frac{|A_{i,i,k} X_{i,k}|^2}{\sum_{j=1, j \neq i}^{N_t} |A_{j,i,k} X_{j,k}|^2} \quad (2-6)$$

ここで, k はサブキャリア番号, N_{sc} はサブキャリア数を表し, 比帯域幅によって異なる. また, $A_{a,b,k}$ は行列 $\mathbf{A} = \mathbf{WH}$ の a 行 b 列の要素を表す. 既存研究[58]で考慮されていない実際のアナログウェイト回路特性の影響を明らかにするため, 振幅偏差と位相偏差のない理想的なアナログウェイト回路の場合の特性も図に示す. 図から, 平均 SIR は比帯域幅が広くなるにつれて小さくなることがわかる. これは, 伝搬チャネルや簡易受信復号回路が周波数特性を持ち, 中心周波数周辺においては式(2-1)～式(2-4)に示す最適な 90° 位相差や 180° 位相差に近い位相差を得られるが, 中心周波数から離れた周波数においては最適値から偏差が生じているためである. 試作回路と理想回路の特性を比較するとわかるように, 試作回路が持つ振幅偏差と位相偏差の影響による SIR の劣化量は, 2×2 SR-MIMO の場合は約 15dB, 4×4 SR-MIMO の場合は約 2dB である. また, 試作回路の場合の結果からわかるように, 4×4 SR-MIMO では 2×2 SR-MIMO と比べて信号分離性能が劣るものの, 15dB 以上の高い平均 SIR を達成できる.

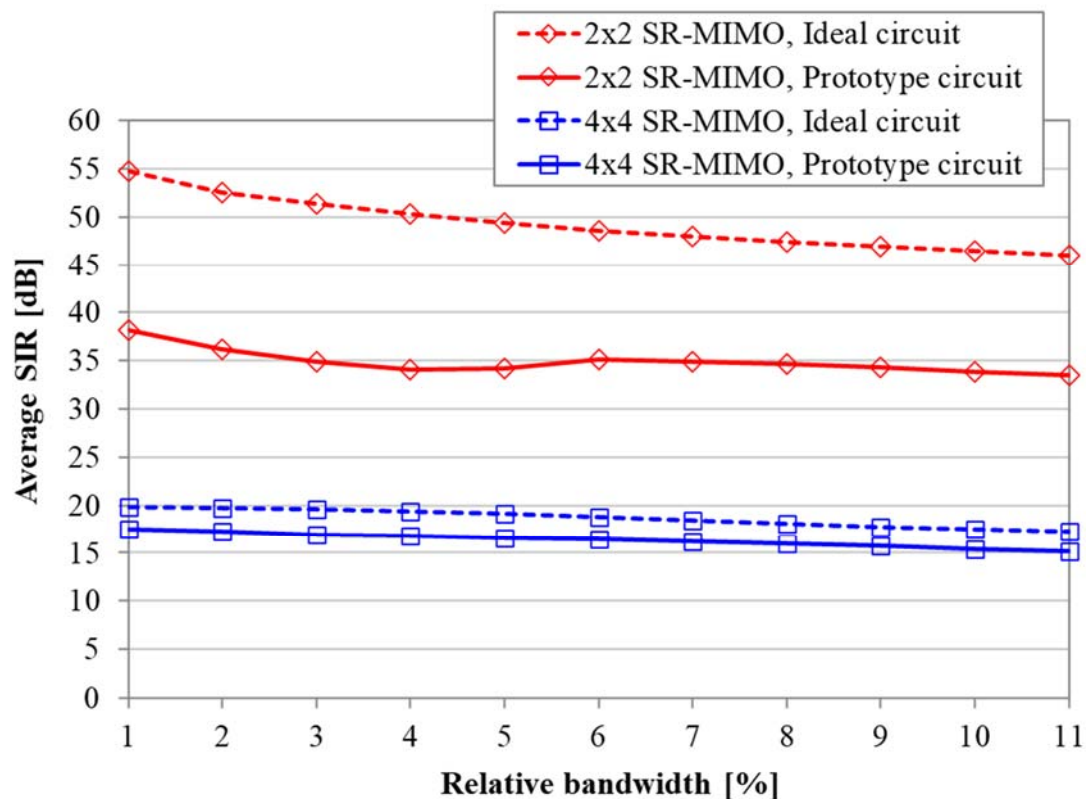


図 2-9 比帯域幅対平均 SIR 特性

次に、図 2-9 に示す信号分離性能を持つ簡易受信復号方式において適用可能な変調方式を明らかにするために、BER 特性の評価を行った。図 2-10 に比帯域幅対 BER 特性を示す。図からわかるように、4×4 SR-MIMO の場合、16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)では $BER < 10^{-2}$ を満たす比帯域幅は最大で 9% である。よって、60 GHz 帯の 2 チャンネル(比帯域幅 7%)に相当する広帯域信号の伝送が可能である。また、図より、4×4 SR-MIMO・QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)の場合と 2×2 SR-MIMO・64QAM の場合は、比帯域幅 11%以上の広帯域信号の伝送が可能であることがわかる。なお、2×2 SR-MIMO において QPSK や 16QAM を用いた場合の BER 特性は、比帯域幅が 11%以下では $BER < 10^{-5}$ であるため、図示していない。

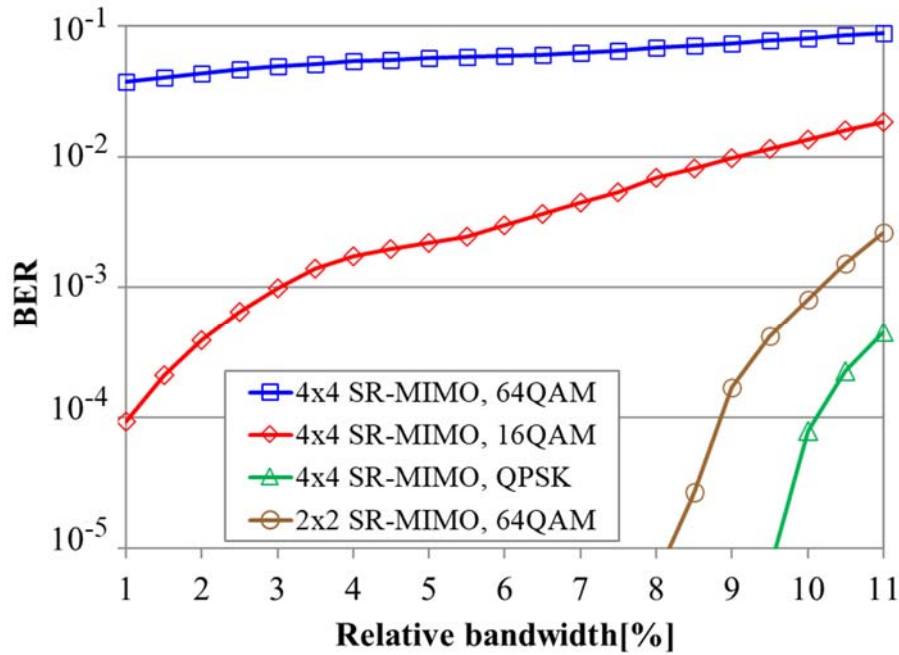


図 2-10 比帯域幅帯 BER 特性

2.3.3 アンテナ位置ずれ耐性

次に、送受信アレーアンテナに位置ずれを与えて、簡易受信復号方式の特性評価を行った。図 2-11 に示すように、受信アレーアンテナを対向位置から Δx , Δy ずらして近距離 MIMO 伝搬チャネルを測定した。そして、実測の伝搬チャネル特性と、第 2.3.2 節で使用した簡易受信復号回路の回路特性を用いて、変調信号伝送シミュレーションを行った。比帯域幅は 7% とし、その他の評価パラメータは第 2.3.2 節と同じ値を用いた。図 2-12 に位置ずれ対平均 SIR 特性を示す。図から、送受信アレーアンテナが対向位置からずれるほど、平均 SIR が小さくなるのがわかる。これは、位置ずれによって式(2-1)と式(2-2)に示す最適な伝搬チャネルからずれが生じるためである。また、 2×2 SR-MIMO では、 y 軸方向の位置ずれに対しては大きな耐性があることがわかる。これは、 y 軸方向に位置ずれを起こした場合は、各送信アンテナから受信アンテナへの伝搬経路長がいずれも長くなる方向に変化するために、位相差 $\arg(h_{21}/h_{11})$ と $\arg(h_{12}/h_{22})$ の 90° 位相差からのずれがあまり生じないためである。一方、図 2-11(a) に示すように x 軸方向にずれた場合は、伝搬チャネル h_{21} の伝搬経路長が短くなる方向に変化するために、位相差の変化が大きくなる。

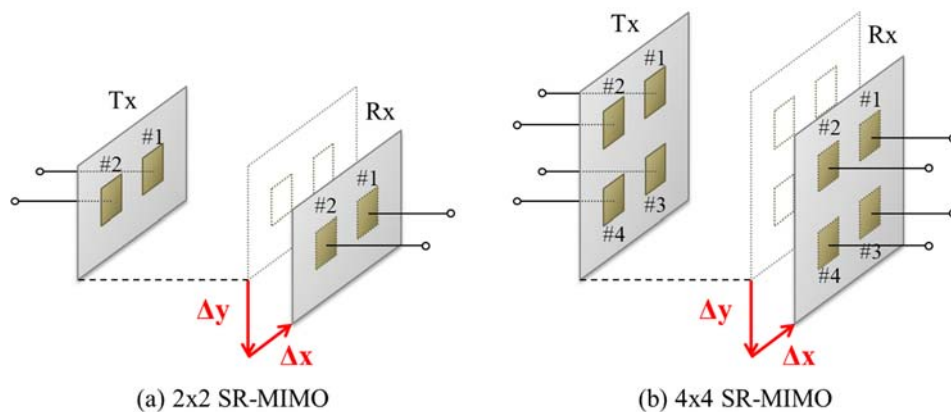


図 2-11 送受信アレーアンテナの位置ずれ

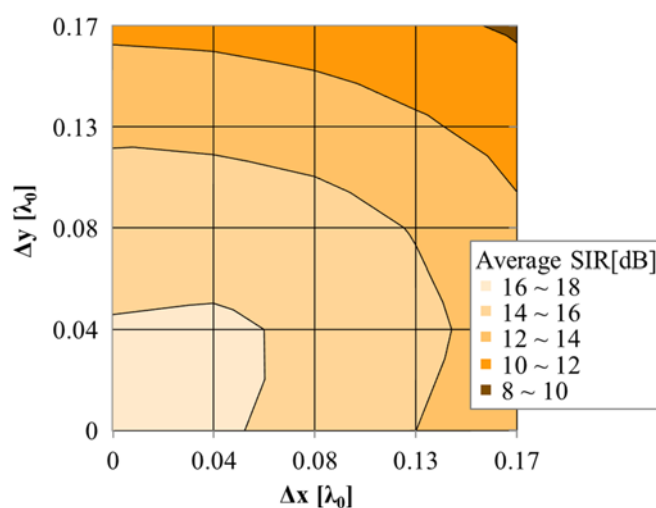
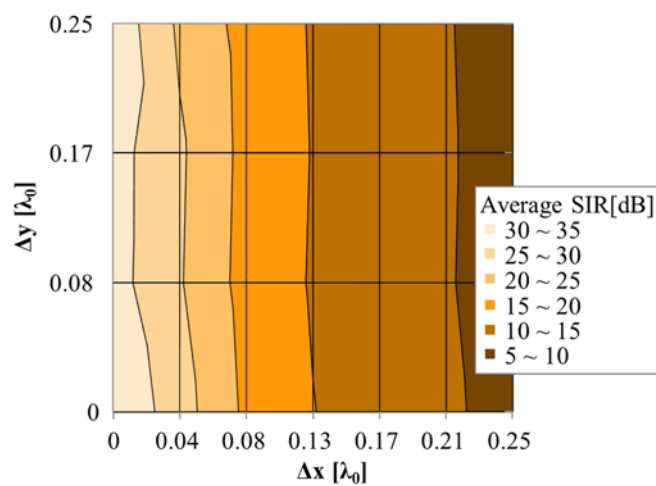
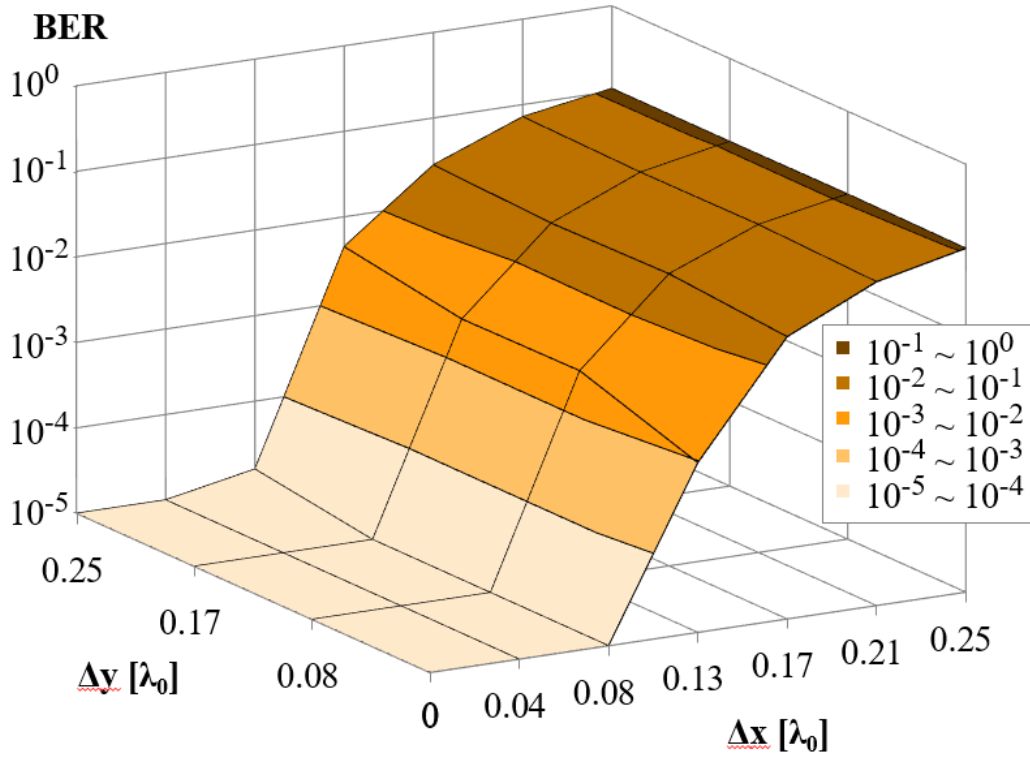
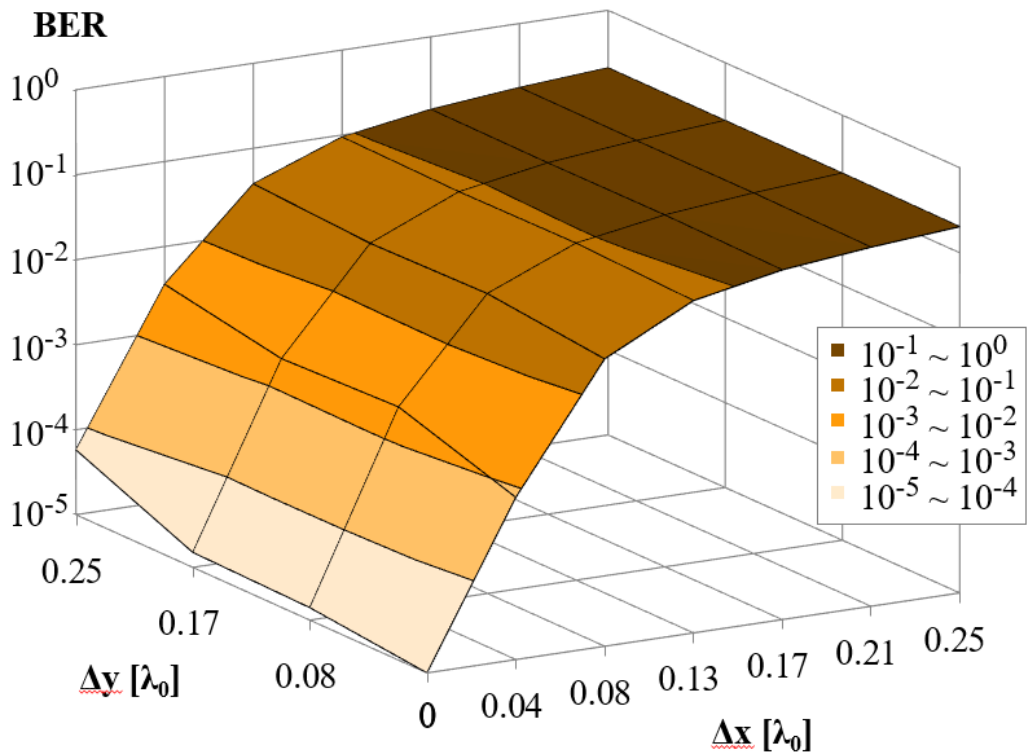


図 2-12 アンテナ位置ずれ対平均 SIR 特性

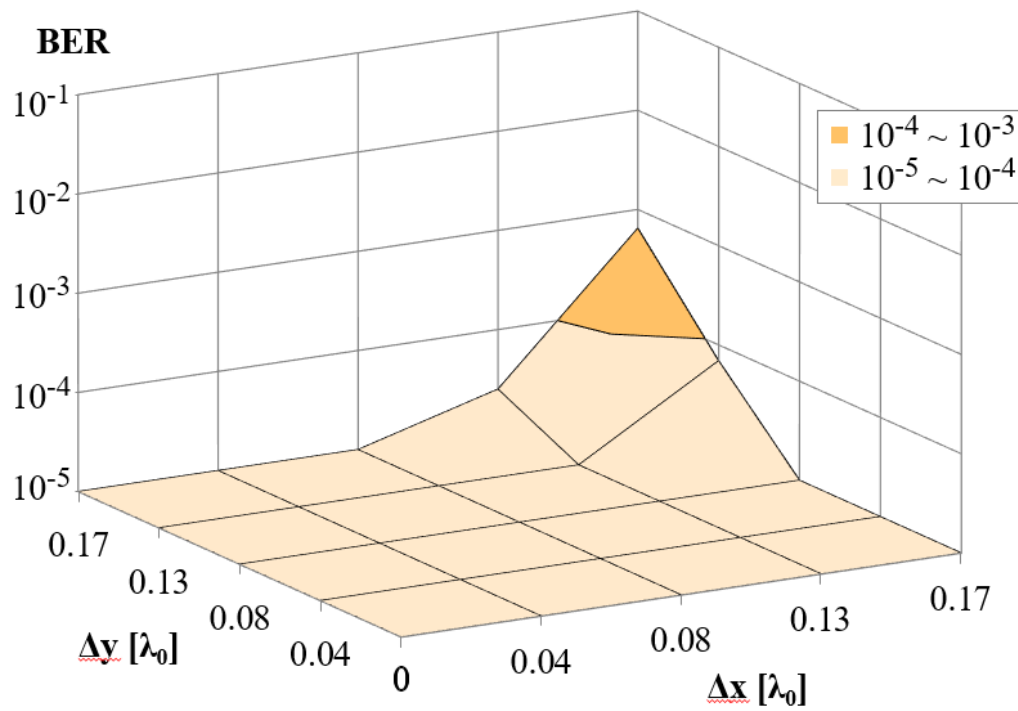
図 2-13 にアンテナ位置ずれ対 BER 特性を示す。図 2-13(a)から、 2×2 SR-MIMO・16QAM では、 x 軸方向の位置ずれがおおよそ $0.13 \lambda_0$ 以下の場合に所要品質 $\text{BER} < 10^{-2}$ を達成できることがわかる。また、図 2-13(b)から、 2×2 SR-MIMO・64QAM では、 x 軸方向の位置ずれがおおよそ $0.04 \lambda_0$ 以下の場合に所要品質を達成できることがわかる。また、図 2-13(d)から、 4×4 SR-MIMO・16QAM では、位置ずれがおおよそ $0.08 \lambda_0$ 以下の場合に所要品質を達成できることがわかる。 4×4 SR-MIMO・QPSK (図 2-13(c)) の場合は、 $0.17 \lambda_0$ の位置ずれが生じた場合においても所要品質を達成できる。よって、位置ずれが上述の値以内となるように送受信アンテナを配置することで、デジタル演算なしで簡易受信復号回路により MIMO 信号分離処理が可能となり、比帯域幅 7% の広帯域信号の近距離 MIMO 伝送が可能となる。IEEE 802.11ad の MCS#21 (データレート 4.5Gbit/s : 16QAM, Code rate = 13/16) [21] を参考に計算すると、 2×2 SR-MIMO により 18.0Gbit/s の伝送速度を達成することができ、 4×4 SR-MIMO により 36.0Gbit/s を達成できる。QPSK の場合は、MCS#17 (データレート 2.1Gbit/s : QPSK, Code rate = 3/4) より、 4×4 SR-MIMO により 16.8Gbit/s を達成できる。64QAM の場合は、MCS#24 (データレート 6.8Gbit/s : 64QAM, Code rate = 13/16) より、 2×2 SR-MIMO により 27.2Gbit/s を達成できる。



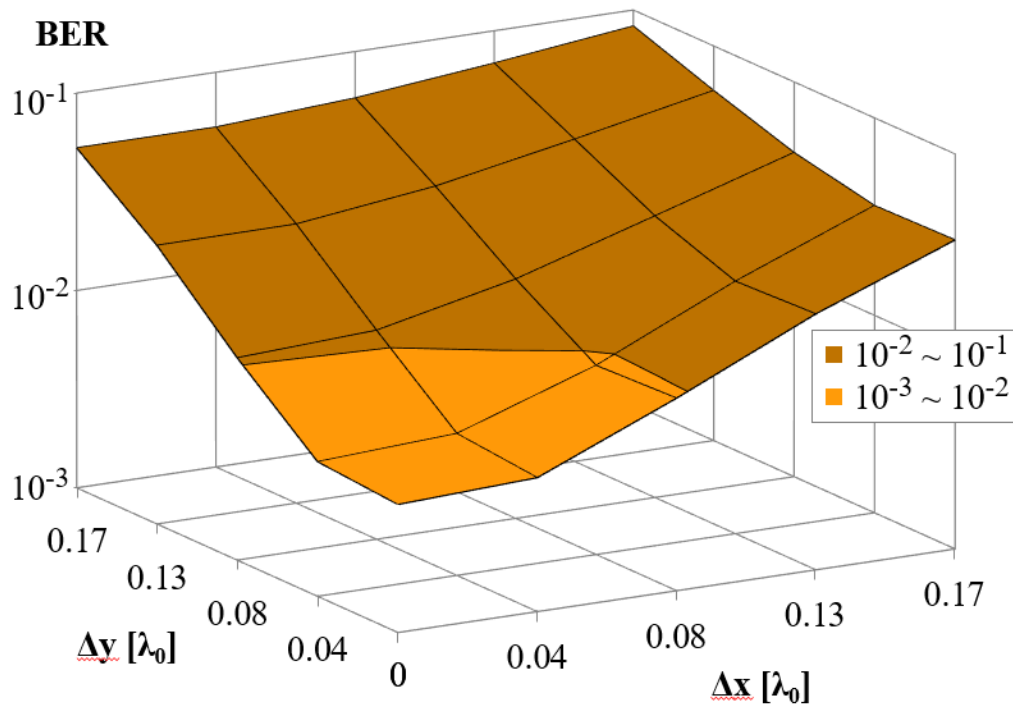
(a) 2×2 SR-MIMO, 16QAM



(b) 2×2 SR-MIMO, 64QAM



(c) 4×4 SR-MIMO, QPSK



(d) 4×4 SR-MIMO, 16QAM

図 2-13 アンテナ位置ずれ対 BER 特性

2.4 壁透過近距離 MIMO における簡易受信復号方式の特性評価

近距離 MIMO 伝送のユースケースとして、壁の両側に設置する壁面透過リピータが検討されている[40]. このリピータにより 1 つの部屋から別の部屋へ壁を通して高速無線データ伝送することが可能となる. 簡易受信復号方式を用いた近距離 MIMO 伝送を壁面透過リピータに適用する場合, [66]で示されているように一般家屋の間仕切壁は多層構造となっているため, 送信アンテナから送信された信号が壁の反対側に設置された受信アンテナへ伝搬する際, 異なる媒質で構成される層の境界面で信号の一部は透過し, 一部は反射される. そのため, 受信アンテナではすべての層の境界面を透過して到来した直接波と複数の層の境界面で反射と透過を繰り返しながら到来した遅延波が受信される. 直接波に遅延波が合成されることで, 式(2-1)と式(2-2)に示す簡易受信復号方式のための最適な伝搬チャネルに振幅偏差と位相偏差が生じる. これらの偏差により, 簡易受信復号回路の MIMO 信号分離性能が劣化する. 遅延波の影響の大きさによっては, 壁面透過リピータへの近距離 MIMO 簡易受信復号方式の適用が困難になる可能性があるが, 壁内で生じる反射波の影響についての報告はこれまでされていない. 本節では, 多層構造の壁材を用いて実測したミリ波帯伝搬チャネル特性と簡易受信復号方式のアナログ回路特性を用いて, 簡易受信復号方式の特性評価を行い, 壁材の挿入損失と壁内で生じるマルチパスによる伝送特性の劣化量を定量化する.

2.4.1 壁透過近距離 MIMO 伝搬チャネルの測定

図 2-14 に, 伝搬チャネルの測定を行った壁の構成を示す. 層の構成や厚さは一般家屋の間仕切壁で使用されているものと同じである. 図 2-14(a)の Plasterboard wall A は, 厚さ 65mm の軽量鉄骨と空気層の両側に厚さ 12.5mm の石膏ボード (標準タイプ, 吉野石膏株式会社製) が 1 枚ずつ貼られた構成となっている. 図 2-14(b)の Plasterboard wall B は, 厚さ 65mm の軽量鉄骨と空気層の両側に厚さ 12.5mm の石膏ボード (標準タイプ, 吉野石膏株式会社製) が 2 枚ずつ貼られた構成となっている. 図 2-14(c)の ALC wall は, 厚さ 65mm の木枠と空気層の両側に厚さ 37.0mm の ALC パネル (フラットパネル, 旭化成建材株式会社製) が 1 枚ずつ貼られた構成となっている. これらの壁を挟んでホーンアンテナ (SGH-15-RP000, Millitech 社製) を配置し, ネットワークアナライザを用いて, 中心周波数 62.64GHz で 1.76GHz の範囲で 2×2 SR-MIMO 伝搬チャネルの測定を行った. ここで, 送受信アンテナ間に軽量鉄骨や木枠が位置しないようにアンテナを配置して測定を行った. 比較のため, ALC wall と同じ伝送距離 137mm の空気での伝搬チャネルも測定を行った. Plasterboard wall A, Plasterboard wall B, ALC wall, Air の各測定において, 中心周波数における位相差 $\theta_H \cong -90^\circ$ となるように素子間隔を調整した.

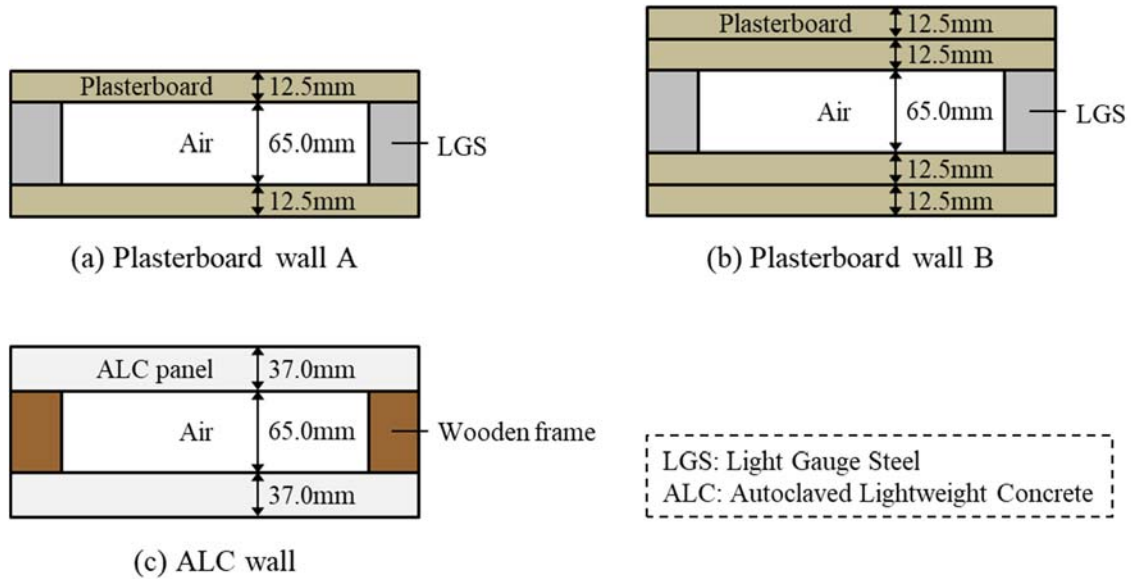
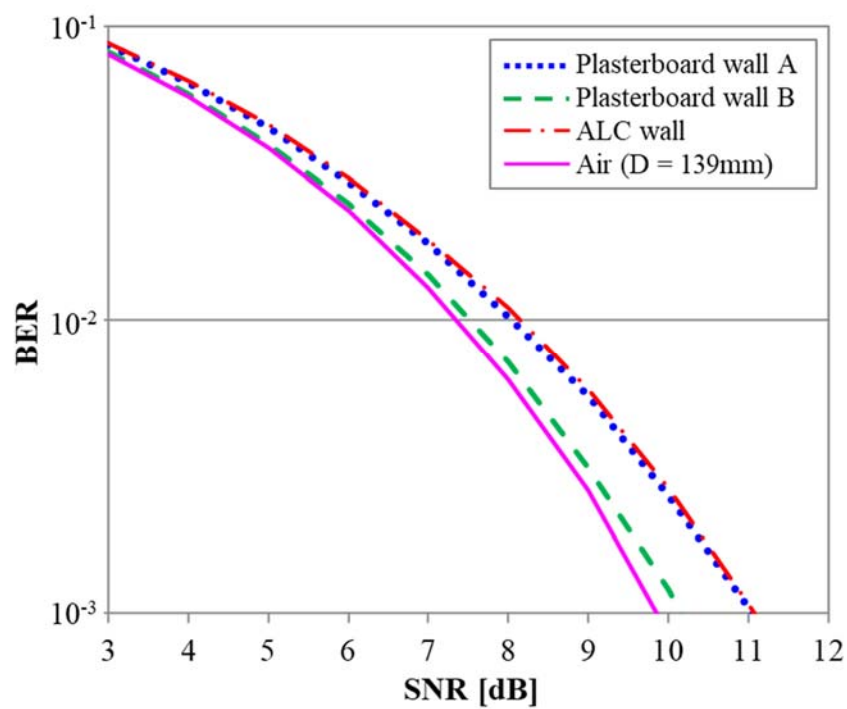


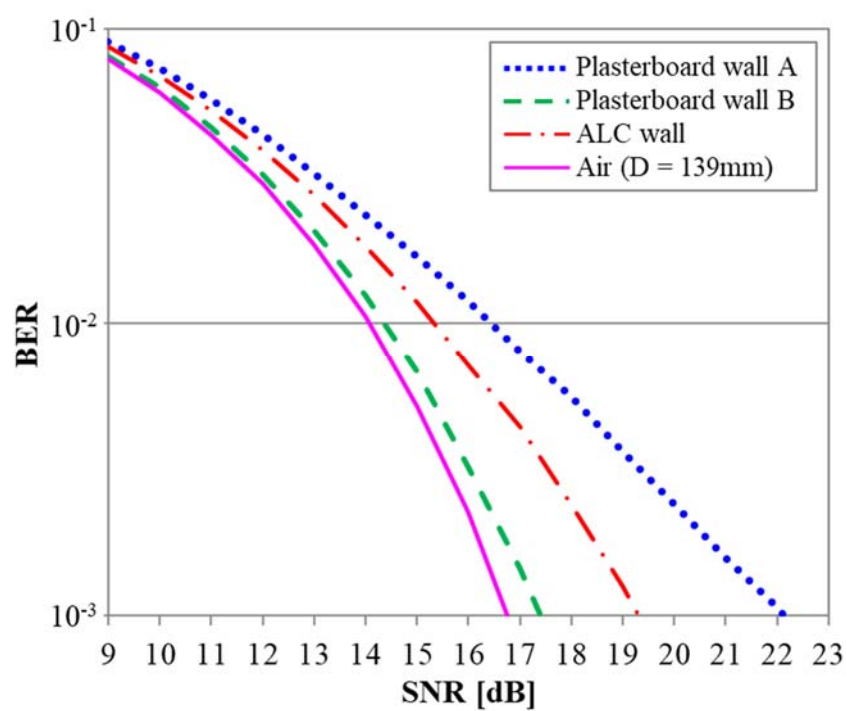
図 2-14 一般家屋の間仕切壁の代表的な構造

2.4.2 実測伝搬チャネル特性と回路特性を用いた特性評価

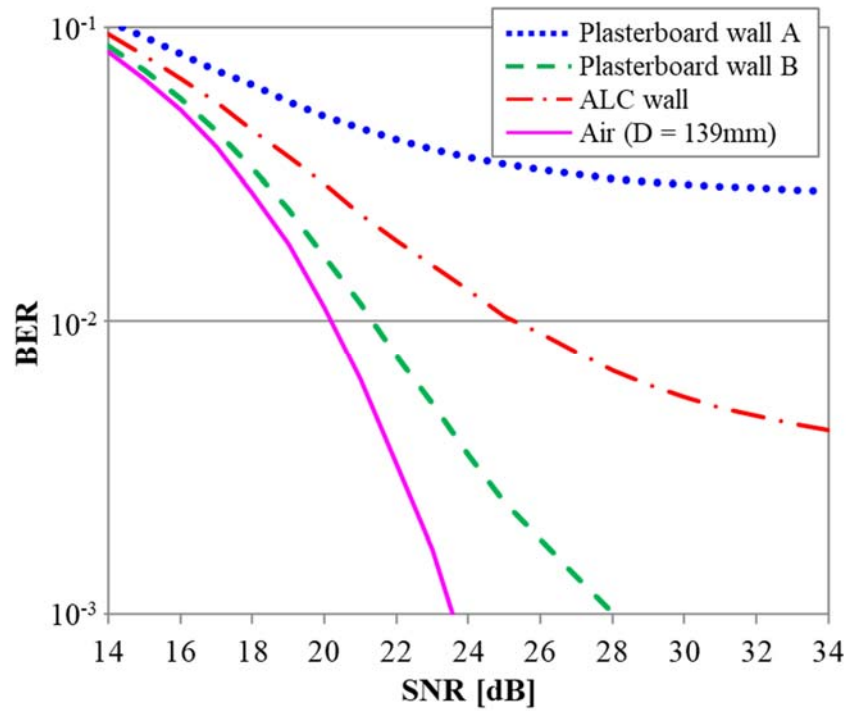
測定した伝搬チャネル特性と簡易受信復号方式の回路特性を用いた変調信号伝送シミュレーションにより、 2×2 SR-MIMO の特性評価を行った。一次変調方式は QPSK, 16QAM, 64QAM であり、二次変調方式は OFDM である。IEEE 802.11ad の標準規格に基づき、中心周波数は 62.64GHz, サブキャリア間隔は 5.16MHz, サブキャリア数は 355 である。簡易受信復号方式の回路特性は、ミリ波帯のスケールモデルとして中心周波数 4.85GHz で同じ比帯域の特性を実測した。図 2-15 に簡易受信復号方式の SNR 対 BER 特性を示す。誤り訂正符号として LDPC 符号を用いることを想定し、誤り訂正前の $BER < 10^{-2}$ を所要品質とする。所要品質を満たすために必要な各変調方式の SNR は、Air での特性と比較して、Plasterboard wall A では QPSK で約 1dB, 16QAM で約 2dB の劣化、Plasterboard wall B では QPSK と 16QAM ではほぼ劣化はなく、64QAM で約 1dB の劣化、ALC wall では QPSK と 16QAM で約 1dB, 64QAM で約 5dB の劣化があることがわかる。また、Plasterboard wall A においては、64QAM を使用できないことがわかった。図 2-16 にサブキャリアの SIR の CDF (Cumulative Distribution Function) を示す。壁内で生じるマルチパスの影響が大きいほど、伝搬チャネルの振幅と位相に偏差が生じ、図 2-6 に示す簡易受信復号回路の出力において所望信号が同相合成されず、また干渉信号が逆相合成されず残留するため、SIR が劣化する。図 2-16 において、Plasterboard wall A と Plasterboard wall B における SIR の CDF を比較すると、Plasterboard wall B は SIR の高いサブキャリアの割合が多く、マルチパスの影響が小さいことがわかる。これは、Plasterboard wall B では Plasterboard wall A に比べ石膏ボードからなる誘電体部が厚く、遅延波に対する直接波の電力比がより大きくなるためと考えられる。



(a) QPSK



(b) 16QAM



(c) 64QAM

図 2-15 2×2 SR-MIMO 簡易受信復号方式の SNR 対 BER 特性

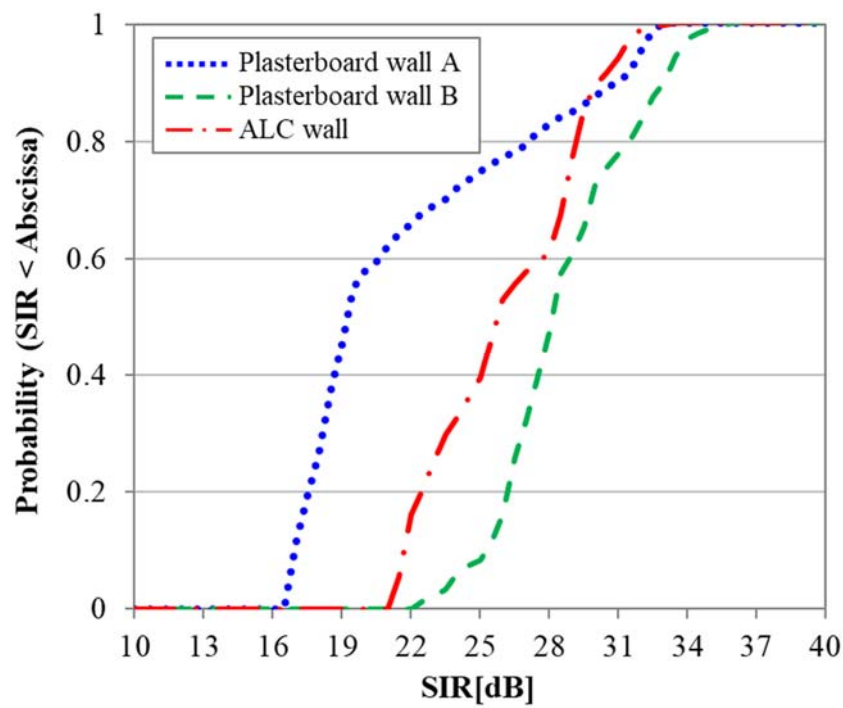


図 2-16 サブキャリアの SIR の CDF

図 2-15 に示す所要品質達成に必要な SNR を、石膏ボード壁と ALC 壁の挿入損失を考慮した上で確保できるか明らかにするため、ネットワークアナライザを用いて壁材の挿入損失を測定した。具体的には、Air ($D = 139\text{mm}$)でアンテナを対向させて測定した伝搬チャネル h_{11} を基準とし、Plasterboard wall B と ALC wall を送受信アンテナ間に配置して測定した伝搬チャネル h_{11} との比較により、壁材の挿入損失を測定した。測定の結果、57.0 ～ 66.0 GHz における最大の挿入損失は、Plasterboard wall B は 8.3dB、ALC wall は 35.6dB であった。60GHz 帯特定小電力無線局の技術基準[67]に基づいて空中線電力を 24dBm とし、アンテナ利得が送受それぞれ 10dB、給電線損失が送受それぞれ 5dB、受信機の雑音指数が 6dB とすると、受信 SNR は Plasterboard wall B では 47.8dB、ALC wall では 18.8dB となる。図 2-15 より、16QAM 信号の伝送に必要な SNR は Plasterboard wall B では 15dB、ALC wall では 16dB であるため、いずれの壁材においても 16QAM 信号による 2×2 SR-MIMO 伝送が可能であることがわかる。

2.5 アンテナ位置推定手法

情報キオスク端末にモバイル端末を固定設置して行うコンテンツダウンロードや壁面透過リピータ等、送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動しない環境での近距離 MIMO 伝送では送受信アンテナ素子の位置関係によって伝送特性が決定される。送受信アレーアンテナの位置ずれが理想的な対向位置から大きくなるほど伝送特性が劣化する[60][68]。そのため、ミリ波近距離 MIMO 伝送で超高速無線伝送を実現するためには、送受信アレーアンテナの正対位置からのずれを高精度に推定し補正する手法が必要となる。本節では、複数の受信アンテナ素子における RSSI を用いた重心計算によりアンテナ位置ずれを高精度推定する位置推定手法を提案し、計算機シミュレーションにより位置推定精度を示す。

2.5.1 アンテナ位置ずれが近距離 MIMO 伝送特性に与える影響

まず、送受信アレーアンテナの位置ずれの影響を、16×16 SR-MIMO (図 2-17) の計算機シミュレーションにより説明する。送受信アレーアンテナはそれぞれ xy 平面上に素子間隔 $d = 6\text{mm}$ で正方配置された 16 素子で構成され、送受信アレーアンテナ間距離 $D = 30\text{mm}$ とする。図 2-17 に示すように、受信アレーアンテナを対向位置から Δx , Δy のずれを与えて BER を評価した。IEEE 802.11ad に基づき、中心周波数を 60.48GHz、サブキャリア数 355、サブキャリア間隔 5.16MHz の OFDM 変調を用いた。対向位置 ($\Delta x = \Delta y = 0$) における受信 SNR を 25dB とした。伝搬チャネルはレイトレース法により生成した。その際、送受信アンテナ間の直接波に加え、送受信アレーアンテナ面で各 1 回反射して到来する第 1 遅延波と各 2 回反射して到来する第 2 遅延波を考慮した。

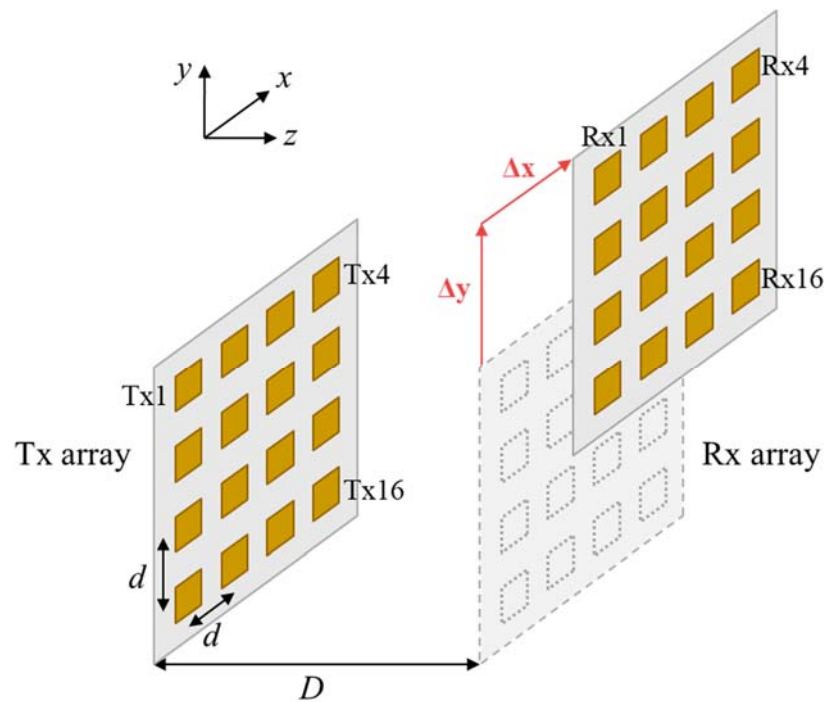
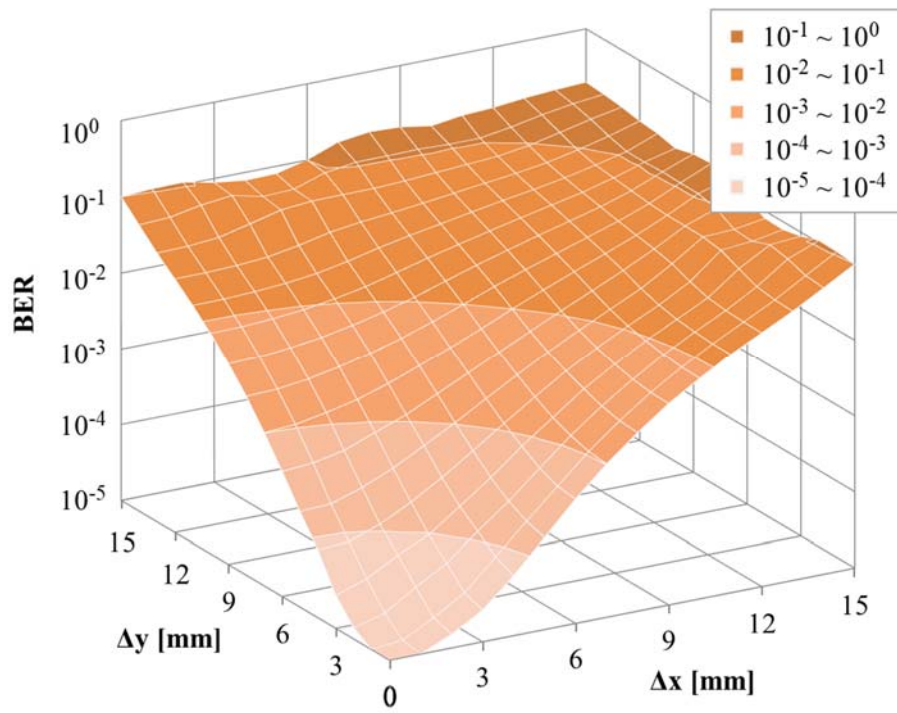
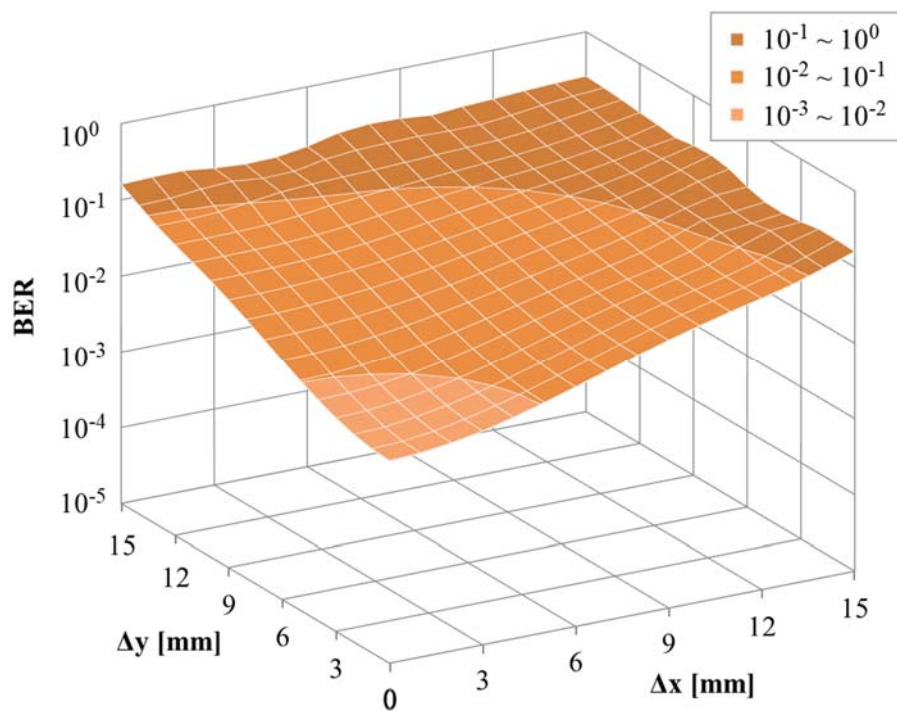


図 2-17 16×16 SR-MIMO シミュレーションモデル

図 2-18 に、送受信アレーアンテナの位置ずれに対する BER 特性を示す。図 2-18 からわかるように、位置ずれが大きくなるほど BER が劣化する。誤り訂正符号として LDPC 符号を用いることを想定し、誤り訂正前の $\text{BER} < 10^{-2}$ を所要品質とすると、図 2-18(a)より、16QAM 信号を用いる場合は位置ずれを約 10mm 以下に抑える必要があることがわかる。また図 2-18(b)より、64QAM の場合は約 5mm 以下に抑える必要があることがわかる。このようにミリ波近距離 MIMO 伝送により超高速伝送を実現するためには、送受信アレーアンテナの位置ずれを mm オーダの精度で推定し、正対させる必要がある。



(a) 16QAM



(b) 64QAM

図 2-18 アンテナ位置ずれ対 BER 特性

2.5.2 近距離 MIMO 伝送におけるアンテナ位置推定手法

2.5.2.1 従来手法

送信アンテナの位置推定手法として、送信アンテナから送信された信号を複数の受信アンテナで受信し、各受信アンテナにおける RSSI をもとに送信アンテナ位置を推定する WCL(Weighted Centroid Localization)法が知られている[69][70]. この従来の WCL 法では、次式に示すとおり、 j 番目の送信アンテナ Tx_j から送信された信号の各受信アンテナ Rx_i における RSSI を基に重み付けを行い、次式の重心計算により送信アンテナの xy 平面上の位置 p_{Txj} の推定値 $\hat{p}_{Txj}$ を得る.

$$\hat{p}_{Txj} = \frac{\sum_{i=1}^{N_r} w_i p_{Rxi}}{\sum_{i=1}^{N_r} w_i} \quad (2-7)$$

ここで、 N_r は受信アンテナ数、重み w_i は RSSI の真値、 p_{Rxi} は i 番目の受信アンテナの xy 平面上の位置である. 式(2-7)からわかるように、送信アンテナの位置に対して受信アレーアンテナ面内の特定方向に受信アンテナが多く位置する場合、位置推定結果が受信アンテナの多い方向に偏ってしまう. そのため、送受信アンテナの位置ずれが大きくなるほど、位置推定精度の劣化が顕著となる. 図 2-19 に、WCL 法における式(2-7)の重心計算の対象とする受信アンテナの範囲を示す. なお、位置推定用に使用可能な受信アンテナが 36 素子ある場合 ($N_r=36$) を例として示している. また、送信アンテナ Tx_j の位置を受信アレーアンテナの xy 平面上に投影している. 従来の WCL 法では、図 2-19 に示すように 36 素子すべての RSSI を用いて重心計算を行うことで、 Tx_j の位置を推定する. このとき、位置ずれが大きいほど Tx_j の周囲の受信アンテナ数が縦横それぞれで大きな差が生じることになる. WCL 法は式(2-7)のとおり受信アンテナ位置の足し合わせにより位置推定を行う手法であるため、受信アンテナの多い方向に位置推定結果が偏る性質があり、推定精度の劣化を招く.

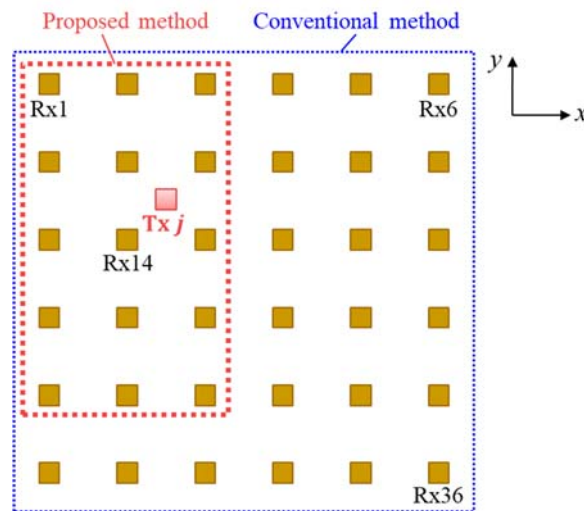


図 2-19 WCL 法の重心計算の対象とする受信アンテナの範囲

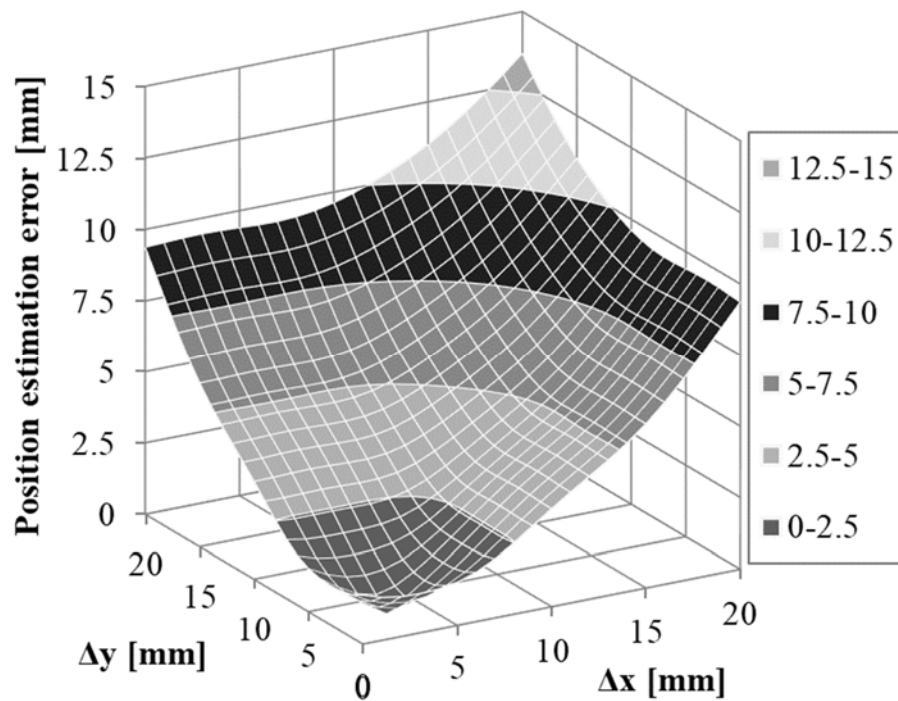
2.5.2.2 提案手法

位置ずれが大きい場合の推定精度の劣化を低減するために、対称性を考慮して WCL 法の計算対象とする受信アンテナを一部に限定して重心計算を行う手法を提案する。提案手法では、RSSI が最大となる受信アンテナを基準として縦横それぞれで同数、かつ、高精度推定のためにできるだけ多数の受信アンテナを選定し、それらの受信アンテナの RSSI を用いて WCL 法により位置推定を行う。図 2-19 において、例えば T_{xj} から到来する信号の RSSI が受信アンテナ R_{x14} で最大となったとすると、赤点線で示すように R_{x14} を基準として縦横それぞれで同数、かつ、できるだけ多くの受信アンテナを計算対象として選定する。すなわち、図 2-19 の例では 36 素子のうち 15 素子を計算対象として選定する。そして、選定した受信アンテナの RSSI を用いて式(2-7)により重心計算を行い、 T_{xj} の位置推定値 $\hat{p}_{Txj}$ を得る。これにより、従来の WCL 法で推定精度劣化の要因となる非対称性を防ぎ、位置ずれが大きい場合でも高精度な位置推定を実現する。

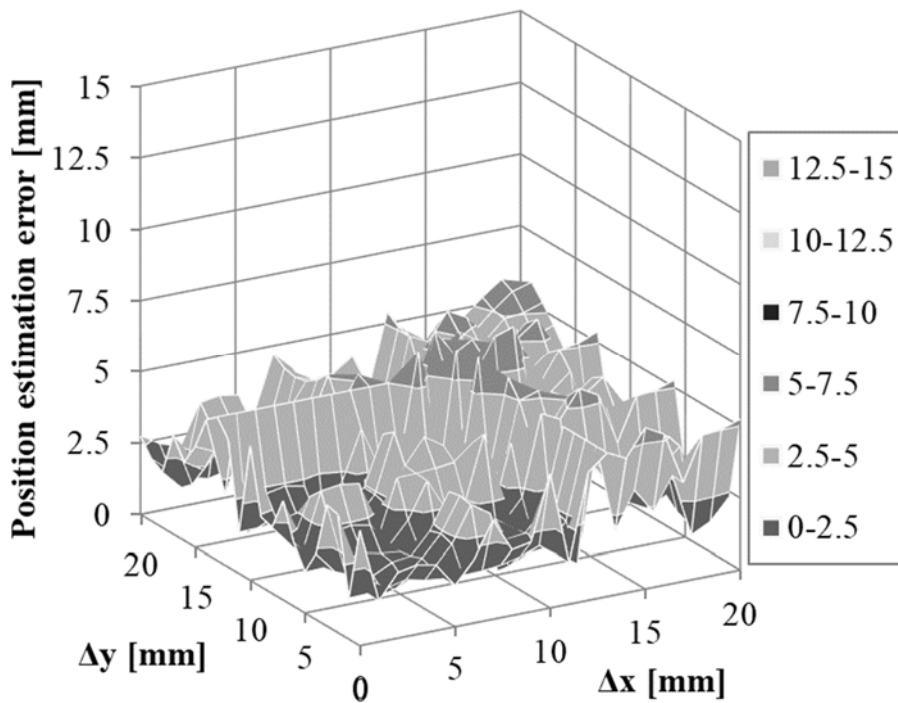
2.5.3 シミュレーション評価

計算機シミュレーションにより、提案手法と従来手法の位置推定精度の比較評価を行った。受信アンテナ数は 36 ($N_r = 36$) とし、16 素子の送信アンテナのうち、位置ずれがない場合に R_{x16} の正面に位置する T_{x7} について評価を行った。第 2.5.1 節の評価条件と同様、周波数は 60.48GHz, $d = 6\text{mm}$, $D = 30\text{mm}$ とし、伝搬チャネルの計算においては直接波と 2 つの遅延波を考慮した。

図 2-20 に、受信アレーアンテナを x 軸方向と y 軸方向にそれぞれ 20mm までずらした場合の各位置における位置推定誤差 $|p_{Txj} - \hat{p}_{Txj}|$ を示す。図 2-20(a)からわかるように、従来手法では位置ずれが大きいほど位置推定精度が劣化し、10mm 以上の推定誤差が生じ 16QAM 信号の伝送が難しい場合がある。一方、図 2-20(b)からわかるように、提案手法では位置ずれが大きい場合でも推定誤差がほぼ 5mm 以下となっており、64QAM 信号の伝送が可能なエリアが広い。また、16QAM については全領域で安定した伝送が期待できる。なお、遅延波の影響により最も近傍の受信アンテナで必ずしも RSSI が最大となるとは限らず、他の受信アンテナが基準のアンテナになる場合があるものの、mm オーダの高精度な位置推定を達成できている。



(a) Conventional method



(b) Proposed method

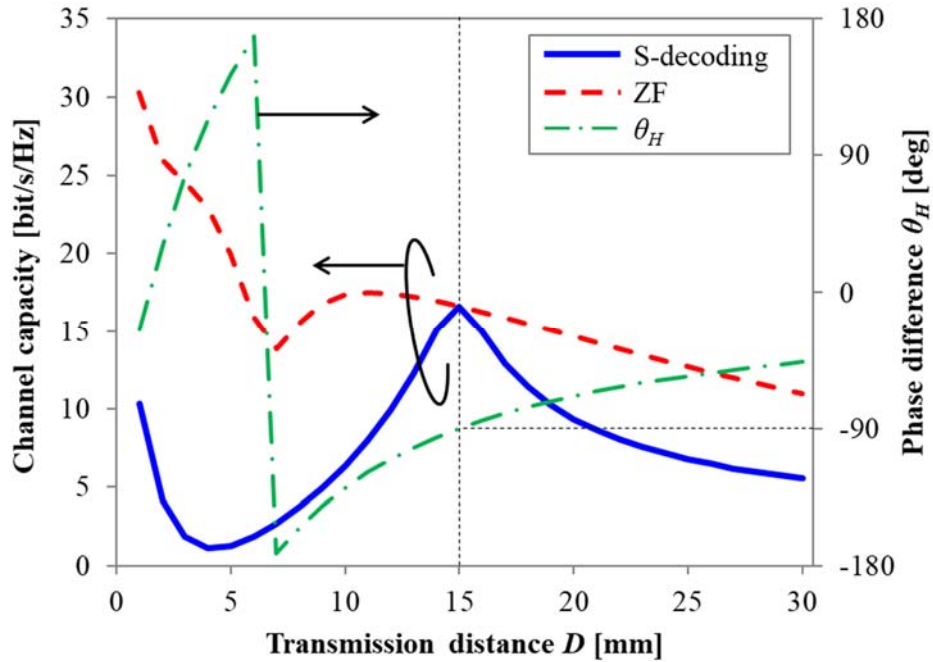
図 2-20 アンテナ位置推定精度

2.6 伝搬チャネルの位相差制御手法

本節では、送受信アンテナ素子の最適な位置関係からのずれに伴う近距離 MIMO 伝搬チャネルの伝搬経路差（位相差）の最適条件からのずれを補償する手法として、サブアレーアンテナの各アンテナ素子の送受信電力比制御を用いた伝搬チャネルの位相差制御手法を提案する。まず、簡易受信復号方式を用いる近距離 MIMO 伝送において、最適な伝送距離からのずれ（図 2-3 に示す z 軸方向のずれ）が伝送特性に与える影響を計算機シミュレーションにより示す。次に、提案手法を説明し、マイクロ波帯スケールモデル実験により、提案手法による位相差制御の原理実証を行う。最後に、ミリ波帯における計算機シミュレーションにより、提案手法による位置ずれ耐性向上効果を示す。なお、本節では、 z 軸方向の位置ずれに焦点を当てて評価を行っているが、提案手法はサブアレーアンテナの構成によって x 軸や y 軸に沿った位置ずれへの補償に用いることも可能である。

2.6.1 最適な伝送距離からのずれと簡易受信復号方式の伝送特性の関係

第 2.2.1 節で述べた最適素子間隔は、ある伝送距離 D においてチャネル容量が最大となる素子間隔 d であるが、言い換えると、ある素子間隔で設計されたアレーアンテナを用いる場合、チャネル容量が最大となる最適な伝送距離が存在する。ここで、図 1-4 に示す壁面透過リピータや非接触高速データ転送のようなアプリケーションを考えると、簡易受信復号方式の適用に必要な式(2-1)と式(2-2)で表される伝搬チャネル条件を満たす最適な伝送距離からずれが生じることが想定される。図 2-20 に、 2×2 SR-MIMO の伝送距離に対するチャネル容量特性と、各伝搬チャネルの位相差を示す。ここで、周波数は 60.48GHz 、素子間隔 d は 6.22mm 、SNR は伝送距離 $D = 15\text{mm}$ のとき 25dB となるように設定した。各アンテナ素子は点波源とし、レイトレース法により 2×2 SR-MIMO 伝搬チャネルを計算した。なお、各送受信アンテナ素子間の直接波のみを考慮しており、アレーアンテナ内の素子間相互結合や送受信アレーアンテナの素子間相互結合の影響は含まれていない。簡易受信復号方式の特性は‘S-decoding’で表している。図 2-20 からわかるように、伝搬チャネルの位相差が 90° となる最適な伝送距離($D = 15\text{mm}$)のとき簡易受信復号方式と ZF のチャネル容量が一致し、 $D = 15\text{mm}$ からずれるほど簡易受信復号方式の伝送特性は劣化する。したがって、簡易受信復号方式により高い伝送特性を達成するには、送受信アンテナ素子の最適な位置関係からのずれに伴う伝搬チャネルの位相差の最適条件からのずれを補償する手法が必要となる。

図 2-20 伝送距離 D 対チャネル容量特性

2.6.2 提案手法

伝搬チャネルの位相差の最適条件からのずれを補償する手法として、サブアレーアンテナの各アンテナ素子の送受信電力比制御を用いた伝搬チャネルの位相差制御手法を提案する。提案手法では、複数のアンテナ素子で1つのサブアレーアンテナを構成し、可変電力分配器や可変減衰器を用いてサブアレーアンテナの各アンテナ素子から送信（または受信）される信号の電力比を制御することにより、伝搬チャネルの位相差を最適な 90° に調整する。

図 2-21 に、提案手法による位相差制御の原理を示す。各サブアレーアンテナは間隔 de 離して配置された2つのアンテナ素子で構成される。4つのアンテナ素子が同一直線上に並ぶように2つのサブアレーアンテナを間隔 d 離して配置する。ここで、図 2-21 に示すように、4つのアンテナ素子のうち、外側の2つのアンテナ素子を#1、内側の2つのアンテナ素子を#2で表す。1つのサブアレーアンテナの全送信電力のうち、アンテナ素子# K から送信される信号の電力の比率を表す電力係数を P_K と定義すると、サブアレーアンテナの各アンテナ素子の電力比は $P_1:P_2$ で表される。ここで、 $0 \leq P_K \leq 1$ 、 $K=1 \text{ or } 2$ であり、 $P_1+P_2=1$ と定義する。受信機においても同様に、電力比を $P_1:P_2$ で表す。

まず、送受信機が配置されると、各サブアレーアンテナは受信側で既知のトレーニング信号を送信する。このとき、サブアレーアンテナの各アンテナ素子の送信（受信）電力比を $P_1:P_2=1:0$ から $P_1:P_2=0:1$ まで徐々に変化させながらトレーニング信号を送信する。受信側では、受信したトレーニング信号から 2×2 伝搬チャネル行列を推定し、各電力比における位相差 θ_H を算出する。算出した位相差の一覧から、最適な位相差 $\theta_H = -90^\circ$ に最も近い位

相差となる電力比を送信機と受信機の電力比制御部にフィードバックする。そして、送受信サブアレーアンテナの電力比をフィードバックされた電力比に設定し、2×2 SR-MIMO 伝送を開始する。受信機では、各サブアレーアンテナが受信した RF 帯の信号を図 2-6 に示す簡易受信復号回路に通過させることで、空間多重された信号を分離する。その後、ベースバンドへの周波数変換や AD 変換などの一般的な受信処理を経て信号の復調が行われる。

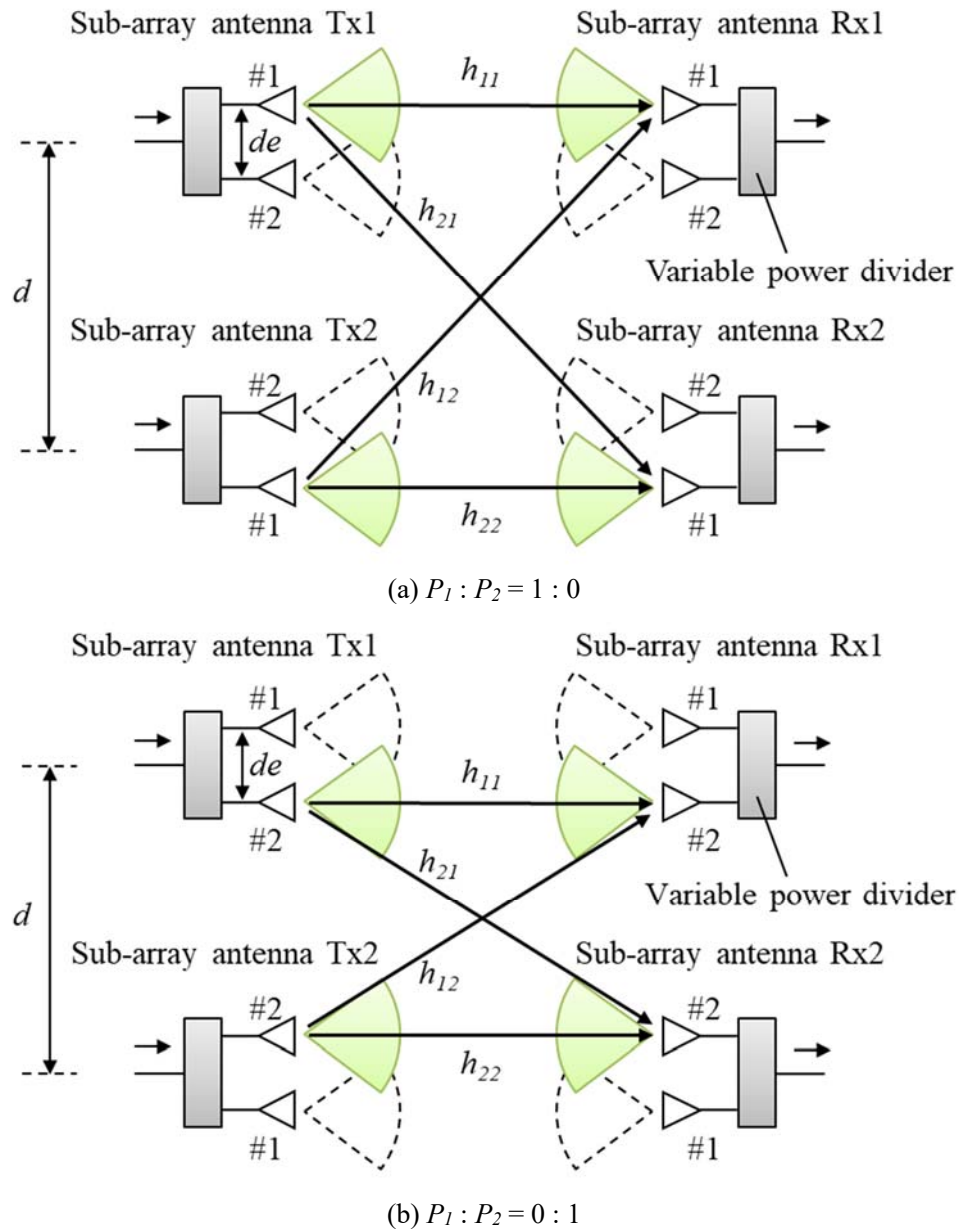


図 2-21 伝搬チャネルの位相差制御の原理

2.6.3 実験およびシミュレーション評価

2.6.3.1 マイクロ波帯スケールモデルでの位相差制御の原理実証実験

まず，提案手法による伝搬チャネルの位相差制御の原理実証のため，マイクロ波帯スケールモデル実験を行った．また，比較のため計算機シミュレーションも行った．図 2-22 に，評価モデルを示す．周波数は 4.85GHz，送受信距離 $D=300\text{mm}$ ，サブアレーアンテナの間隔 $d=88\text{mm}$ ，サブアレーアンテナを構成する 2 つのアンテナ素子の素子間隔 de は半波長とした．図 2-23 に，サブアレーアンテナの構成を示す．誘電体基板上に形成された 1 辺 19.5mm の方形マイクロストリップアンテナを使用し，誘電体基板の厚さは 1.56mm，比誘電率は 2.17，誘電正接は 0.0005 である．アンテナ素子への給電部分は基板裏面からのビア給電であり，給電点はアンテナ中心から 3.60mm の位置とし，4.85GHz を中心に整合するように設計した．また，受信側のサブアレーアンテナの各アンテナ素子の電力比 $P_1 : P_2$ は 0.5 : 0.5 で一定とし，送信側のみ可変アッテネータを用いて電力比を変化させた．以上の構成で，ネットワークアナライザを用いて 2×2 SR-MIMO 伝搬チャネルを測定した．また，計算機シミュレーションでは，モーメント法[71]による電磁界解析により 2×2 SR-MIMO 伝搬チャネルを解析した．本解析では，アレーアンテナ内の素子間相互結合や送受信アレーアンテナの素子間相互結合の影響は考慮されている．

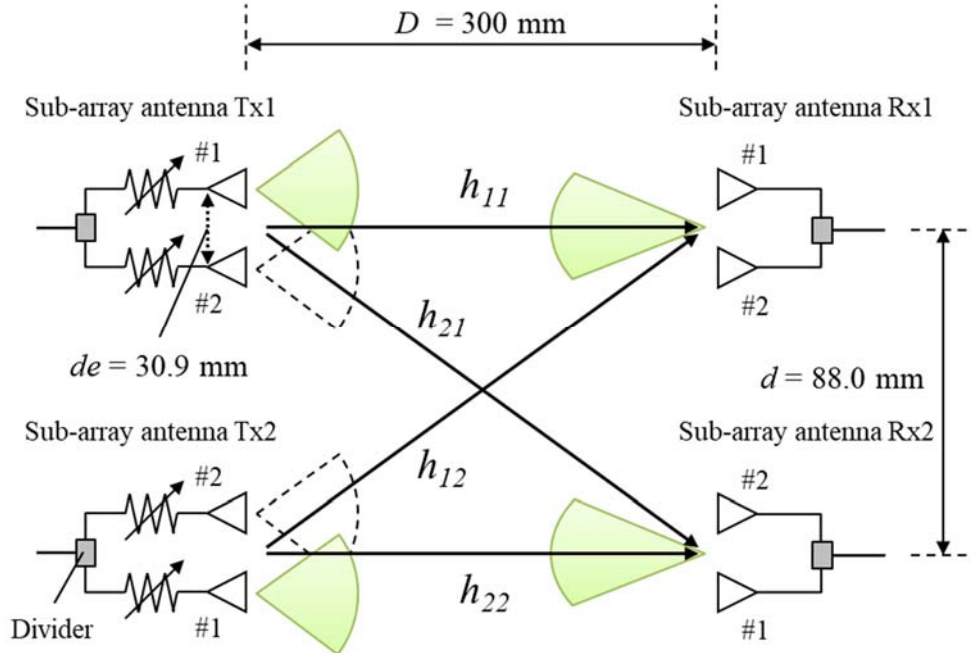


図 2-22 評価モデル

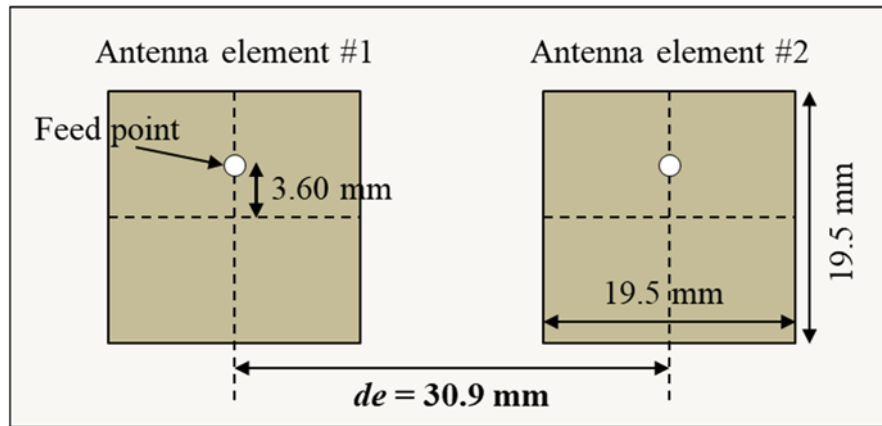
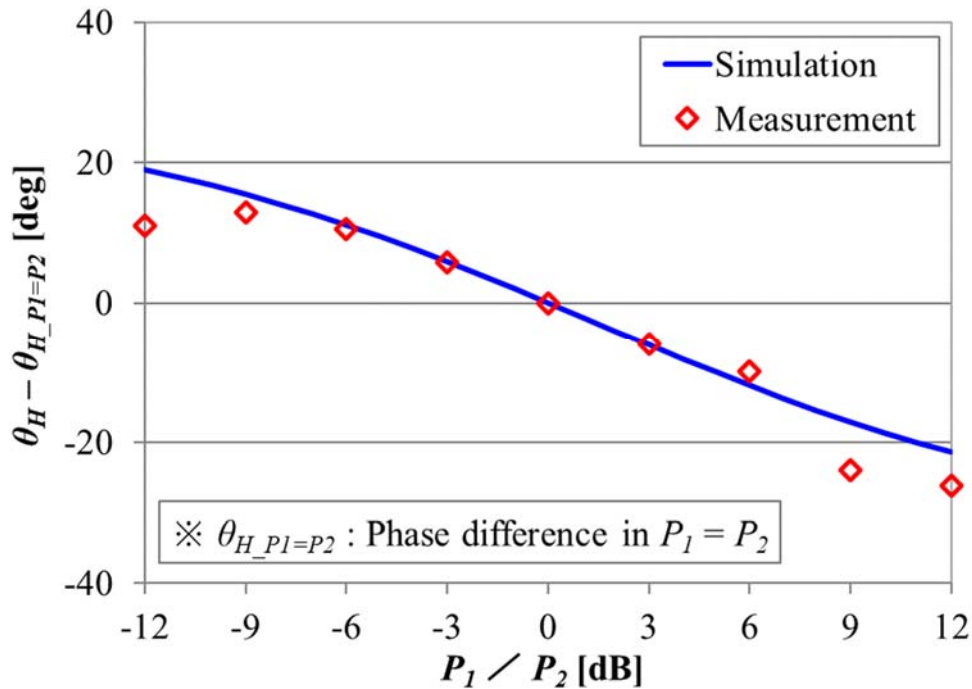


図 2-23 サブアレーアンテナ構成

図 2-24 に、提案手法による伝搬チャネルの位相差 $\theta_H = \arg(h_{21}/h_{11}) = \arg(h_{12}/h_{22})$ の可変範囲の実験値とシミュレーション値を示す。横軸は、電力比 $P_1:P_2$ を表し、0 より右は P_1 の増加を、左は P_2 の増加を表す。縦軸は θ_H と $\theta_{H_{P1=P2}}$ の差を表す。ここで、 $\theta_{H_{P1=P2}}$ は $P_1 = P_2$ のときの位相差である。図 2-24 から、実験とシミュレーションとでそれぞれの電力比における位相差の変化量がほぼ一致し、提案手法により約 40° の範囲で位相差を調整できることがわかる。なお、送信側、受信側ともに電力比を制御することで、位相差の可変範囲が約 2 倍の約 80° となることが期待される。

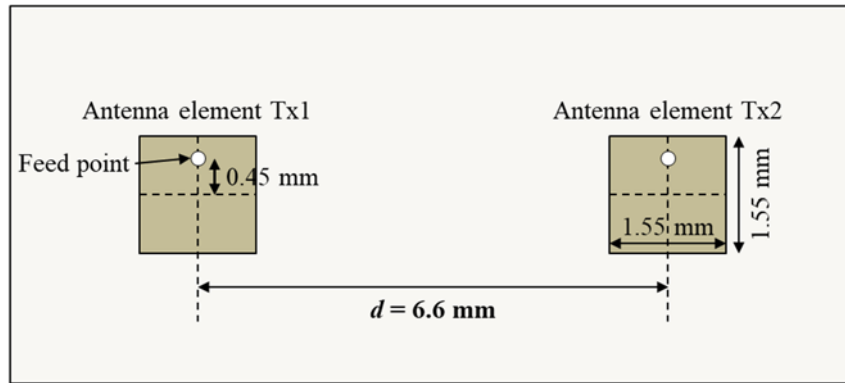
図 2-24 位相差 θ_H の可変範囲

2.6.3.2 ミリ波帯における位置ずれ耐性向上効果

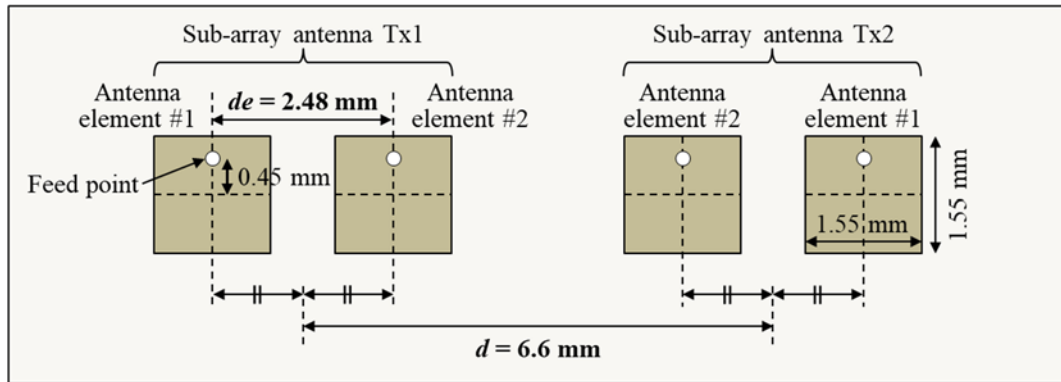
次に、ミリ波帯における計算機シミュレーションにより、提案手法による位置ずれ耐性向上効果を示す。誤り訂正前の $BER < 10^{-2}$ を所要品質とし、所要品質を満たす伝送距離の範囲を評価した。表 2-2 にシミュレーション諸元を示す。また、図 2-25 にシミュレーションで用いたアレーアンテナ構成の詳細を示す。図 2-25(a)は位相差制御を行わない従来手法におけるアンテナ構成であり、図 2-25(b)は提案手法におけるアレーアンテナ構成である。誘電体基板上に形成された 1 辺 1.55 mm の方形マイクロストリップアンテナを使用し、誘電体基板の厚さは 0.254 mm、比誘電率は 2.2、誘電正接は 0.0007 である。アンテナ素子への給電部分は基板裏面からのビア給電であり、給電点はアンテナ中心から 0.45 mm の位置とし、60.48 GHz を中心に整合するよう設計した。図 2-25(a)に示すように、従来手法では 2 つのアンテナ素子の素子間隔 d を 6.6 mm とした。また図 2-25(b)に示すように、提案手法では、サブアレーアンテナの間隔 d を 6.6 mm、サブアレーアンテナを構成する 2 つのアンテナ素子の素子間隔 de は半波長とした。以上のアンテナ構成で、モーメント法による電磁界解析により 2×2 SR-MIMO 伝搬チャネルを解析した。本解析では、アレーアンテナ内の素子間相互結合や送受信アレーアンテナの素子間相互結合の影響は考慮されている。IEEE 802.11ad 規格に基づき、中心周波数を 60.48GHz、サブキャリア数を 355 とし、OFDM 変調を用いる。SNR は、伝送距離が 15 mm のときに 25dB となるように設定した。提案手法では、送受共に電力比制御を行い、送信側と受信側で同じ電力比 $P_1 : P_2$ を使用した。

表 2-2 シミュレーション諸元

Item	Value
Number of sub-array antennas	Tx : 2, Rx : 2
Number of antenna elements of each sub-array antenna	2
Sub-array antenna spacing d	6.6 mm
Element spacing of sub-array antenna de	2.48 mm ($0.5\lambda_0$)
First modulation scheme	QPSK, 16QAM, 64QAM
Second modulation scheme	OFDM
Center frequency	60.48 GHz
Subcarrier spacing	5.16 MHz
Number of subcarriers	355
Number of pilot symbols	10



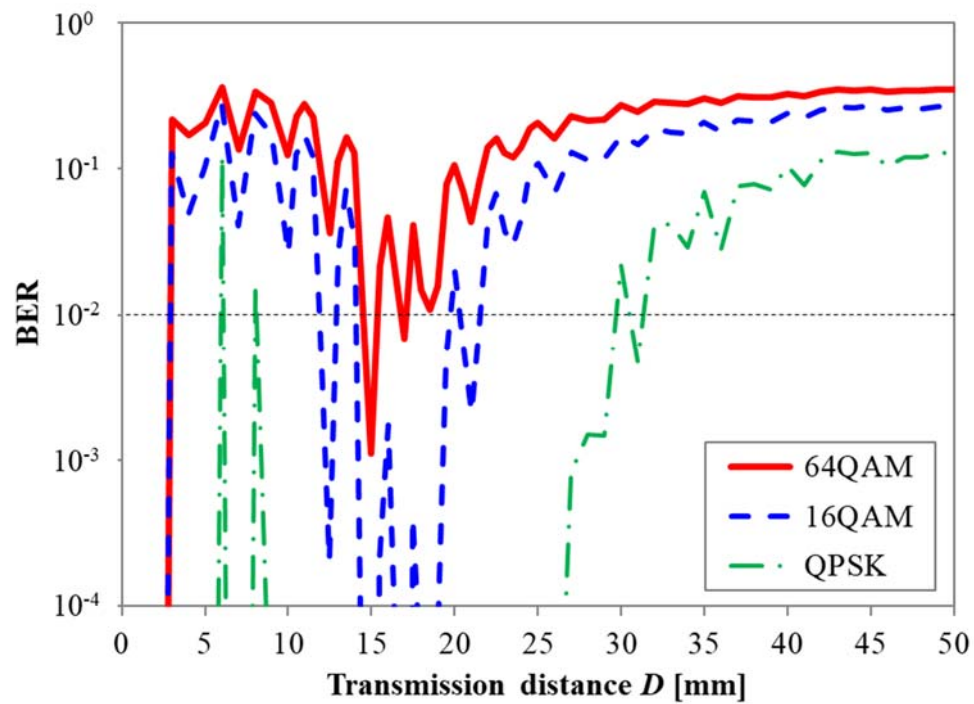
(a) Conventional method



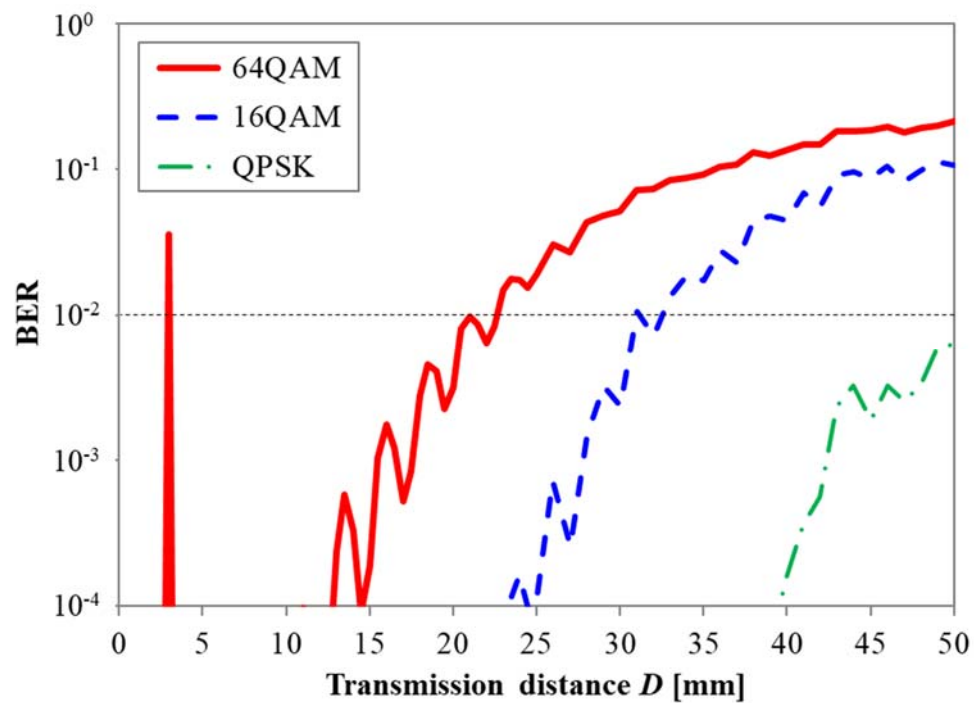
(b) Proposed method

図 2-25 アレーアンテナ構成

図 2-26 に、各伝送距離における近距離 MIMO 簡易受信復号方式の BER 特性を示す。表 2-3 に所要品質 $\text{BER} < 10^{-2}$ を満たす伝送距離の範囲を示す。また、図 2-27 に、各伝送距離における最適な電力比 $P_1 : P_2$ とそのときの位相差 θ_H を示す。図 2-26(a) に示すように、従来手法では、 $\text{BER} < 10^{-2}$ を満たす伝送距離の範囲は、QPSK では 9~29 mm, 16QAM では 15~19 mm, 64QAM では 15 mm のときのみである。しかし、図 2-26(b) に示すように、提案手法を用いることで、範囲を QPSK では 0~50 mm, 16QAM では 0~33 mm, 64QAM では 4~22 mm に拡大することができる。これは、図 2-27 に示すように、従来手法では 90° 位相差から大きなずれが生じるのに対し、提案手法を用いることで、最適条件である 90° 位相差を 4~40 mm という広い範囲で維持できるためである。なお、40 mm まで 90° 位相差を維持できているにもかかわらず伝送距離が 40 mm 以下のときに BER が所要品質を満たさなくなっているのは、伝送距離が長くなるにつれて SNR が低下するためである。



(a) Conventional method



(b) Proposed method

図 2-26 伝送距離 D 対 BER 特性

表 2-3 所要品質 $BER < 10^{-2}$ を満たす伝送距離の範囲

変調方式	提案手法	従来手法
QPSK	0～50 mm	9～29 mm
16QAM	0～33 mm	15～19 mm
64QAM	4～22 mm	15 mm のみ

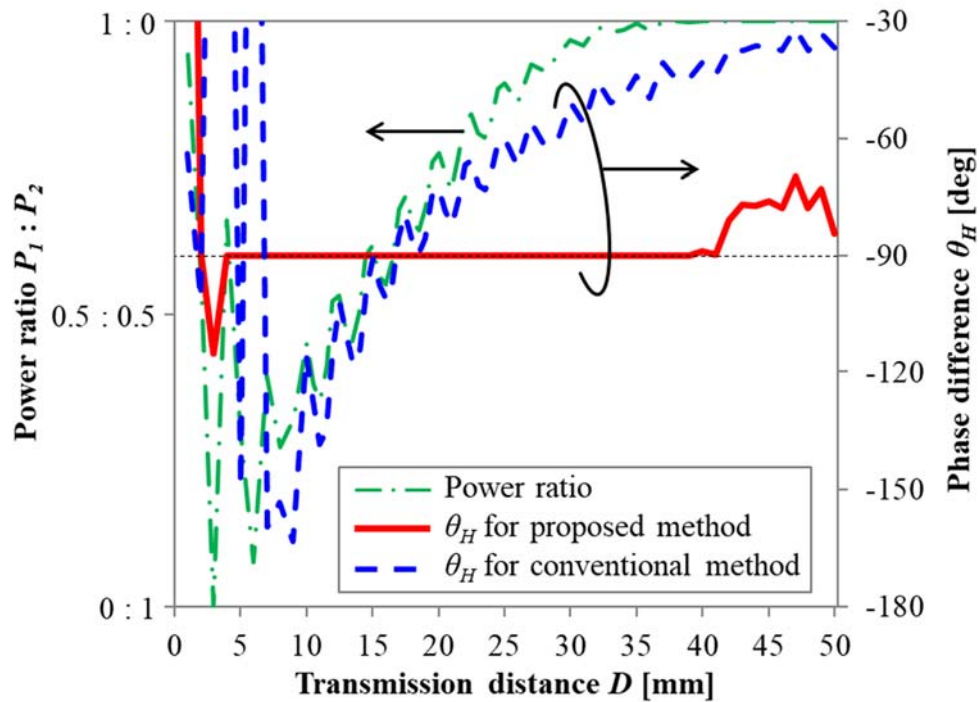


図 2-27 各伝送距離における最適な電力比

2.7 まとめ

本章では、送受信アンテナがともに固定設置され伝搬チャネルが時変動しないミリ波近距離無線通信への近距離 MIMO 伝送の適用、およびその際に問題となる MIMO 信号処理量増大への対策として簡易受信復号方式の適用を検討するとともに、簡易受信復号方式の課題であるアンテナ位置ずれへの対策としてアンテナ位置推定手法と位置ずれ補償技術を提案した。

まず、アナログウェイト回路で MIMO 信号分離処理を行うことでデジタル演算を削減する簡易受信復号方式について、準ミリ波帯試作装置を用いた実験評価により、空気中における広帯域信号伝送特性とアンテナ位置ずれ耐性を示した。送受信アレーアンテナを対向配置した場合に、簡易受信復号方式により伝送可能な信号帯域幅の評価を行った結果、 4×4 近

距離 MIMO 伝送で 16QAM 信号を用いる場合、最大で比帯域幅 9%の広帯域伝送が可能であることを明らかにした。また、比帯域幅を 7%とし、送受信アレーアンテナに位置ずれを与えたときの簡易受信復号方式の特性評価を行った結果、4×4 近距離 MIMO 伝送で 16QAM 信号を用いる場合、位置ずれが $0.08\lambda_0$ 以下となるように送受信アレーアンテナを配置することで、所要品質を達成できることを明らかにした。IEEE 802.11ad の MCS#21（データレート 4.5Gbit/s：16QAM，Code rate = 13/16）[21]を基に伝送速度を計算すると、60 GHz 帯の 2 チャンネル（比帯域幅 7%）を用いた 4×4 近距離 MIMO 伝送により伝送速度は 36.0Gbit/s となり、MIMO 信号分離処理のための消費電力が増加することなく、IEEE 802.11ad で規定される最大伝送速度 6.8Gbit/s の 5.3 倍の超高速無線伝送を実現できる。

次に、一般家屋の壁で用いられる石膏ボード壁と ALC 壁を透過する 2×2 近距離 MIMO 伝搬チャンネルを測定し、簡易受信復号方式の実測の回路特性を用いて、壁材の挿入損失と壁内で生じるマルチパスが伝送特性に与える影響を評価した。16QAM 信号の場合、石膏ボード壁は挿入損失が 8.3dB で、空気中の伝送と比較してマルチパスによる特性劣化が最大 2dB、ALC 壁は挿入損失が 35.6dB でマルチパスによる特性劣化が 1dB であることを明らかにした。また、60GHz 帯で免許不要で発射可能な空中線電力の範囲内で 16QAM 信号の伝送が可能であることを示した。

次に、近距離 MIMO 伝送におけるアンテナ位置推定手法として、複数の受信アンテナ素子における RSSI を用いた重心計算により送受信アンテナの位置ずれを高精度推定する手法を提案した。提案手法では、RSSI が最大となる受信アンテナを基準として受信アレーアンテナ面の縦横それぞれで同数、かつ、できるだけ多くの受信アンテナを WCL 法の重心計算の対象とし、位置推定を行う。計算機シミュレーションにより、従来の WCL 法では位置ずれが大きい場合に 10mm 以上の位置推定誤差が生じるが、提案手法では位置ずれが大きい場合においても推定誤差がほぼ 5mm 以下となる高精度な位置推定が可能であることを明らかにした。なお、提案手法により、簡易受信復号方式を用いない近距離 MIMO 伝送に必要な mm オーダの推定精度は達成したものの、簡易受信復号方式を用いる近距離 MIMO 伝送に必要な 1mm 以下の推定精度には未達であり、今後さらなる推定精度向上技術の検討が必要である。

最後に、送受信アンテナ素子の位置関係から決まる伝搬経路差（位相差）の最適条件からのずれに対し、サブアレーアンテナの各アンテナ素子から送受信される信号の電力比制御による伝搬チャンネルの位相差制御手法を提案した。マイクロ波帯スケールモデルでの評価により、実験および計算機シミュレーションともに提案手法により約 40° の範囲で位相差を調整可能であることを示し、提案手法の位相差制御の効果を実証した。また、提案手法による近距離 MIMO 簡易受信復号方式の位置ずれ耐性向上効果を、ミリ波広帯域信号伝送シミュレーションにより評価した。その結果、16QAM 信号を用いる場合、提案手法により伝送距離方向の位置ずれ耐性を 4mm 幅から 33mm 幅に向上できることを明らかにした。

第3章

近距離 MIMO 伝送における送信ビームフォーミング手法

3.1 はじめに

第 2 章では、情報キオスク端末にモバイル端末を固定設置して行うコンテンツダウンロードや壁面透過リピータ等、送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動しない近距離無線通信へのミリ波近距離 MIMO 伝送の適用を検討した。本章では、情報キオスク端末や自動改札機等にユーザがモバイル端末をタッチしてコンテンツダウンロードする際の、送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動する近距離無線通信へのミリ波近距離 MIMO 伝送の適用を検討する。伝搬チャネルが時変動する環境で近距離 MIMO 伝送を行うためには、伝搬チャネルを逐次推定し MIMO 信号分離処理を行うことが必要となる。その際、モバイル端末の消費電力の制約が厳しいことから、キオスク端末側で予め MIMO 信号分離処理を行うことが望ましい。そこで本章では、時分割複信における上り（モバイル端末→キオスク端末）信号で推定した伝搬チャネル情報を用いてキオスク端末側で MIMO 信号分離のための送信ウェイトを生成して送信 BF(Beamforming)を行う方式[47]の適用を検討する。ここで、60GHz 帯は波長が約 5mm と短いことから、ユーザがモバイル端末をタッチした際の手ぶれによって生じる微小なアンテナ位置の変動でも伝搬チャネルが変化するため、キオスク端末におけるチャネル推定から下り通信開始までの処理遅延が大きいほど、上り信号で推定した伝搬チャネルと下り信号送信時の伝搬チャネルの差が大きくなり、送信 BF の伝送特性が劣化する。従来の ZF-BF [48][49]では、チャネル行列の逆行列演算を行うことにより ZF ウェイトを生成するが、逆行列演算はアンテナ素子数の 3 乗に比例する演算量を要し、大きな処理遅延が生じる[72]。そこで本章では、従来の ZF-BF より短時間で送信ウェイトを生成可能な送信 BF 手法を提案する。提案手法は、近距離 MIMO 伝送における伝搬チャネルの変動と ZF ウェイトの変動の関係性に着目することで、伝搬チャネルの変動情報と過去に生成した ZF ウェイトを用いて準 ZF ウェイトを短時間で生成できる。

以下、第 3.2 節にて、送信 BF を用いる近距離 MIMO 伝送のシステム構成および通信フローを説明し、ユーザの手ぶれによる伝搬チャネルの時変動の影響を示す。第 3.3 節にて、受信アンテナの位置ずれ時の近距離 MIMO 伝搬チャネルの変動と ZF ウェイトの変動の関係

を計算機シミュレーションにより示し、その関係を活用して準 ZF ウェイトを短時間で生成する準 ZF ベース高速送信 BF 手法を提案する。第 3.4 節にて、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を示す。第 3.5 節にて、マイクロ波帯スケールモデル実験により、提案手法の有効性を実証する。最後に、第 3.6 節で本章のまとめを述べる。

3.2 送信 BF を用いる近距離 MIMO 伝送システム

3.2.1 システム構成および通信フロー

図 3-1 にシステム構成を、図 3-2 に通信フローを示す。素子間隔 d で格子状に配置された 4 つのアンテナ素子を送受に用いる 4×4 近距離 MIMO-OFDM 伝送を考える。送信アレーアンテナ（キオスク端末側）と受信アレーアンテナ（モバイル端末側）は距離 D 離れて、互いのアレーアンテナ面が平行になるように配置されている。キオスク端末はモバイル端末から周期 t_{up} で時刻 $t_n = nt_{up}$ (n は 0 以上の整数) に送信される上り信号を用いて伝搬チャネルを推定し、取得した伝搬チャネル情報から送信ウェイトを生成し送信 BF によりモバイル端末への下り通信を行う。時刻 t_n における k 番目のサブキャリアの伝搬チャネル $\mathbf{H}_k(t_n)$ から生成される送信ウェイトを $\mathbf{W}_k(t_n)$ 、キオスク端末側での処理遅延を τ とすると、モバイル端末の k 番目のサブキャリアの受信信号ベクトル $\mathbf{Y}_k$ は次式で表される。

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k(t_n + \tau) \mathbf{W}_k(t_n) \mathbf{X}_k + \mathbf{Z}_k \quad (3-1)$$

ここで、 $\mathbf{X}_k$ は送信信号ベクトル、 $\mathbf{Z}_k$ は受信機における雑音ベクトル、 $\mathbf{H}_k(t_n + \tau)$ は下り通信時刻の伝搬チャネルを表す。

ZF-BF の場合、時刻 t_n における伝搬チャネル $\mathbf{H}_k(t_n)$ から次式のとおり、逆行列演算により ZF 法の送信ウェイト $\mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n)$ を生成する

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{ZF,k}(t_n) &= \mathbf{H}_k^{-1}(t_n) \\ \mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n) &= \frac{\mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)}{\|\mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)\|_F} \end{aligned} \quad (3-2)$$

ここで、 $\|\cdot\|_F$ はフロベニウスノルムを表す。式(3-2)の $\mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n)$ により送信 BF を行ったとき、受信信号ベクトル $\mathbf{Y}_k$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_k &= \mathbf{H}_k(t_n + \tau) \mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n) \mathbf{X}_k + \mathbf{Z}_k \\ &= \frac{1}{\|\mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)\|_F} \mathbf{H}_k(t_n + \tau) \mathbf{H}_k^{-1}(t_n) \mathbf{X}_k + \mathbf{Z}_k \end{aligned} \quad (3-3)$$

伝搬チャネルの時変動しない場合、 $\mathbf{H}_k(t_n + \tau) = \mathbf{H}_k(t_n)$ であるため、式(3-3)は次式のように計算できる。

$$\mathbf{Y}_k = \frac{1}{\|\mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)\|_F} \mathbf{X}_k + \mathbf{Z}_k \quad (3-4)$$

したがって、各送信アンテナから送信された信号は互いに干渉することなくモバイル端末

に伝送される．

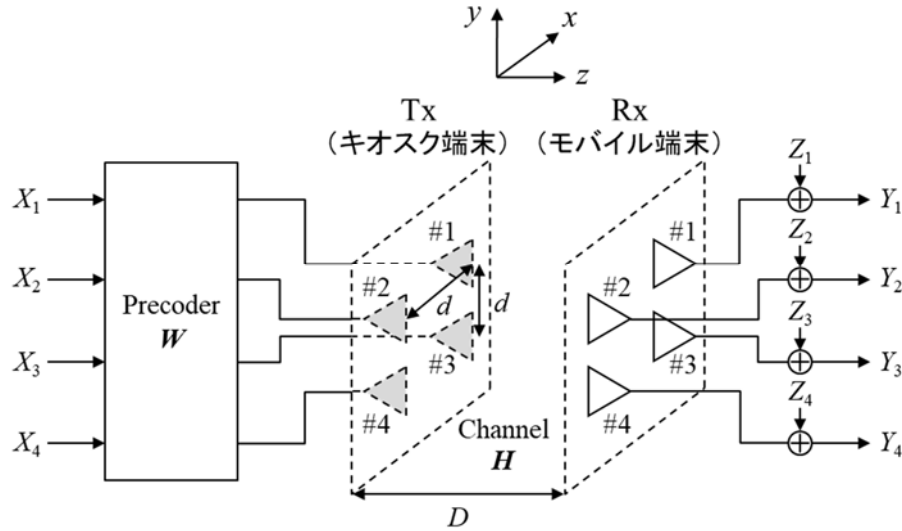


図 3-1 システム構成

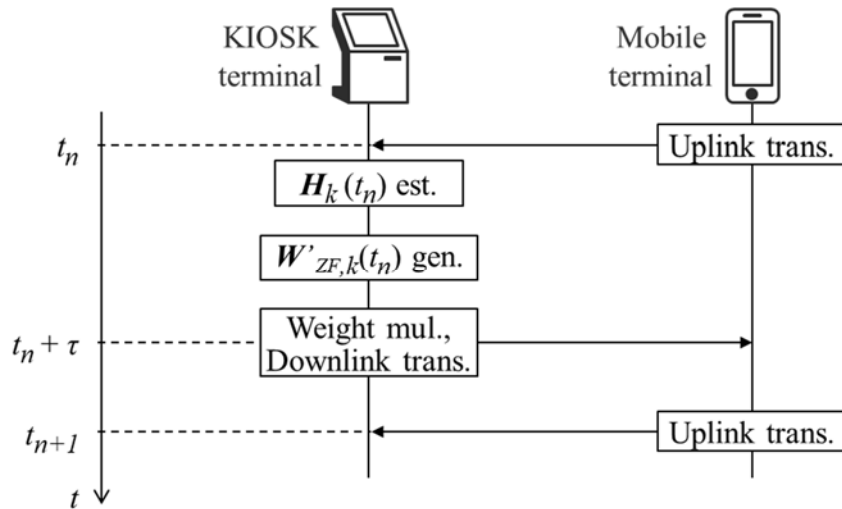


図 3-2 ZF-BF の通信フロー

3.2.2 手ぶれによる伝搬チャネルの時変動の影響

ユーザがモバイル端末をキオスク端末にタッチしてコンテンツダウンロードを行うとき、ユーザが手ぶれを起こすことにより、伝搬チャネルが時変動する。この時変動により、伝搬チャネル推定時の $H_k(t_n)$ と下り信号送信時の $H_k(t_n + \tau)$ に誤差が生じ、送信 BF の伝送特性が劣化する。図 3-3 に ZF-BF による 4×4 近距離 MIMO-OFDM 伝送の伝搬チャネル時変動耐性を示す。素子間隔は $d = 8.0$ mm、伝送距離は $D = 40$ mm とした。IEEE 802.11ad をもとに、

サブキャリア間隔を 5.16 MHz とし、60GHz 帯の全 4 チャンネルの利用を想定して、中心周波数を 61.56 GHz、サブキャリア数 N_{sc} を 1675 とした。総送信電力を 10 dBm とし、受信機の雑音電力は全 4 チャンネルの帯域幅 8.64GHz を用いた計算により -67.6 dBm とした。送信アレーアンテナの中心を原点 $(x, y) = (0 \text{ mm}, 0 \text{ mm})$ としたとき、受信アレーアンテナの中心の初期位置を $(-1.0 \text{ mm}, -2.0 \text{ mm})$ とし、このときの伝搬チャネルを $\mathbf{H}_k(t_n)$ とし、ZF ウェイト $\mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n)$ を生成する。また、受信アレーアンテナが初期位置から x 軸方向に Δx 、 y 軸方向に Δy 移動したときの伝搬チャネルを $\mathbf{H}_k(t_n + \tau)$ とする。平均 SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) は次式のとおり、全受信アンテナ素子における全サブキャリアの SINR の平均値と定義する。

$$\text{Average SINR} = \frac{1}{NrN_{sc}} \sum_{i=1}^{Nr} \sum_{k=1}^{N_{sc}} \frac{|A_{i,i,k} X_{i,k}|^2}{\sum_{j=1, j \neq i}^{N_t} |A_{i,j,k} X_{j,k}|^2 + |Z_{i,k}|^2} \quad (3-5)$$

ここで、 $A_{a,b,k}$ は行列 $\mathbf{A}_k = \mathbf{H}_k(t_n + \tau) \mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n)$ の a 行 b 列の要素を表す。図 3-3 からわかるように、伝搬チャネル推定から下り通信開始までの処理遅延 τ の間に、手ぶれによって受信アレーアンテナが数 mm 移動するだけで、ZF-BF の伝送特性が大きく劣化する。

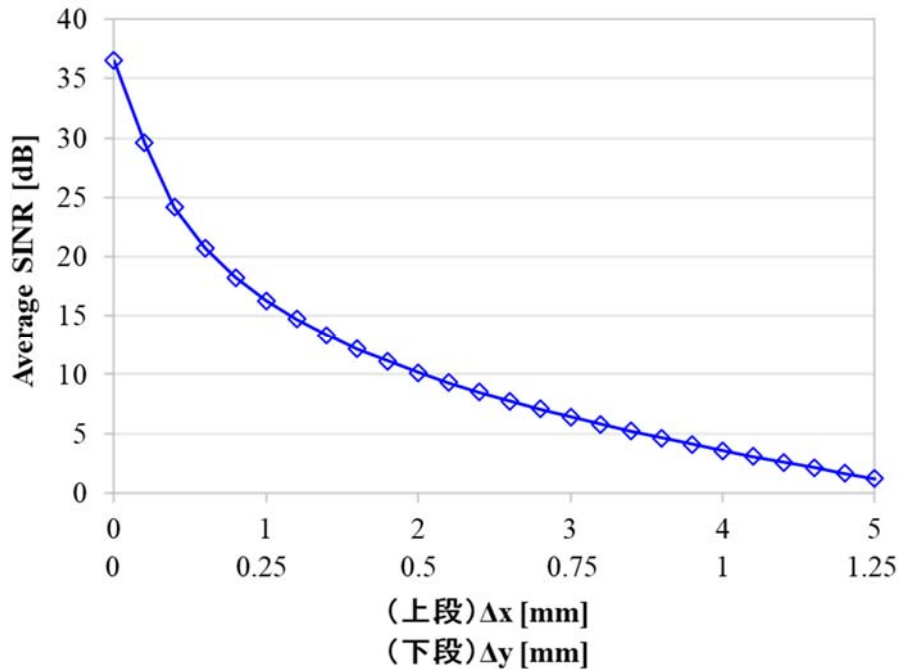


図 3-3 ZF-BF の伝搬チャネル時変動耐性

3.3 準 ZF ベース高速送信 BF 手法

3.3.1 伝搬チャネルの変動と ZF ウェイトの変動の関係

伝搬チャネルの変動 $\Delta \mathbf{H}_k$ の i 行 j 列要素を式(3-6)で、ZF ウェイトの変動 $\Delta \mathbf{W}_k$ の i 行 j 列要素を式(3-7)で定義する。

$$\Delta h_{i,j,k} = \frac{h_{i,j,k}(t_n)}{h_{1,1,k}(t_n)} - \frac{h_{i,j,k}(t_{n-1})}{h_{1,1,k}(t_{n-1})} \quad (3-6)$$

$$\Delta w_{i,j,k} = \frac{w_{ZF,i,j,k}(t_n)}{w_{ZF,1,1,k}(t_n)} - \frac{w_{ZF,i,j,k}(t_{n-1})}{w_{ZF,1,1,k}(t_{n-1})} \quad (3-7)$$

受信アレーアンテナの位置が送信アレーアンテナに対してずれた場合の伝搬チャネルの変動と ZF ウェイトの変動を計算機シミュレーションにより評価した。伝搬チャネルは、各送受信アンテナ間の直接波のみを考慮したレイトレース法により計算した。図 3-4 に伝搬チャネルの変動を、図 3-5 に ZF ウェイトの変動を示す。なお、それぞれ 838 番目のサブキャリア ($k=838$) における変動を示している。図 3-4 と図 3-5 を比較すると、伝搬チャネルの変動 $\Delta \mathbf{H}_k$ と ZF ウェイトの変動 $\Delta \mathbf{W}_k$ は次式の間接関係があることがわかる。

$$\Delta \mathbf{W}_k \cong \begin{bmatrix} \Delta h_{1,1,k} & -\Delta h_{1,2,k} & -\Delta h_{1,3,k} & \Delta h_{1,4,k} \\ -\Delta h_{2,1,k} & \Delta h_{2,2,k} & \Delta h_{2,3,k} & -\Delta h_{2,4,k} \\ -\Delta h_{3,1,k} & \Delta h_{3,2,k} & \Delta h_{3,3,k} & -\Delta h_{3,4,k} \\ \Delta h_{4,1,k} & -\Delta h_{4,2,k} & -\Delta h_{4,3,k} & \Delta h_{4,4,k} \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

3.3.2 提案手法

式(3-6)において $h_{1,1,k}(t_n) \cong h_{1,1,k}(t_{n-1})$ 、式(3-7)において $w_{ZF,1,1,k}(t_n) \cong w_{ZF,1,1,k}(t_{n-1})$ とみなし、 $\Delta h'_{i,j,k} = h_{i,j,k}(t_n) - h_{i,j,k}(t_{n-1})$ と $\Delta w'_{i,j,k} = w_{ZF,i,j,k}(t_n) - w_{ZF,i,j,k}(t_{n-1})$ と置くと、式(3-8)は次式のように書き換えることができる。

$$\frac{\Delta \mathbf{W}'_k}{w_{ZF,1,1,k}(t_{n-1})} \cong \frac{1}{h_{1,1,k}(t_{n-1})} \begin{bmatrix} \Delta h'_{1,1,k} & -\Delta h'_{1,2,k} & -\Delta h'_{1,3,k} & \Delta h'_{1,4,k} \\ -\Delta h'_{2,1,k} & \Delta h'_{2,2,k} & \Delta h'_{2,3,k} & -\Delta h'_{2,4,k} \\ -\Delta h'_{3,1,k} & \Delta h'_{3,2,k} & \Delta h'_{3,3,k} & -\Delta h'_{3,4,k} \\ \Delta h'_{4,1,k} & -\Delta h'_{4,2,k} & -\Delta h'_{4,3,k} & \Delta h'_{4,4,k} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

したがって、時刻 t_n における伝搬チャネル $\mathbf{H}_k(t_n)$ と時刻 t_{n-1} における $\mathbf{H}_k(t_{n-1})$ と ZF ウェイト $\mathbf{W}_{ZF,k}(t_{n-1})$ を用いて、時刻 t_n における $\mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)$ を次式で近似することができる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{ZF,k}(t_n) &\cong \mathbf{W}_{ZF,k}(t_{n-1}) + \frac{w_{ZF,1,1,k}(t_{n-1})}{h_{1,1,k}(t_{n-1})} \begin{bmatrix} \Delta h'_{1,1,k} & -\Delta h'_{1,2,k} & -\Delta h'_{1,3,k} & \Delta h'_{1,4,k} \\ -\Delta h'_{2,1,k} & \Delta h'_{2,2,k} & \Delta h'_{2,3,k} & -\Delta h'_{2,4,k} \\ -\Delta h'_{3,1,k} & \Delta h'_{3,2,k} & \Delta h'_{3,3,k} & -\Delta h'_{3,4,k} \\ \Delta h'_{4,1,k} & -\Delta h'_{4,2,k} & -\Delta h'_{4,3,k} & \Delta h'_{4,4,k} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{W}_{p,k}(t_n) \end{aligned} \quad (3-10)$$

提案手法では、次式の送信ウェイト $\mathbf{w}'_{p,k}(t_n)$ により送信 BF を行う。

$$\mathbf{w}'_{p,k}(t_n) = \frac{\mathbf{w}_{p,k}(t_n)}{\|\mathbf{w}_{p,k}(t_n)\|_F} \quad (3-11)$$

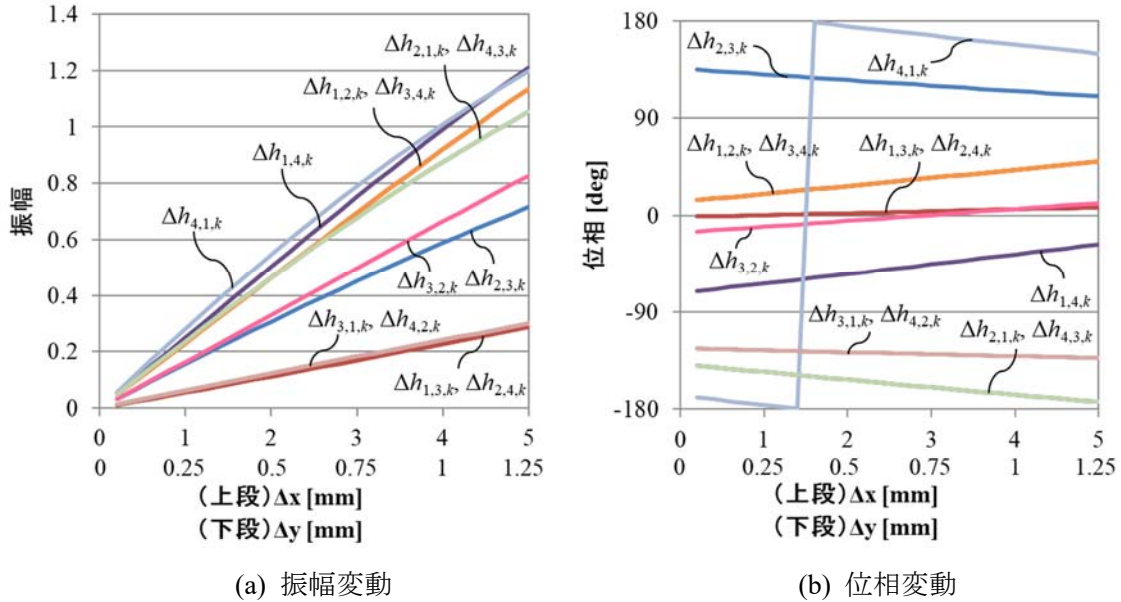


図 3-4 伝搬チャネルの変動

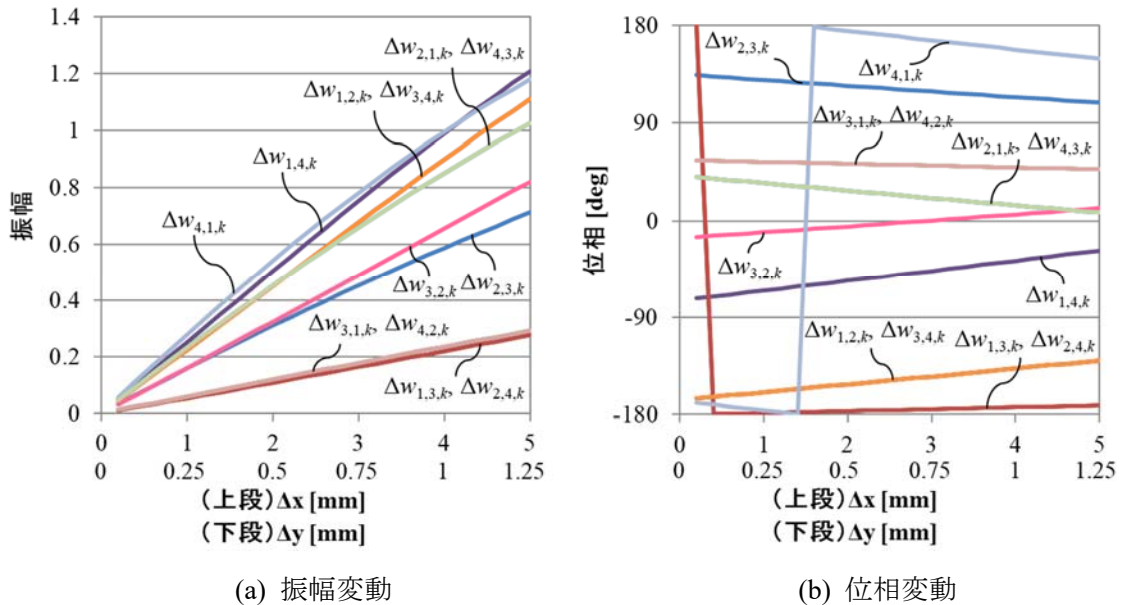


図 3-5 ZF ウェイトの変動

図 3-6 に提案手法の通信フローを示す．キオスク端末は時刻 t_n に送信される上り信号を用いて伝搬チャネル $\mathbf{H}_k(t_n)$ を推定し，時刻 t_{n-1} の上り信号を用いて推定した $\mathbf{H}_k(t_{n-1})$ と ZF ウェイト $\mathbf{W}_{ZF,k}(t_{n-1})$ とを用いて式(3-10)と式(3-11)により送信ウェイト $\mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$ を生成する．そして，送信信号 $\mathbf{X}_k$ に $\mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$ を乗算し，下り通信を行う．なお，これと並行して，時刻 t_{n+1} における送信ウェイト生成で使用する時刻 t_n における $\mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)$ を生成する．

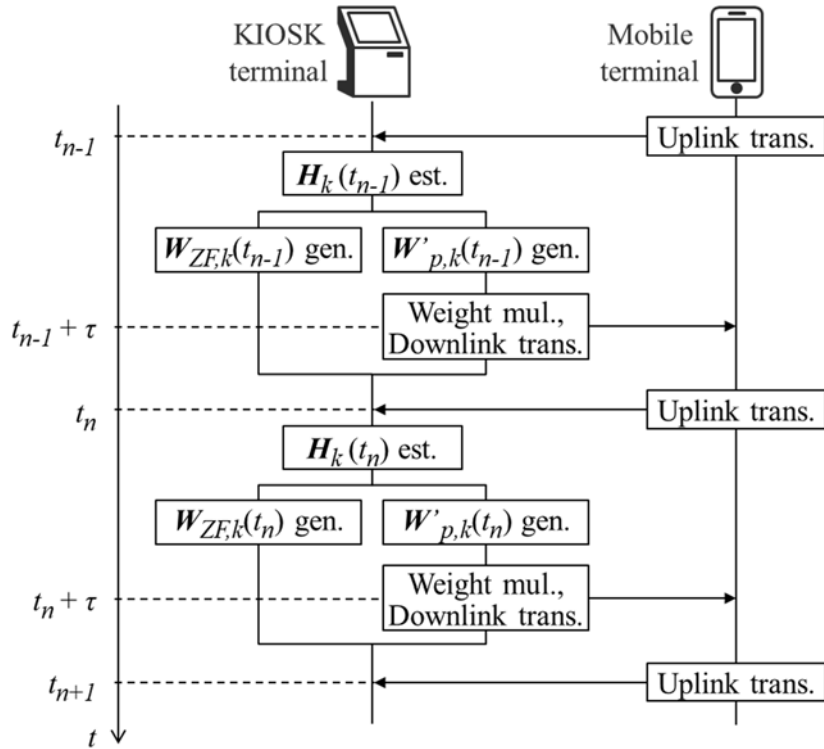


図 3-6 提案手法の通信フロー

3.4 シミュレーション評価

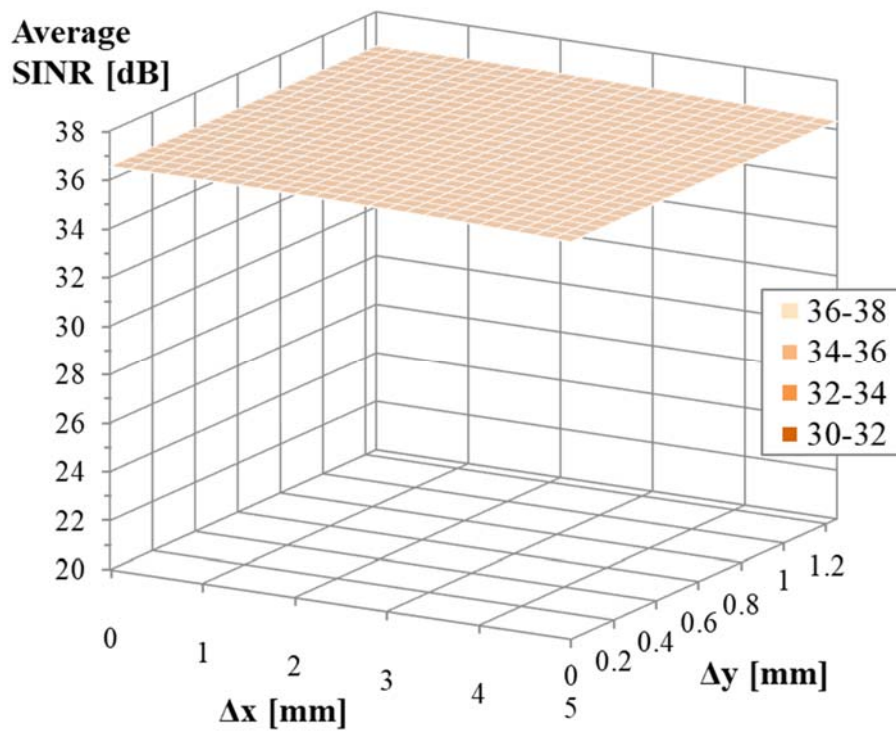
3.4.1 処理遅延がない場合の位置変動対平均 SINR 特性

処理遅延がない($\tau = 0$) 理想的な場合に得られる平均 SINR の評価を行った．時刻 t_{n-1} における受信アレーアンテナの中心位置を $(-1.0 \text{ mm}, -2.0 \text{ mm})$ とし，時刻 t_n における位置を $(\Delta x-1.0 \text{ mm}, \Delta y-2.0 \text{ mm})$ とする．図 3-7(a)は，時刻 t_n における $\mathbf{H}_k(t_n)$ から生成した $\mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n)$ で従来の ZF-BF を行ったときの平均 SINR である．図 3-7(b)は，時刻 t_{n-1} における $\mathbf{H}_k(t_{n-1})$ と $\mathbf{W}_{ZF,k}(t_{n-1})$ と時刻 t_n における $\mathbf{H}_k(t_n)$ とを用いて生成した $\mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$ で提案の送信 BF を行ったときの平均 SINR である．図からわかるように，時刻 t_{n-1} から時刻 t_n までの間の受信アレーアンテナの移動量が大きくなるほど提案手法の SINR は劣化するものの，5 mm 程度移動しても 30 dB 以上の高い SINR が得られ，ZF-BF に近い伝送特性を達成することができる．ユ

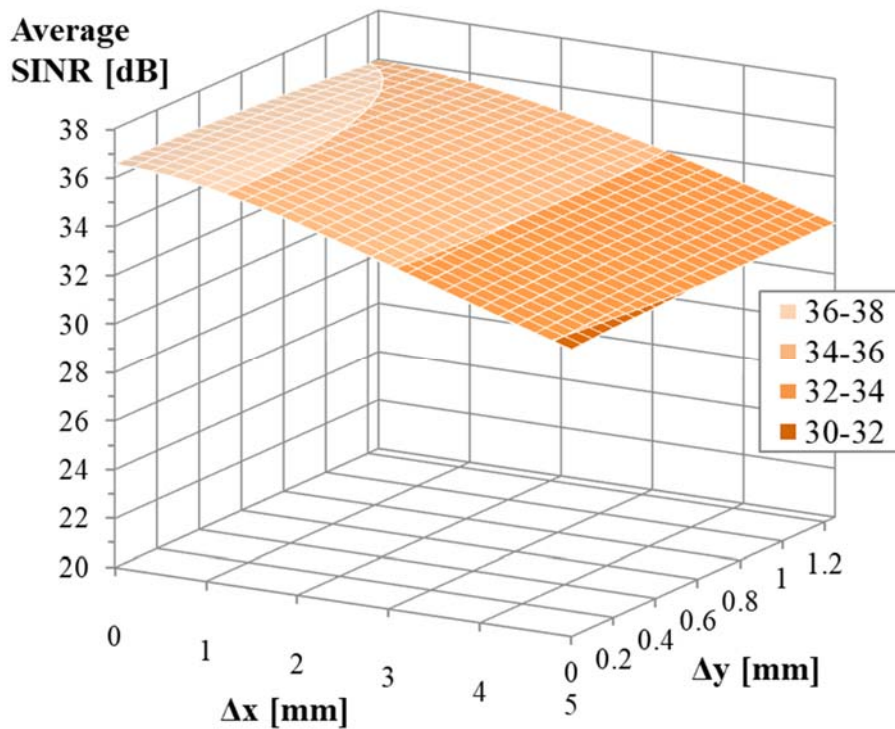
一ザの手ぶれによる受信アレーアンテナの移動速度を 1.0 m/sec とすると、5 mm 移動するには 5 msec かかるため、上り信号の送信周期 t_{up} を 5 msec と長く設定した場合においても、提案 BF ウェイト $\mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$ は ZF ウェイト $\mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n)$ に十分近似すると言える。

3.4.2 送信ウェイト生成時間の比較

ZF-BF では、 $\mathbf{H}_k(t_n)$ の逆行列演算により $\mathbf{W}'_{ZF,k}(t_n)$ を生成するが、逆行列演算には 1 サブキャリア当たり $O(N^3)$ の演算量（複素数の乗除算回数）を要する。一方、提案手法では、 $\mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$ の生成に要する演算量は 1 サブキャリア当たり $O(N^2)$ に留まる。MATLAB の時間計測関数を用いて、ZF-BF と提案手法の送信ウェイト生成時間の比較評価を行った。式(3-2)の ZF ウェイト生成における逆行列演算には、低演算量な LU 分解法を用いた。比較の結果、提案手法では ZF-BF の 26.3%の時間で送信ウェイトを生成できることがわかった。



(a) ZF-BF



(b) 提案手法

図 3-7 位置変動対平均 SINR 特性

3.4.3 処理遅延がある場合のフレーム先頭／末尾における平均 SINR

処理遅延 τ を考慮した場合の提案手法と ZF-BF の伝送特性の評価を行った．[72]によると， 4×4 行列の逆行列演算に 90 サイクルの時間を要する．LSI(Large Scale Integration)の動作周波数を 200 MHz とすると，1675 個のサブキャリアにおける ZF ウェイト生成時間は約 0.76 msec となる．よって，第 3.4.2 節の結果から，提案手法の送信ウェイト生成時間は 0.2 msec とする．ユーザの手ぶれによる受信アレーアンテナの移動速度を 1.0 m/sec，キオスク端末が上り信号を受信してから伝搬チャネル推定が完了するまでの時間を 0.2 msec，送信信号に送信ウェイトを乗算しデータを送信するまでの時間を 0.2 msec，フレーム長を 0.5 msec とする．以上より，上り信号の送信周期 t_{up} は，提案手法では 1.1 msec，ZF-BF では 1.66 msec である．なお，伝搬チャネル推定から下り通信開始までの処理遅延 τ は，提案手法では 0.6 msec であり，ZF-BF では 1.16 msec である．図 3-8 に，フレーム先頭／末尾における平均 SINR を示す．図 3-8 より，提案手法は ZF-BF に比べて，フレーム先頭において平均 SINR を 5.7 dB，フレーム末尾において 3.7 dB 改善できることがわかる．これにより，提案手法ではフレーム全体において，16QAM 信号の伝送に必要な SINR = 14dB を確保することができる．

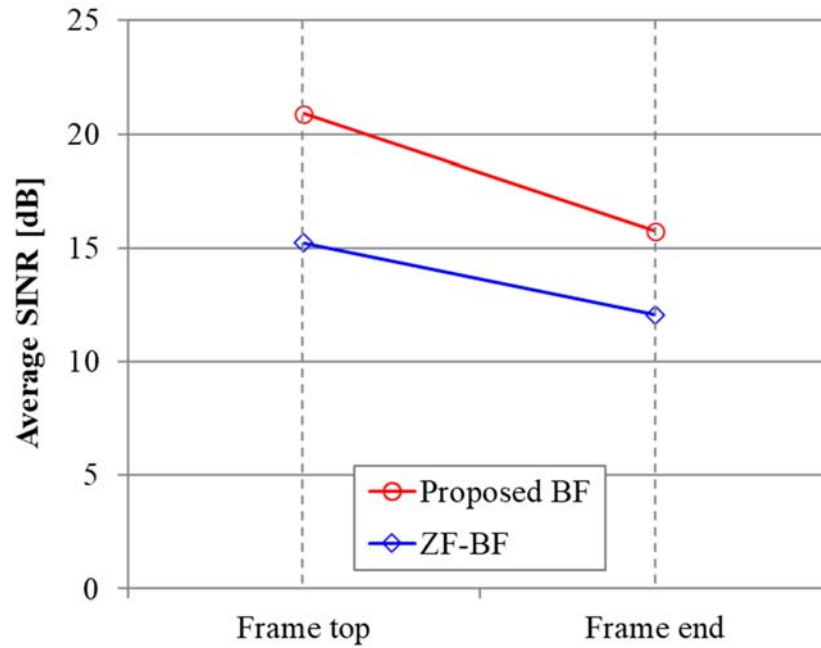


図 3-8 フレーム先頭／末尾における平均 SINR

3.5 実験評価

3.5.1 提案手法の平均 SINR 特性評価

図 3-9 に示す 4 素子マイクロストリップアレーアンテナを送受に用いて形成される 4×4 近距離 MIMO 伝搬チャネルを 8 ポートネットワークアナライザで測定した．各アンテナ素子は 4.85 GHz を中心に整合するよう設計されている．誘電体基板の厚さは 2.4 mm，比誘電率は 2.2 である．素子間隔 d は 77.3 mm ($1.25 \lambda_0$)，伝送距離 D は 508 mm とした．送受アレーアンテナが正対した状態から水平方向 (x 軸方向) と垂直方向 (y 軸方向) の位置ずれをそれぞれ Δx と Δy で表し，0, 10, 20, ..., 80 mm のずれを与えたときの伝搬チャネルをそれぞれ測定した．IEEE 802.11ad の OFDM-PHY(Physical Layer)に基づき中心周波数 61.56 GHz，サブキャリア間隔 5.16 MHz，サブキャリア数 1675 を仮定し，それらを中心周波数 4.85 GHz においてスケールモデル化した各サブキャリア周波数を測定周波数とした．その伝搬チャネル測定値を用いて，4×4 近距離 MIMO-OFDM 伝送シミュレーションを行い，提案手法を適用した場合の全サブキャリア平均の SINR を評価した．その際，受信 SNR を 45 dB とし評価を行った．

図 3-10 に，送受アレーアンテナの位置ずれに対する平均 SINR 特性を示す．提案 BF ウェイトの生成において， $\Delta x = \Delta y = 0$ における伝搬チャネル測定値と ZF ウェイトをそれぞれ $h_{i,j,k}(t_{n-1})$ と $\mathbf{W}_{ZF,k}(t_{n-1})$ とし， Δx の各点における伝搬チャネル測定値を $h_{i,j,k}(t_n)$ として生成した提案 BF ウェイト $\mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$ による評価結果が "Experiment (Δx)" であり， Δy のずれについ

ての結果が"Experiment (Δy)"である。また、レイトレース法で伝搬チャネルを生成した場合の評価も行った(図 3-10 の"Simulation")。レイトレース法では送受信アンテナ間の直接波に加え、送受信アレーアンテナ面で各 1 回反射して到来する第 1 遅延波と各 2 回反射して到来する第 2 遅延波を考慮した。図 3-10 より、マイクロストリップアレーアンテナを用いた実測伝搬チャネルによる実験結果は、レイトレース法によるシミュレーション結果と同様、時刻 t_{n-1} と t_n における位置ずれが大きくなるほど特性が劣化し、両者の SINR 値は概ね一致することがわかる。

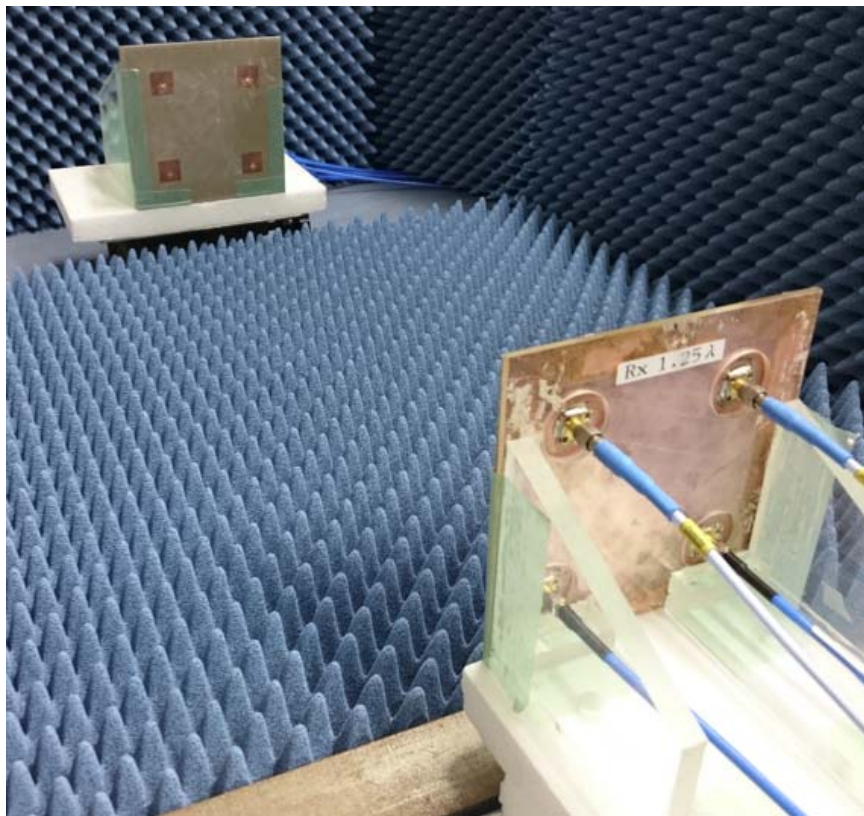


図 3-9 4×4 近距離 MIMO 伝搬チャネル測定実験

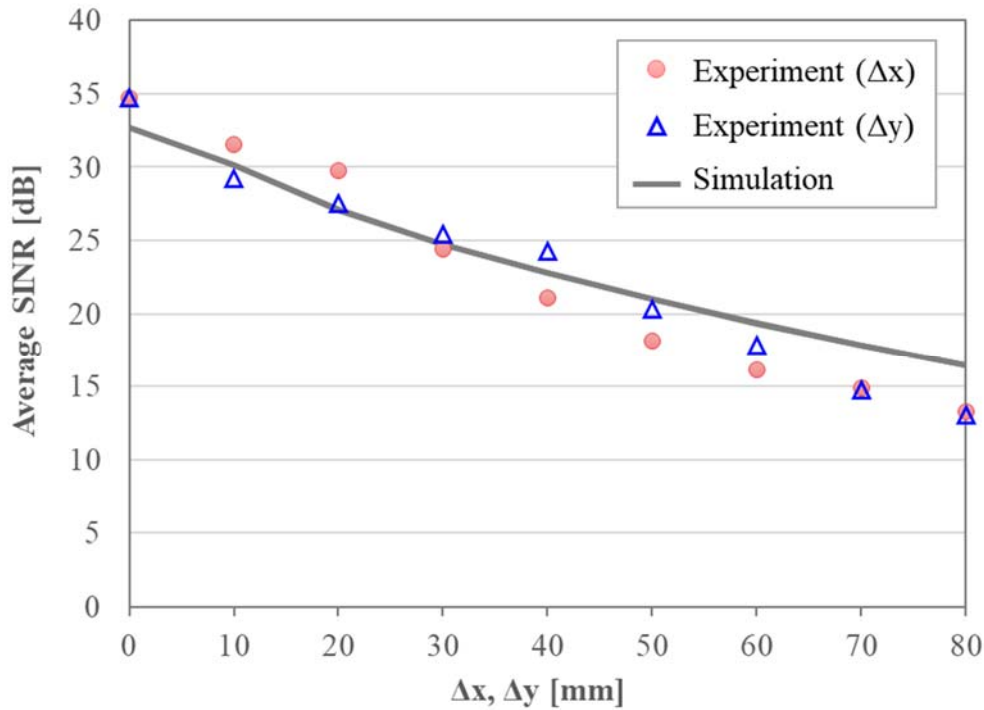


図 3-10 送受アンテナ位置ずれ対平均 SINR 特性

3.5.2 提案手法と ZF-BF の比較評価

次に、提案手法と ZF-BF による伝送特性の比較評価結果を示す。第 3.4.3 節と同様に、提案手法と ZF-BF におけるチャネル推定から下り通信開始までの処理遅延 τ をそれぞれ 0.6 msec, 1.2 msec, 下り送信フレーム長 t_{frame} を 0.5 msec とした。また、上り信号送信周期 t_{up} を提案手法では 1.2 msec, ZF-BF では 1.8 msec とした。ユーザの手ぶれによるモバイル端末のアレーアンテナの移動速度を 1.3 m/sec (約 0.6 msec で 10 mm の移動) とした。

位置ずれを 10mm 刻みとした場合の、送受アンテナ位置ずれと伝搬チャネル測定値 $h_{i,j,k}$ および送信ウェイト $\mathbf{W}'_{p,k}$, $\mathbf{W}_{ZF,k}$ との対応関係を表 3-1 に示す。提案手法の場合、時刻 t_{n-1} , t_n , $t_n + \tau$ (フレーム先頭), $t_n + \tau + t_{frame}$ (フレーム末尾) の伝搬チャネル測定値として位置ずれ 0 mm, 20 mm, 30 mm, 40 mm が対応するため、 $\mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$ は位置ずれ 20 mm における $h_{i,j,k}(t_n)$ を用いて生成される。一方、ZF-BF の場合、時刻 t_{n-1} , t_n , $t_n + \tau$, $t_n + \tau + t_{frame}$ における伝搬チャネル測定値として位置ずれ 0 mm, 30 mm, 50 mm, 60 mm の値が対応するため、 $\mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)$ は位置ずれ 30 mm における $h_{i,j,k}(t_n)$ を用いて生成される。

図 3-11 に、提案手法と ZF-BF 適用時の下り送信フレーム先頭/末尾 (時刻 $t_n + \tau$ と $t_n + \tau + t_{frame}$) における平均 SINR 特性を示す。図 3-11 より、提案手法は ZF-BF と比較して、フレーム先頭と末尾のいずれにおいても平均 SINR を 1.5~3.5 dB 改善できることがわかる。

表 3-1 送受アンテナ位置ずれと伝搬チャネル測定値・送信ウェイトの対応関係

位置ずれ[mm]	提案手法の場合	ZF-BF の場合
0	$h_{i,j,k}(t_{n-1})$	$h_{i,j,k}(t_{n-1})$
10	—	—
20	$h_{i,j,k}(t_n)$	—
30	$h_{i,j,k}(t_n + \tau), \mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$	$h_{i,j,k}(t_n)$
40	$h_{i,j,k}(t_n + \tau + t_{frame}), \mathbf{W}'_{p,k}(t_n)$	—
50	—	$h_{i,j,k}(t_n + \tau), \mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)$
60	—	$h_{i,j,k}(t_n + \tau + t_{frame}), \mathbf{W}_{ZF,k}(t_n)$

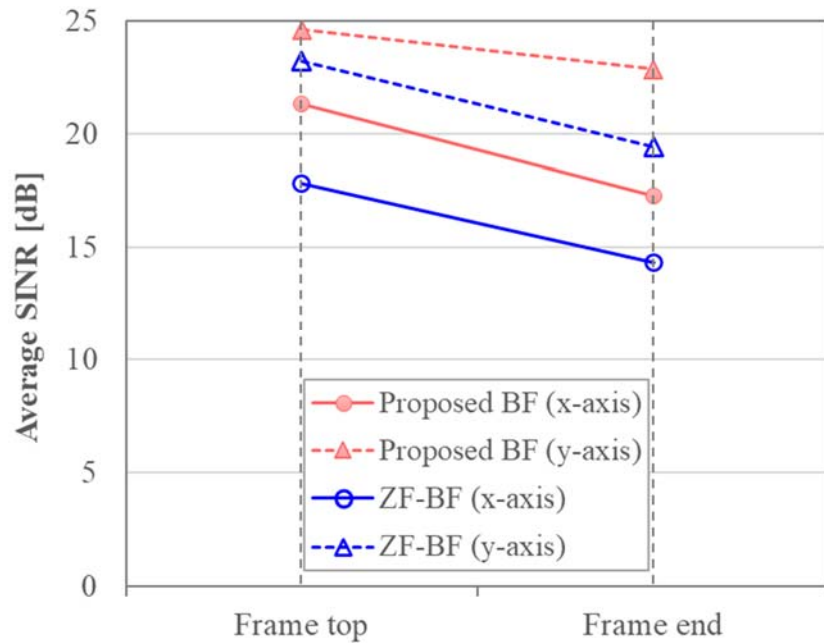


図 3-11 フレーム先頭／末尾における平均 SINR

3.6 まとめ

本章では、情報キオスク端末や自動改札機等にユーザがモバイル端末をタッチしてコンテンツダウンロードする際の時変動伝搬チャネルでミリ波近距離 MIMO 伝送を行う場合について検討を行った。4×4 近距離 MIMO 伝送において、伝搬チャネルの変動情報と過去の ZF ウェイトを用いて準 ZF ウェイトを短時間で高速に生成する準 ZF ベース高速送信 BF 手法を提案した。提案手法では、従来の ZF-BF における ZF ウェイト生成時間の 26.3%の時間で送信ウェイトを生成することができる。計算機シミュレーションにより、伝搬チャネルが

時変動する環境において提案手法と ZF-BF の特性評価を行い、提案手法を用いることでフレーム先頭において平均 SINR を 5.7 dB, フレーム末尾において 3.7 dB 改善できることを示した。また、マイクロストリップアレーアンテナを用いてマイクロ波帯スケールモデルで実験評価を行い、シミュレーション結果と概ね一致する SINR 特性が得られることを示した。また、提案手法は ZF-BF と比較してフレーム先頭／末尾における SINR を 1.5～3.5dB 改善できることを示した。提案手法ではフレーム全体にわたって 15dB 以上の高い SINR を達成できるため 16QAM 信号を用いることができ、60GHz 帯の全 4 チャンネルを用いた 4×4 近距離 MIMO 伝送により伝送速度は 72.0Gbit/s となり、IEEE 802.11ad で規定される最大伝送速度と比較して約 10 倍の超高速無線伝送を実現できる。なお、本研究の提案手法は、4×4 近距離 MIMO 伝送における伝搬チャネルの変動と ZF ウェイトの変動の関係を活用した送信 BF 手法であり、さらに多素子の 8×8 や 16×16 の近距離 MIMO 伝送を実現する手法は今後の検討課題である。例えば、今回有効性を確認した 4×4 の構成を 1 つのブロックとして扱い、複数ブロックを配置することで多素子化を図る手法が考えられる。

第4章

衛星 IoT プラットフォームにおける受信ビームフォーミング手法

4.1 はじめに

本章では、LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームのアップリンクの大容量化に向け、衛星 IoT 端末同士の干渉や地上 IoT 端末からの干渉が存在する中での受信 BF(Beamforming)の適用について検討する。

第1章で述べたとおり、地上には IoT プラットフォームの整備が進んでいない山間部や、IoT 基地局の設置が困難な海上など、電波不感地帯が少なからず存在している。そのような地上 IoT プラットフォームではカバーが難しいエリアを含む地球上のあらゆる場所の IoT 端末からのセンサデータの収集を実現するため、LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームが近年注目を集めている[31]-[35]。なお、衛星 IoT プラットフォームで収容する LPWA 方式は、LoRa, ELTRES, Sigfox 等数 100km の長距離通信が可能な方式が前提となる。[31]-[35]の衛星 IoT プラットフォームでは、地上の衛星 IoT 端末から送信された信号を衛星で受信した後、衛星内部で信号の復調処理を行う。この場合、多様な LPWA 方式の IoT 端末を収容するためには、それぞれの方式の受信処理部を衛星に搭載する必要がある。また、LPWA 方式は年々新たな方式が登場しており、それら新方式の IoT 端末を衛星 IoT プラットフォームで収容するためには、それらの受信処理部を搭載した衛星を追加で打ち上げる必要があり、コスト増を招く。そこで筆者らは、衛星内部で復調処理を行わず、衛星は受信波形データの地上への伝送のみを行い、地上基地局にて復調処理を行う構成の衛星 IoT プラットフォーム（図 1-3）を提案している[36][37]。この衛星 IoT プラットフォームでは、衛星は IoT 端末から送信された信号を複数の受信アンテナで受信し、受信波形データを LEO-MIMO[38][39]による大容量なフィードリンクで地上基地局に伝送する。そして地上基地局にて、豊富な計算リソースを活用した信号処理により、衛星 IoT 端末同士の干渉や地上 IoT 端末からの干渉を抑圧し衛星 IoT 端末からの微弱な所望信号を抽出するオフライン受信 BFを行うとともに、各 LPWA 方式に応じた復調処理を行う。衛星を受信波形データの地上への伝送のみに特化したシンプルな構成とすることで、衛星搭載機の低コスト化が見込まれるとともに、今後新たな LPWA 方式が登場した場合にも衛星に機能追加することなく、衛

星 IoT プラットフォームで収容することができる。

LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームでは、衛星が上空を通過する限られた時間の中で多数の衛星 IoT 端末が上り通信を行う必要があり、端末数が多いほど上り通信の衝突確率が増加する。また、衛星 IoT 端末が地上に広く普及する地上 IoT 端末と同じ周波数帯を用いる場合、それら地上 IoT 端末からの干渉信号も同時に受信され、所望の衛星 IoT 端末の信号との衝突が発生する。したがって、衛星 IoT プラットフォームのアップリンクの大容量化には、衛星の複数の受信アンテナを用いた受信 BF による空間分割多元接続の実現が重要となる。

衛星 IoT プラットフォームの既存研究[50]-[54]では、受信 BF による空間分割多元接続の検討は行われておらず、時間と周波数の無線リソースの中で達成される端末収容台数の評価や、地上に広く普及している地上 IoT 端末からの干渉信号の影響を含まない評価に留まっている。受信 BF により多数の衛星 IoT 端末の空間分割多元接続を実現する際、LEO 衛星は小型かつ軽量が求められるため受信アンテナの搭載数は 10 素子程度に留めることが望ましい。そのような限られた受信アンテナ数での受信 BF が、多数の地上 IoT 端末からの干渉信号が到来する中で適切に動作し空間分割多元接続を実現できるかは未知数である。そのため、まずはこれらの多数の干渉信号が存在する中で受信 BF による端末収容台数の向上可能性を明らかにすることが重要である。また、LPWA 方式ごとに変調方式等が異なることから受信 BF を適用する上での課題も異なる。Sigfox[29]に代表される UNB(Ultra Narrow Band)型 LPWA 方式[73]の場合、送信信号帯域幅が 100Hz 程度の超狭帯域であることから LEO 衛星の高速移動に伴うドップラー変動[55]の影響が顕著となる。具体的には、送信時は超狭帯域な信号帯域幅が衛星での受信時にはドップラー変動によって数倍に広がるため、衝突する干渉信号数が増大する。そのため、地上の無線通信システムで用いられている受信 BF[56][57]を転用するだけでは、衛星の限られた受信アンテナ数で多数の干渉信号を抑圧することが難しい。そこで本章では、従来の受信 BF を拡張し、ドップラー変動補償を用いた受信 BF 手法を提案する。また、LoRa[27]や ELTRES[28]等のスペクトラム拡散型 LPWA 方式の場合、出力 20mW の微弱な信号を 100kHz 以上の広帯域にスペクトラム拡散して送信するため、所望信号と干渉信号ともに衛星での受信時には SNR が -15dB 程度になることが想定され、それらの微弱な信号に適用可能な受信 BF 手法が必要となる。そこで本章では、その低 SNR 環境下で動作する受信 BF 手法を提案する。

以下、第 4.2 節にて、衛星 IoT 端末同士の干渉と地上 IoT 端末からの干渉が存在する中で、受信 BF を適用した場合に得られる LoRa, ELTRES, および Sigfox の端末収容台数向上効果を計算機シミュレーションにより示す。なお、この評価では、LEO 衛星の高速移動により生じるドップラー変動の影響は簡易的に模擬する。第 4.3 節にて、Sigfox 方式の衛星 IoT 端末を収容する場合に問題となるドップラー変動による多数の信号の干渉への対応として、ドップラー変動補償型受信 BF 手法を提案し、ドップラー変動を厳密に考慮した計

算機シミュレーションにより提案手法の有効性を示す。第4.4節にて、LoRa方式の衛星IoT端末の収容に向け、低SNR環境で動作する受信BF手法を提案し、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を示す。最後に、第4.5節で本章のまとめを述べる。

4.2 受信BFによる端末収容台数向上効果の簡易評価

受信BFの代表的なアルゴリズムとしてMMSE(Minimum Mean Squared Error)が広く知られている[74][75]。MMSEアルゴリズムによる受信BFでは、参照信号（受信側で既知の信号等）と受信BF出力信号との平均二乗誤差を最小にすることにより最適なウェイトを生成する。このような参照信号を用いるアルゴリズムを適切に動作させるには、ウェイト生成処理の前に、捕捉したい所望信号と参照信号のタイミングや周波数の同期を高精度に取ることが必要となる[76]。しかしながら、LEO衛星を用いた衛星IoTプラットフォームでは、多数の信号の干渉やLEO衛星の高速移動に伴う過酷なドップラーシフトが発生する中でウェイト生成処理の前に高精度に周波数同期を取ることが難しい。そこで、参照信号を必要とせず、所望信号の包絡線が一定であるという事前知識のみを用いてウェイトを最適化するCMA(Constant Modulus Algorithm)[77]ベースの受信BFが有効である。CMAを複数の所望端末からの信号をそれぞれ捕捉できるよう拡張した手法としてMT(Multi-Target)-CMA[78][79]が提案されており、本研究では[78]のMT-CMAを採用する。ここで、MT-CMAを適用した場合に得られるSINRがMMSEアルゴリズムの結果に漸近することが[78]で報告されている。そこで本節では、衛星IoT端末同士の干渉と地上IoT端末からの干渉が存在する中で、受信BFを適用した場合に得られるLoRa、ELTRES、およびSigfoxの端末収容台数向上効果を簡易評価することを目的として、MMSEアルゴリズムの受信BFを用いた計算機シミュレーション評価を行う。なお、同期の不完全性によるMMSEの特性劣化は考慮せず、ドップラー変動による信号帯域幅拡大の影響は簡易的に模擬して評価する。

4.2.1 評価モデル

簡単化のため、衛星IoT端末は半径1000kmの円内（およそ日本の領土と排他的経済水域に相当）に一様分布し、円の東側エリアと西側エリアの衛星IoT端末を衛星1機ずつで収容するものとする。以下では、東側エリアの衛星IoT端末の評価に限定して説明する。図4-1に、システムモデルを示す。LEO衛星の軌道高度は570kmとし、日本の東側エリア上空を通過する際に、東側エリアの衛星IoT端末（端末数 N_{sat} ）からの所望信号を受信するとともに、日本の領土全域に分布する地上IoT端末からの干渉信号も受信する。衛星は各端末からの信号を N_r 素子の受信アンテナで受信し、その受信波形データをLEO-MIMOにより地上基地局に伝送する。なお、受信波形データの理想的な伝送を仮定し、衛星での受信信号波形がそのまま地上基地局で得られるものとする。地上基地局では、受信波形データに対し、

MMSE アルゴリズムによるオフライン受信 BF を行い，所望信号と干渉信号を分離する．

以下に，衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末，LEO 衛星，地上基地局それぞれの評価諸元や，衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末の同時送信平均台数の考え方，地上基地局における通信成功率の算出方法等について説明する．無線部の諸元を表 4-1 に示す．

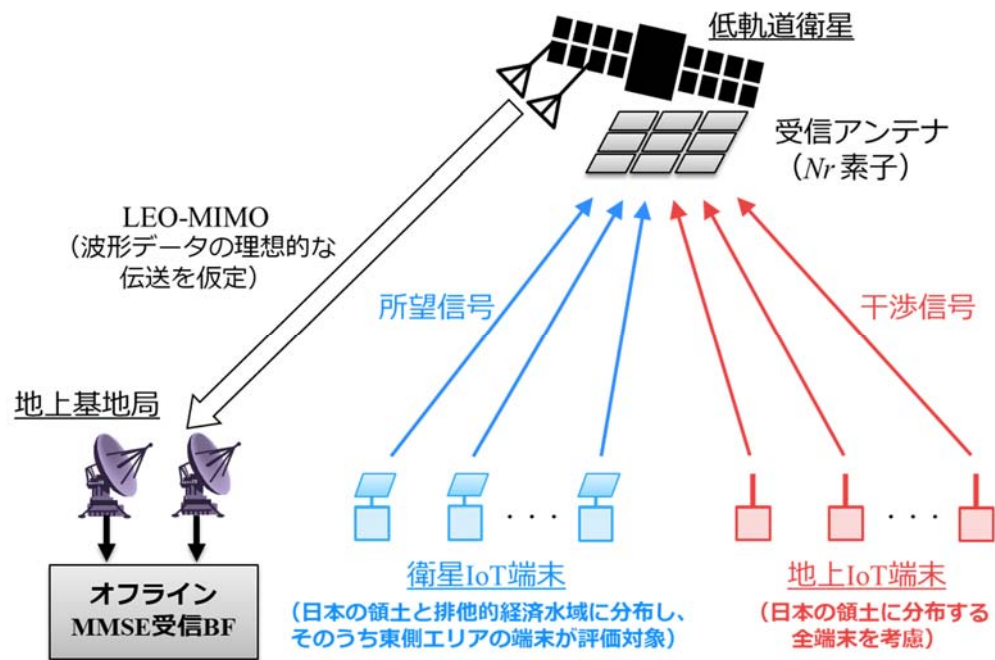


図 4-1 システムモデル

表 4-1 無線部諸元

項目		値
衛星 IoT 端末	出力	20mW
	送信アンテナ	円偏波パッチアンテナ
	アンテナ利得	3.0dBic
	半値幅	80°
	送信給電線損失	0.1dB
地上 IoT 端末	出力	20mW, 250mW
	送信アンテナ	ダイポールアンテナ
	アンテナ利得	2.15dBi
	半値幅	78°
	送信給電線損失	0.1dB
衛星	受信アンテナ	円偏波パッチアンテナ
	アンテナ利得	6.0dBic
	半値幅	80°
	受信アンテナ数 N_r (正方格子配列)	{1, 4, 9, 16}
	素子間隔	16.3cm (半波長)
	受信給電線損失	0.4dB
	受信機雑音指数	4.0dB

(i) 衛星 IoT 端末

衛星 IoT 端末は、920MHz 帯特定小電力無線局[24]を想定し、出力は 20mW とする。円偏波パッチアンテナを 1 素子備え、ボアサイト方向は仰角 90°方向とする。アンテナ利得は 3.0dBic, 半値幅は 80°, 送信給電線損失は 0.1dB とする。半径 1000km の円内に一様分布し、円の東側エリアの端末 N_{Sall} 台のうち衛星に対する仰角が 48.7°以上（衛星直下から半径 500km 以内の地点）の端末が信号を送信するものとして評価を行った。すなわち、面積比 $\alpha = 0.5$ から各時刻における送信対象端末の母数は $\alpha \times N_{Sall}$ 台である。また、簡単化のため、1 日あたりの衛星との通信可能時間 $T_{com} = 240\text{sec}$ の間に各端末が均一に分散して送信するものとして、同時送信平均台数を算出した。

以下に、同時送信平均台数の算出方法について説明する。表 4-2 に、同時送信平均台数を算出する際に前提とした各 LPWA 方式で利用するチャネル数 N_{ch} (920MHz 帯チャネル番号 [24]) を示す。各端末は 1 日あたり 1 データ（いずれの LPWA 方式の場合も 10byte 程度）を送信するものとする。

LoRa 端末 (LoRa 変調) の場合, チャープスペクトラム拡散(CSS: Chirp Spread Spectrum)における拡散率(SF: Spreading Factor)は 12 とし, 拡散後の送信信号帯域幅は 125kHz とする[27]. このとき, [24]の送信時間制限により, 使用可能なチャネル番号は ch.24-38 であるため, $N_{ch} = 15$ とする. フレーム長 T_{frame} は 1sec とし, 同一データ送信回数 N_{frame} は 3 回とする. 上記より, 1 チャネルあたりの同時送信平均台数は $\alpha \times N_{Sall} \times N_{frame} \times T_{frame} / N_{ch} / T_{com}$ 台となる.

Sigfox 端末の場合, 本節の評価では[80]をもとに $N_{ch} = 1$ とする (使用チャネル番号は ch.37). 送信信号帯域幅は 100Hz とし, 920MHz 帯 1 チャネル内のサブチャネル数 N_{subch} は 1920 チャネルとする[29]. フレーム長は 1.3sec とし, 同一データ送信回数は 3 回とする. 上記より, 1 サブチャネルあたりの同時送信平均台数は $\alpha \times N_{Sall} \times N_{frame} \times T_{frame} / N_{subch} / T_{com}$ 台となる.

ELTRES 端末の場合, シンボルレートは 6.35kbaud で, CSS による拡散後の送信信号帯域幅は 160kHz である[28]. $T_{period} = 5\text{sec}$ の区間に 8msec 間隔で設けられた $N_{slot} = 576$ 個のタイムスロットのいずれかをランダムに選択して 0.4sec のフレームを送信する. 同一データ送信回数は 4 回であり, フレーム毎に ch.39~61[81]の計 23ch にわたって周波数ホッピングする. 上記より, 1 チャネルあたりの同時送信平均台数は $\alpha \times N_{Sall} \times N_{frame} \times T_{period} / N_{slot} / N_{ch} / T_{com}$ 台となる.

表 4-2 衛星 IoT 端末の使用チャネル

LPWA 方式, 出力	チャネル数 N_{ch} (920MHz 帯チャネル番号)
LoRa, 20mW	15 (ch.24 ~ 38)
Sigfox, 20mW	1 (ch.37)
ELTRES, 20mW	23 (ch.39 ~ 61)

(ii) 地上 IoT 端末

地上 IoT 端末は, アンテナ利得 2.15dBi のダイポールアンテナを 1 素子備える. 水平面が無指向性であり, 仰角 90° 方向がヌルとする. 送信給電線損失は 0.1dB とする. 日本の 2035 年時点の 920MHz 帯アクティブ系無線システムの 20mW 局の台数と 250mW 局の台数を干渉源として考慮する. [82]の 2035 年時点の端末普及予測に基づき, 20mW 局は 1 億 2846 万台, 250mW 局は 670 万台とする. そして[82]に基づき, 日本の各地域の人口密度から端末密度を算出し, 端末 1 台あたりの平均送信頻度と 1 回あたりの送信時間と日本の国土面積を考慮すると, 地上 IoT 端末の同時通信平均台数は 20mW 局が 16401 台, 250mW 局が 864 台となる. なお, 地上 IoT 端末は, 日本の領土内に各地域の端末密度に従って分布させる. 各 LPWA 方式の台数の割合は, 20mW 局は LoRa : Sigfox : ELTRES : 他方式 = 3 : 2 : 1 : 4 とし, 250mW 局は LoRa : 他方式 = 3 : 7 と仮定した. 簡単化のため, 各 LPWA 方式の端末が表 4-3 に示す使用チャネルで均一に分散して送信すると仮定する. これらの前提によって算出される 1 チャネルあたりの同時通信平均台数を表 4-4 に示す. なお, Sigfox の 1 サブチャネルあたりの同時通信平均台数は 1.7 台である.

表 4-3 地上 IoT 端末の使用チャネル

LPWA 方式, 出力	チャネル数 N_{ch} (920MHz 帯チャネル番号)
LoRa, 20mW	38 (ch.24 ~ 61)
LoRa, 250mW	15 (ch.24 ~ 38)
Sigfox, 20mW	1 (ch.37)
ELTRES, 20mW	23 (ch.39 ~ 61)
他方式, 20mW	38 (ch.24 ~ 61)
他方式, 250mW	15 (ch.24 ~ 38)

表 4-4 1 チャネルあたりの同時通信平均台数

LPWA 方式, 出力	1 チャネルあたりの同時通信平均台数
LoRa, 20mW	129.5
LoRa, 250mW	17.3
Sigfox, 20mW	3280.2
ELTRES, 20mW	71.3
他方式, 20mW	172.6
他方式, 250mW	40.3

(iii) LEO 衛星

LEO 衛星は、円偏波パッチアンテナを N_r 素子備え、ボアサイト方向は地心方向とする。アンテナ利得は 6.0dBic、半値幅は 80° 、受信給電線損失は 0.4dB、受信機雑音指数は 4.0dB とする。半径 1000km の円の東側エリアの衛星 IoT 端末を衛星 1 機で収容するものとする。前述のとおり、軌道高度は 570km とし、衛星と衛星 IoT 端末との 1 日あたりの通信可能時間は 240sec とする。

(iv) 地上基地局

地上基地局では、LEO 衛星から伝送された受信波形データに対し、MMSE アルゴリズムによるオフライン受信 BF を行い、所望信号と干渉信号を分離する。なお、前述のとおり受信波形データは理想的に地上基地局に伝送されるものとする。受信 BF 後の SINR の CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)特性をモンテカルロシミュレーションにより求め、通信成功率 p (後述する各 LPWA 方式の所要 SINR を満たす確率) を評価した。各試行における衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末の同時送信台数 (それぞれ N_S と N_G とする。) は、第 4.2.1 節(i)(ii)で述べた同時送信平均台数を期待値とするポアソン分布により決定した。

N_S+N_G 台の同時送信端末と LEO 衛星の N_r 素子の受信アンテナとの間の直接波のみから構成される N_r 行 N_S+N_G 列の伝搬チャネル行列 $\mathbf{H}$ を以下のように定義する.

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \cdots \mathbf{h}_{N_S} \mathbf{h}_{N_S+1} \cdots \mathbf{h}_{N_S+N_G}] \quad (4-1)$$

ここで, $\mathbf{h}_j$ は j ($j = 1, \dots, N_S, N_S+1, \dots, N_S+N_G$) 番目の端末に対応する伝搬チャネルベクトル (N_r 次元列ベクトル) である. N_S+N_G 行 N_r 列の MMSE ウェイト行列 $\mathbf{W}$ は次式で表される.

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \cdots \mathbf{w}_{N_S} \mathbf{w}_{N_S+1} \cdots \mathbf{w}_{N_S+N_G}]^T = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \mathbf{A})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (4-2)$$

ここで, $(\cdot)^H$ は複素共役転置, $\mathbf{A}$ は $P_n/P_{t,j}$ を対角成分の要素とする N_S+N_G 行 N_S+N_G 列の対角行列を表す. なお, P_n は雑音電力, $P_{t,j}$ は j 番目の端末の送信電力である. MMSE ビーム制御後の j 番目の衛星 IoT 端末についての SINR は次式で表される.

$$\text{SINR}_j = \frac{P_{t,j} |\mathbf{w}_j^T \mathbf{h}_j|^2}{\sum_{l=1, l \neq j}^{N_S+N_G} \frac{P_{t,l}}{\zeta_l} |\mathbf{w}_j^T \mathbf{h}_l|^2 + P_n \mathbf{w}_j^H \mathbf{w}_j} \quad (4-3)$$

ここで, ζ は以下の(a)~(c)で説明する拡散利得等による電力補正係数を表す. なお, 本節の評価では簡単化のため, LoRa と ELTRES の逆拡散処理は理想的に行われるものと仮定し, SINR や SNR は逆拡散処理後の値を表す.

以下に, 衛星 IoT 端末として LoRa, Sigfox, ELTRES を用いた場合それぞれの収容台数評価における干渉信号の考え方と, 同一データ複数回送信により得られる通信成功率の算出方法について述べる.

(a) 衛星 IoT 端末が LoRa の場合

衛星 IoT 端末同士の干渉と, LoRa と他方式の地上 IoT 端末からの干渉を考慮して収容台数の評価を行う. すなわち ch.24~36, 38 における評価に相当する. LoRa の地上 IoT 端末が送信に用いる SF は 7~12 のいずれかとし, 各 SF が選択される割合は均等とする. 衛星 IoT 端末と同じ SF 12 の場合は拡散利得が得られないため $\zeta = 1$ とし, SF 7~11 の場合は $\zeta = 2^{12/12} = 341.3$ の拡散利得を考慮する. 他方式端末についても, $\zeta = 341.3$ とする. これらの ζ を式(4-3)に代入して SINR を算出する. そして, SINR の CCDF 特性から所要 SINR 6dB を満たす確率 p を求め, 同一データ 3 回送信による通信成功率 $p' = 1 - (1 - p)^3$ を算出する.

(b) 衛星 IoT 端末が Sigfox の場合

衛星 IoT 端末同士の干渉と, Sigfox と LoRa と他方式の地上 IoT 端末からの干渉を考慮して評価を行う. LEO 衛星の高速移動に伴うドップラー変動により Sigfox の 100Hz 幅の送信信号が数百 Hz 幅に拡散されるが, 地上基地局でのドップラー変動補償により信号帯域幅が 150Hz 幅以下になるよう補償される[83]ものとし, 150Hz 幅をフィルタで抽出することを前提として考える. なお, 簡単化のため Sigfox 端末からの干渉信号も同様に 150Hz 幅に補償

されるものとする。よって、ある Sigfox 端末の SINR の計算において、Sigfox 端末の所望信号と同じサブチャネルで同時送信された干渉信号の他に、隣接する両側 2 つのサブチャネルで同時送信された干渉信号の $1/3$ の電力が干渉するものとする。他方式端末の信号帯域幅は LoRa 端末と同様に 125kHz 幅であるものとし、両方式の干渉信号は 150Hz 幅の信号成分が所望信号に干渉するものとして、 $\zeta = 125000/150 = 833.3$ とする。SINR の CCDF 特性から所要 SINR 9dB を満たす確率 p を求め、同一データ 3 回送信による通信成功率 $p' = 1 - (1 - p)^3$ を算出する。

(c) 衛星 IoT 端末が ELTRES の場合

衛星 IoT 端末同士の干渉と、LoRa と他方式の地上 IoT 端末からの干渉を考慮して評価を行う。ELTRES の CSS による拡散利得を考慮し、LoRa と他方式ともに $\zeta = 160000/6350 = 25.2$ とする。ELTRES は、同一データを 4 回送信し、受信側でそれら 4 フレームの最大比合成を行うことが特徴である。本節の評価では、送信 1 回あたりの SINR の PDF(Probability Density Function)を評価し、PDF に従う乱数により決定した 4 回送信の各 SINR から最大比合成後の SINR を算出して CCDF 特性を求める。そして、その CCDF 特性から所要 SINR を満たす確率を求め、通信成功率 p' とする。なお、所要 SINR は LDPC 符号による符号化利得を考慮して 2dB とする。

4.2.2 シミュレーション評価

LEO 衛星が図 4-2 に示す地点上空に位置するときの衛星 IoT 端末の通信成功率 p' をモンテカルロシミュレーション（試行回数 10,000 回）により評価した。図 4-2 に、衛星の位置と、ある 1 回の試行において同時送信した衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末の位置を示す。図 4-2(a)の case 1 は、衛星が北緯 36.8°、東経 143.0°の地点上空に位置し、東京等の都市部の多数の地上 IoT 端末から干渉信号が到来する場合の評価である。図 4-2(b)の case 2 は、衛星が都市部から離れた北緯 43.5°、東経 143.0°の地点上空に位置し、地上 IoT 端末からの干渉信号の影響が比較的小さい場合の評価である。

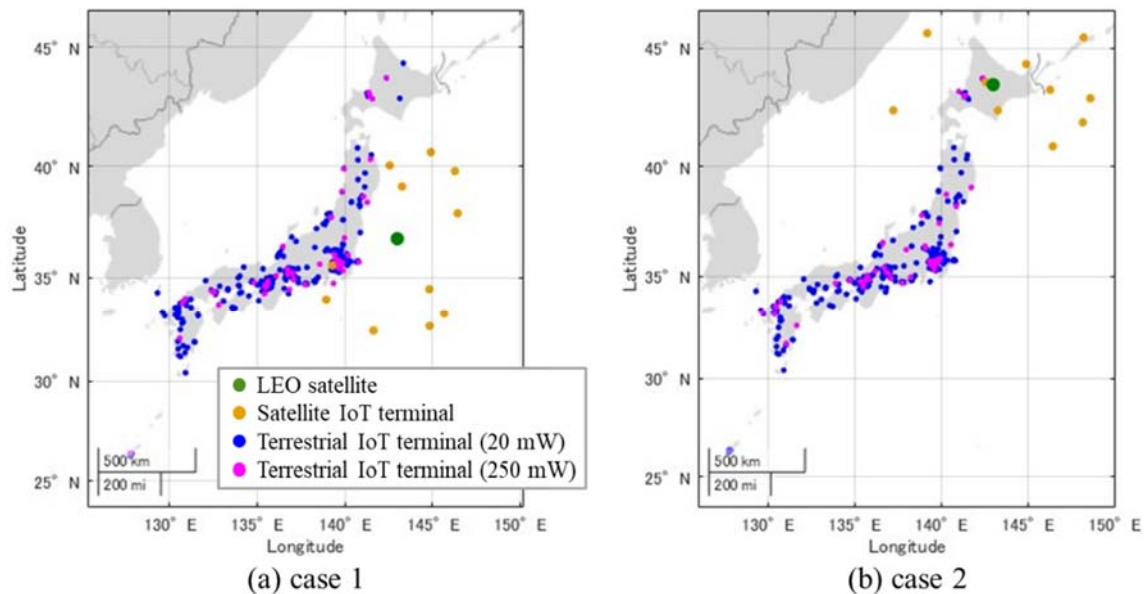


図 4-2 衛星の位置と同時送信した衛星 IoT 端末，地上 IoT 端末の位置

図 4-3 に，920MHz 帯 1 チャンネルあたりの衛星 1 機で収容可能な各 LPWA 方式の衛星 IoT 端末台数 $N_{Sall,max}/N_{ch}$ を示す．ここで， $N_{Sall,max}$ は， $p' \geq 0.99$ を満たすことを条件とした場合の衛星 IoT 端末数 N_{Sall} の最大値を表す．図 4-3 からわかるように，受信 BF を用いない場合 ($Nr=1$)，地上 IoT 端末からの干渉信号の影響により衛星 IoT 端末の収容は難しい．一方，受信 BF を適用した場合，受信アンテナ数が多いほど干渉抑圧の効果が大きくなり，端末収容台数を向上できることがわかる． $Nr=9$ で case 1 の場合，衛星 IoT 端末として LoRa を用いた場合の収容台数は 300 台/チャンネル，Sigfox の場合は 16 万台/チャンネル，ELTRES の場合は 8 万台/チャンネルである．よって，例えば 23 チャンネルを利用可能な ELTRES を用いた場合， $N_{Sall,max}$ は 184 万台となる．また，方式ごとの 1 チャンネルあたりの収容台数を比較すると，LoRa の収容台数に対して Sigfox は 533 倍，ELTRES は 267 倍収容可能であることがわかる．これは，Sigfox は 1920 個のサブチャンネルによる多重化，ELTRES は 8msec 間隔のタイムスロット毎の CSS による多重化により高い収容効率を達成できるためである．また図 4-3 より，case 2 の場合，地上 IoT 端末からの干渉信号の影響が小さいため，収容台数が増加することがわかる．

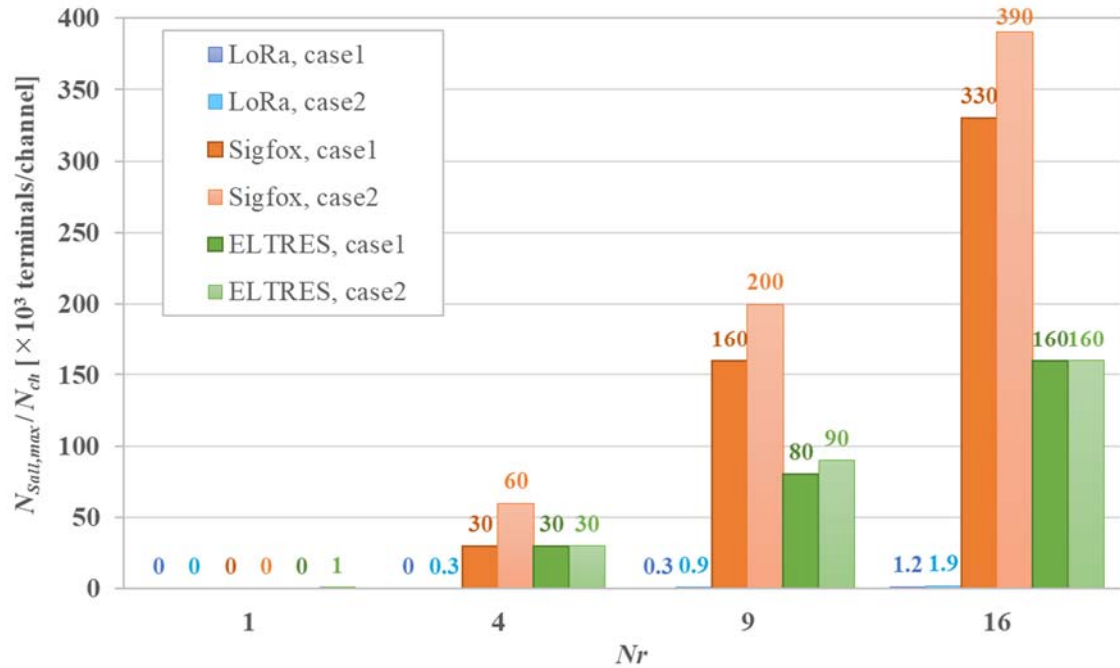


図 4-3 衛星 1 機・1 チャンネルあたりで収容可能な各 LPWA 方式の衛星 IoT 端末台数

衛星 IoT 端末同士の干渉と地上 IoT 端末からの干渉の影響を評価するために、干渉がある場合とない場合の SINR の CCDF 特性の比較を図 4-4 に示す。図 4-4 より、干渉により $Nr=1$ の場合 CCDF=0.8 における特性が 23dB 劣化することがわかる。また、 $Nr=9$ の場合は受信 BF の効果により、干渉による特性劣化量が case 1 では 16dB, case 2 では 13dB に低減されることがわかる。なお、 $Nr=1, 9$ の "w/o interference" の場合の SINR の最小値はそれぞれ 13.9dB, 23.5dB であり、これはエリア端 (仰角 48.7°) の衛星 IoT 端末からの受信信号の SNR を表す。前述のとおり、LoRa, Sigfox, ELTRES の所要 SNR はそれぞれ 6dB, 9dB, 2dB であるため、出力 20mW でも LEO 衛星に通信可能であることがわかる。

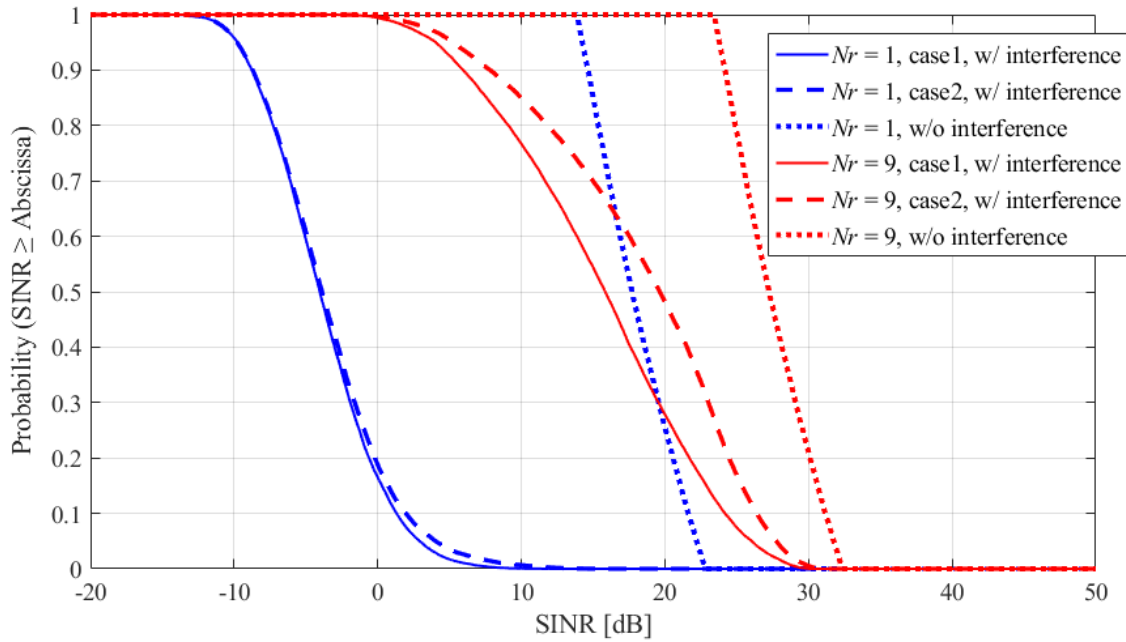


図 4-4 CCDF performance of SINR.

4.3 UNB 型 LPWA 端末の収容に向けた受信 BF 手法

衛星 IoT 端末は出力が微弱であるため、LEO 衛星が高仰角エリアに位置するタイミングで上り信号を送信することが望ましいが、高仰角であるほど衛星の高速移動に伴うドップラー変動が大きくなる[84][85]。このドップラー変動により、Sigfox に代表される UNB 型 LPWA 方式では衛星での受信信号帯域幅が数倍に広がるため、干渉信号数が増大する。受信 BF により多数の干渉信号を空間領域で分離し所望信号を抽出するためには、衛星の受信アンテナが多数必要となるが、LEO 衛星は小型かつ軽量が求められるため、受信アンテナの搭載数は 10 素子程度に留めることが望ましい。本節では、ドップラー変動による信号帯域幅の拡大に伴う多数の信号の干渉への対応として、所望信号をドップラー変動補償して元の狭帯域信号に戻した後に受信 BF を行うドップラー変動補償型受信 BF 手法を提案し、計算機シミュレーションにより有効性を示す。なお、衛星と端末の位置関係に基づく厳密なドップラー変動を受信信号に付加して評価を行う。

4.3.1 UNB 型 LPWA 方式の多端末収容に向けた課題

4.3.1.1 システムモデル

図 4-5 にシステムモデルを示す。衛星 IoT 端末は、軌道高度 560km を周回する LEO 衛星が $\theta_{EL} \geq 45^\circ$ (θ_{EL} は端末から見た衛星の仰角) のエリア内に位置する間に上り通信を行うものとする。同時に、地上に広く普及する地上 IoT 端末からの干渉信号も衛星で受信される。

衛星 IoT 端末には Sigfox を用いるものとする。Sigfox のシンボルレートは 100baud, 変調方式は D-BPSK(Differential Binary Phase Shift Keying)である[29]。送信フィルタのロールオフ率は 0.5 とする。衛星は、各端末からの信号を N_r 素子の受信アンテナで受信し、周波数変換後のベースバンド I/Q 信号を A/D 変換して得た受信波形データを LEO-MIMO により地上基地局に伝送する。なお、受信波形データは理想的に地上基地局に伝送されるものとする。地上基地局では、受信波形データに対してオフライン処理により、所望信号区間検出やドップラー補償, MT-CMA による受信 BF, D-BPSK 復調, CRC(Cyclic Redundancy Check)判定等の受信信号処理を行い、衛星 IoT 端末から送信されたデータを復元する。

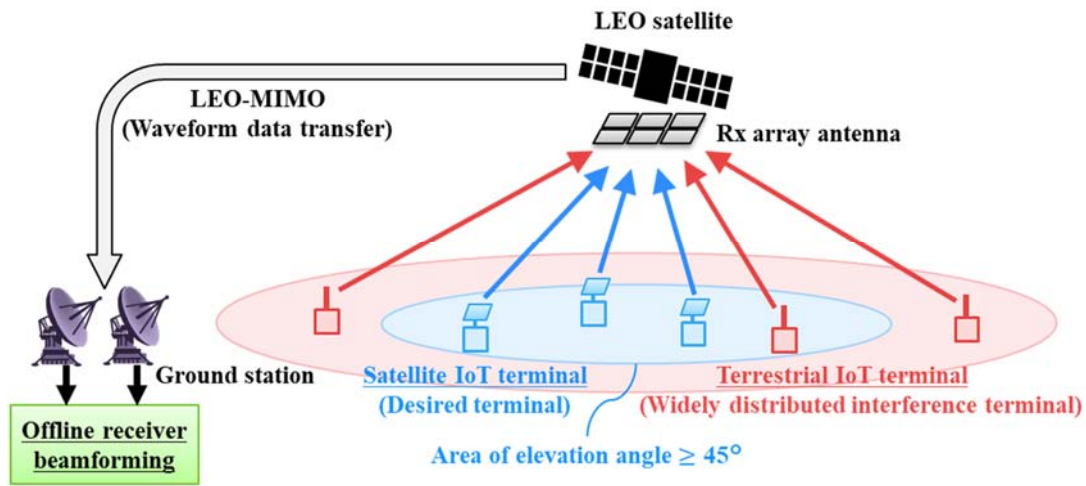


図 4-5 システムモデル

4.3.1.2 多数の信号の干渉

LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームでは、衛星が上空を通過する限られた時間の中で多数の衛星 IoT 端末が上り通信を行う必要があり、端末数が多いほど上り通信の衝突確率が増加する。例えば、1日あたりの衛星との通信可能時間 T_{com} が 180sec, 各衛星 IoT 端末は 1日あたり 1 データを 3 回送信 ($N_{frame} = 3$), 1 回の送信時間 (Sigfox フレーム長) T_{frame} が 2.18sec とし, $\theta_{EL} \geq 45^\circ$ のエリア内に衛星 IoT 端末が 100 万台位置し ($N_{Sarea} = 1.0 \times 10^6$), それらの端末が $T_{com} = 180\text{sec}$ 間に 28800 サブチャネル (920MHz 帯 Ch.24-38 ($N_{ch} = 15$) の各チャネルを 100Hz 間隔で 1920 サブチャネル ($N_{subch} = 1920$) に分割して使用) で均一に分散して送信するものとする, 1 サブチャネルあたりの同時送信平均台数 λ_s は $\lambda_s = N_{Sarea} \times N_{frame} \times T_{frame} / T_{com} / N_{subch} = 1.262$ 台となる。

地上 IoT 端末からの干渉信号については、日本の 2035 年時点の 920MHz 帯アクティブ系無線システムの 20mW 局の普及予測[82]をもとに設定する。[82]より日本全国の 20mW 局は $N_{Tarea} = 1$ 億 2846 万台, 送信時間率は $R_{trans} = 0.00013$ とし, Sigfox の端末数が全体の 2 割 (R_{UNB}

= 0.2)とすると, 1 サブチャネルあたりの同時送信平均台数 λ_T は $\lambda_T = N_{Tarea} \times R_{UNB} \times R_{trans} / N_{subch} = 0.116$ 台となる. なお, 他の LPWA 方式の地上 IoT 端末からの干渉信号は信号帯域幅が約 1000 倍で電力密度が低く, 干渉影響をほぼ無視できるため, 本節の評価では考慮しない.

これらの衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末の同時送信平均台数の合計 $\lambda_S + \lambda_T = 1.378$ 台を期待値とするポアソン分布により計算される同時送信台数の確率分布を図 4-6 に示す. 図 4-6 より, 約 55%の確率で 1 サブチャネルあたり複数端末が同時に送信することがわかる. なお, これは次の第 4.3.1.3 節で述べるドップラー変動の影響を考慮する前の値であり, ドップラー変動を考慮した場合に衛星で同時に受信される信号数は数倍となる.

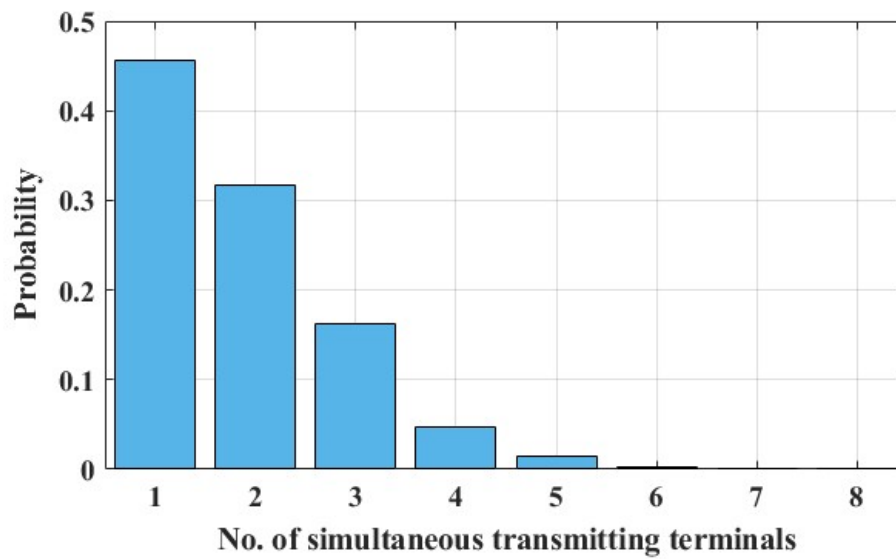
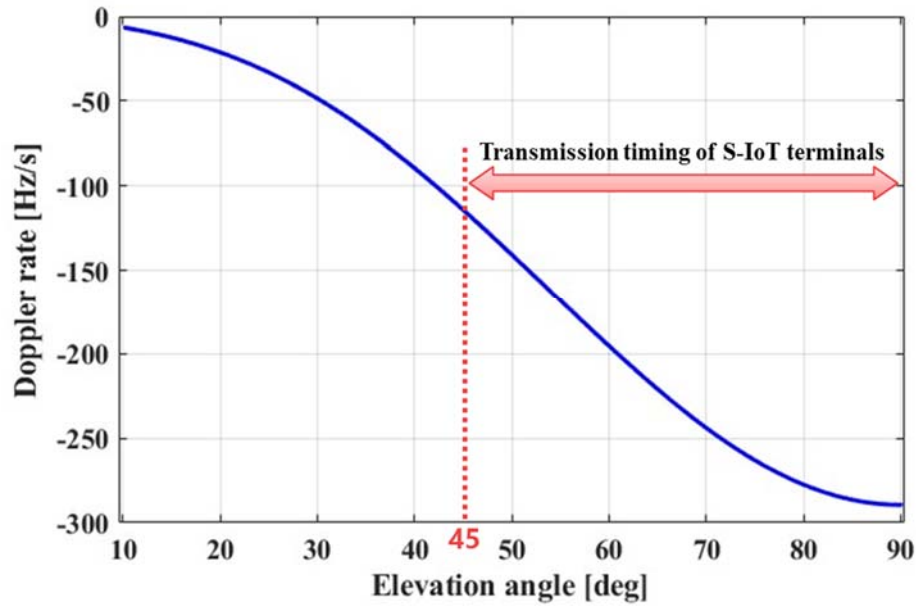


図 4-6 1 サブチャネルあたりの同時送信台数の確率分布

4.3.1.3 ドップラー変動による信号帯域幅の拡大

図 4-7 に, 仰角 θ_{EL} と衛星での受信信号が受けるドップラー変動の関係を示す. 端末の送信周波数は 920MHz, 衛星の軌道高度は 560km とし, 衛星が地球を周回する際に生じるドップラーシフトを時間微分してドップラー変動を計算した[85]. 前述のとおり, 衛星 IoT 端末は衛星が $\theta_{EL} \geq 45^\circ$ のエリア内に位置する間に送信を行うものとしているが, 図 4-7 からわかるように, 高仰角であるほどドップラー変動は大きくなり, $\theta_{EL} = 45^\circ$ では-114Hz/s, $\theta_{EL} = 90^\circ$ では-289Hz/s のドップラー変動が生じる. その結果, 図 4-8 に示すように, Sigfox のフレーム長 $T_{frame} = 2.18\text{sec}$ の間にドップラーシフトが最大で 630Hz 変化し, 所望信号と干渉信号ともに衛星での受信信号帯域幅が数倍に広がるため, 干渉信号数が数倍に増加する.

図 4-7 仰角 θ_{EL} とドップラー変動の関係**When transmitting**

(E.g.) Case of 1 terminal transmission per sub-channel

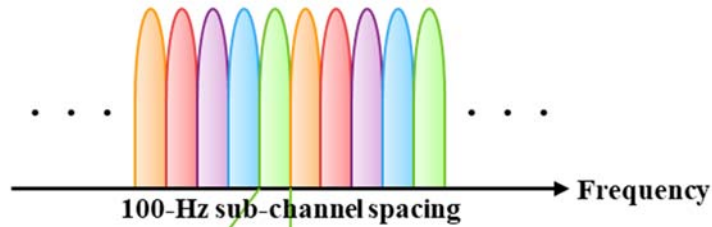
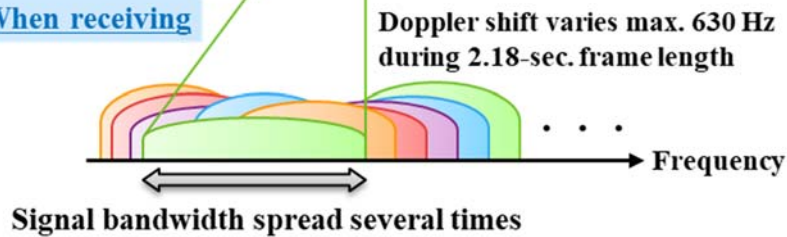
**When receiving**

図 4-8 ドップラー変動による多数の信号の干渉

図 4-9 に、通常の受信 BF [56][57]を用いた地上オフライン信号分離処理（従来手法）の構成を示す。衛星の各受信アンテナにおける受信波形データが入力されると、既知の送信プリアンブルとのスライディング相関[86]により所望信号区間を検出し、BPF(Band Pass Filter)で所望信号帯域を抽出してビーム制御部に入力する。ビーム制御部では、入力された信号を

もとに MT-CMA により受信ビームを形成し，所望信号と干渉信号の空間領域での分離を図る．その後，受信 BF 出力に対して差動同期検波による復調を行い，CRC 判定を行う．この従来手法では，ドップラー変動により数倍に広がる所望信号帯域に対応するために BPF の通過帯域幅を広く設定する必要がある．それにより，ビーム制御部に入力される干渉信号数が，小型衛星に搭載可能な受信アンテナ数では分離できないほど多くなる．

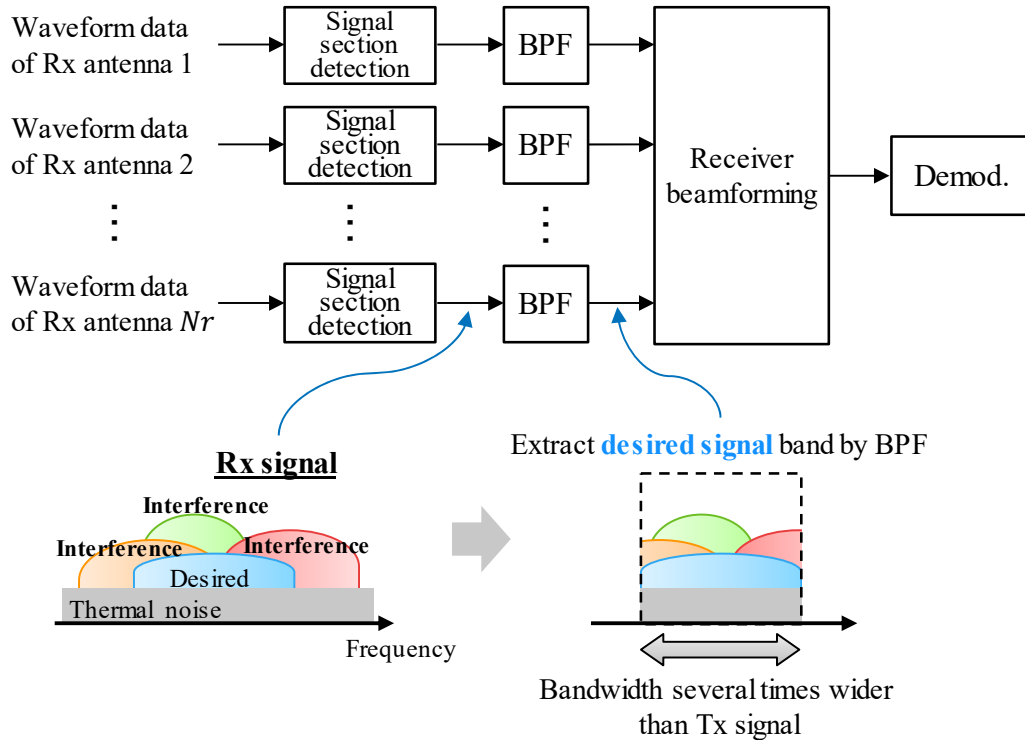


図 4-9 従来手法の信号分離処理構成

4.3.2 提案手法

図 4-10 に，提案のドップラー変動補償型受信 BF を用いた地上オフライン信号分離処理の構成を示す．提案手法では，BPF の前でドップラー変動補償を行い，所望信号を送信時と同程度の狭帯域信号に戻すことで，BPF で抽出する所望信号帯域内に残留する干渉信号数を低減するとともに，熱雑音の影響を最小限に抑圧する．そして，ビーム制御部での受信 BF により，残留した干渉信号を空間領域で抑圧し，所望信号を抽出する．ここで，ドップラー変動補償は，地上基地局の豊富な計算リソースを活用した処理により実現される．送信周波数が 920MHz で衛星の軌道高度が 560km の場合に想定されるドップラー変動は図 4-7 のとおり $-289\text{Hz/s} \sim -114\text{Hz/s}$ であるため，例えば 1Hz/s 間隔の周波数時変動 ($F_d = -289, -288, \dots, -114\text{Hz/s}$) をプリアンプルに付加した各信号と受信信号との相互相関を取り，最大の相関値が得られた F_d をドップラー変動推定値 F'_d として受信信号のドップラー変動を補償する．

所望信号区間検出後の信号を $r_n(t)$ (n は $1, 2, \dots, Nr$) とすると, ドップラー変動補償後の信号 $r'_n(t)$ は次式で表される.

$$r'_n(t) = r_n(t)e^{j\pi F_d t^2} \quad (4-4)$$

ドップラー変動補償後の信号 $r'_n(t)$ を BPF に通して得られる信号 $r'_{n_BPF}(t)$ は次式で表される.

$$r'_{n_BPF}(t) = r'_n(t) \otimes \varphi(t) \quad (4-5)$$

ここで, $\varphi(t)$ は BPF のインパルス応答, $\otimes$ は畳み込み演算を表す. ビーム制御部は, $\mathbf{r}'_{BPF}(t) = [r'_{1_BPF}(t) \ r'_{2_BPF}(t) \ \dots \ r'_{Nr_BPF}(t)]^T$ を入力として, [78]の MT-CMA により Nr 個のウェイトベクトル $\mathbf{w}_1 \sim \mathbf{w}_{Nr}$ ($\mathbf{w}_m = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \dots \ \mathbf{w}_{Nr}]^T$) を生成する. MT-CMA では, まず 1 つ目のウェイト $\mathbf{w}_1$ は通常の CMA で生成される. 通常この 1 つ目のウェイト生成処理では, 複数の信号のうち最も受信レベルの高い信号を捕捉する CMA ウェイトが生成されることが多い. 次に, 生成済みのウェイトを既知ウェイトベクトルとし, 既知ウェイトベクトルが張る空間から直交射影により未知ウェイト部分空間を求めて CMA ウェイトを生成することで, 生成済みのウェイトベクトルと同一のウェイトへの収束を防ぎ, 他の信号を捕捉するための次の CMA ウェイト $\mathbf{w}_m$ を生成する[78]. この処理を $m=2 \sim Nr$ について繰り返すことで, ウェイト $\mathbf{w}_1 \sim \mathbf{w}_{Nr}$ を生成する. そして, ウェイト $\mathbf{w}_1 \sim \mathbf{w}_{Nr}$ を用いて次式により受信 BF を行う.

$$Y_m(t) = \mathbf{w}_m^H \mathbf{r}'_{BPF}(t) \quad (4-6)$$

この受信 BF 出力 $Y_m(t)$ に対して差動同期検波による復調と CRC 判定を行うことで, 所望の衛星 IoT 端末から送信されたデータを復元する.

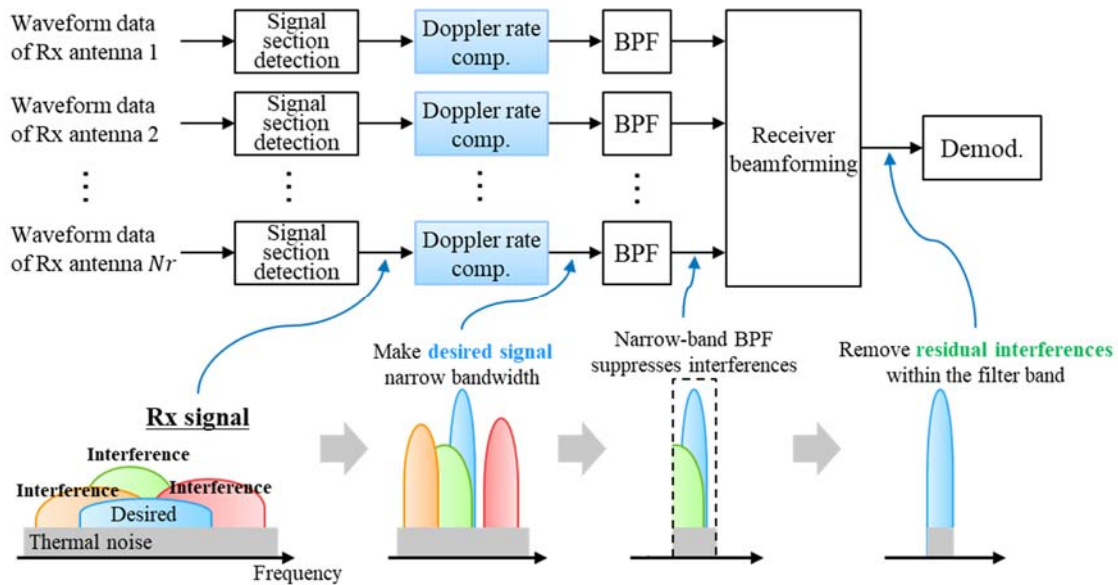


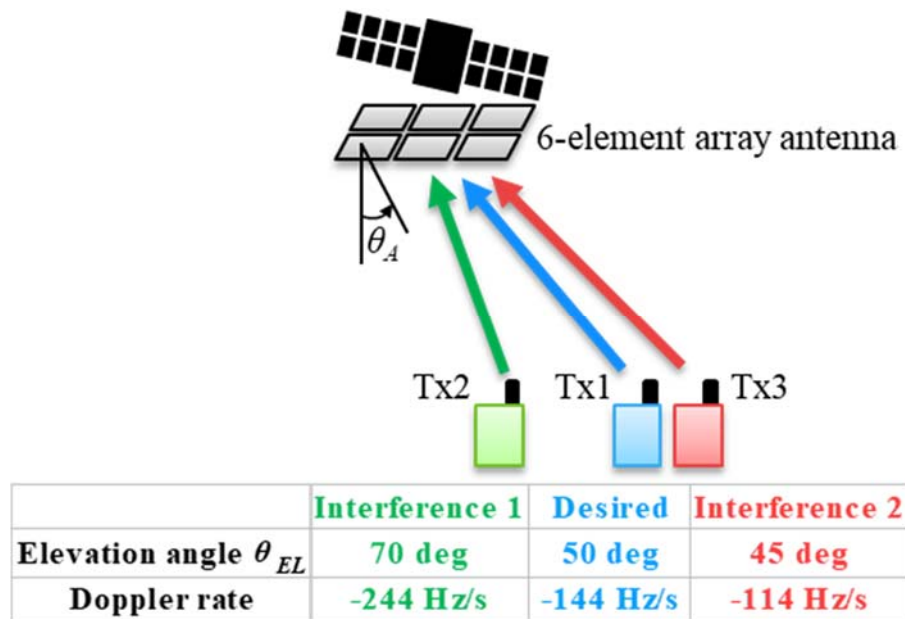
図 4-10 提案手法の信号分離処理構成

4.3.3 3つの信号が衝突した場合の特性評価

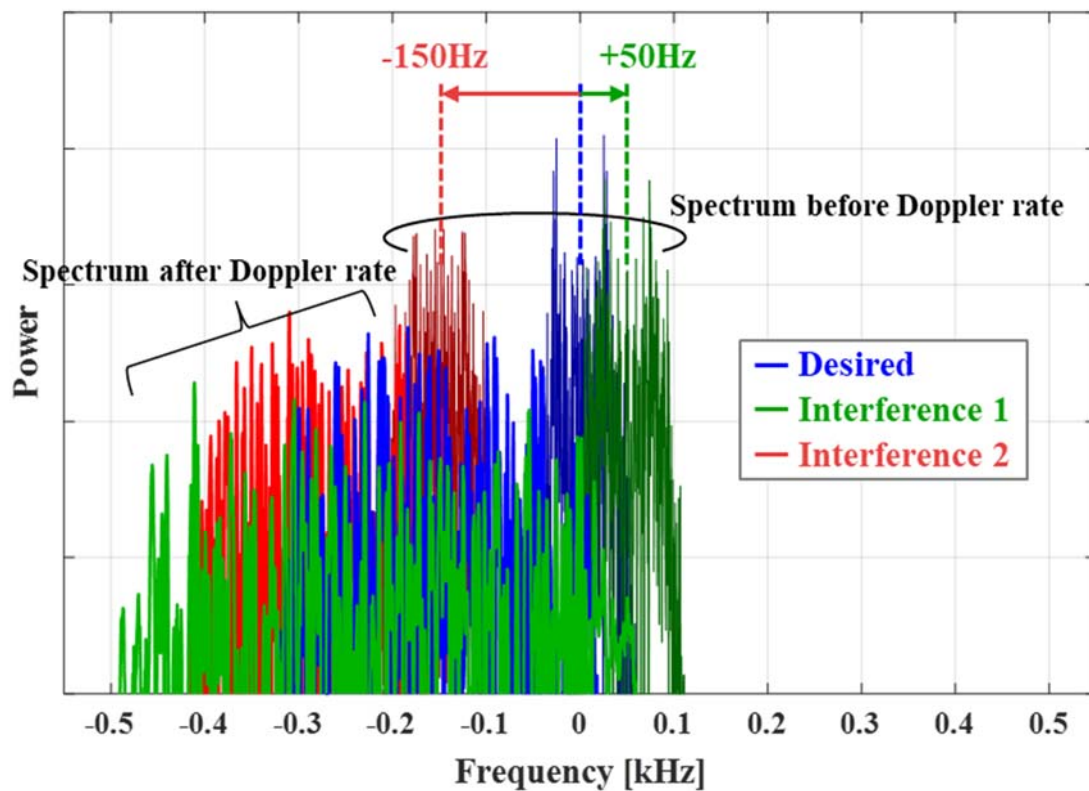
計算機シミュレーション評価により, 3つの信号が干渉した場合において提案手法と従来手法の特性比較を行う. 表 4-4 に, シミュレーション諸元を示す. 6素子の衛星受信アンテナは 0.6 波長間隔で横 3×縦 2 の格子状配置とした. 図 4-11(a)に示すとおり, 所望信号と干渉信号 1 と干渉信号 2 の θ_{EL} は, それぞれ 50° , 70° , 45° とした. 各 θ_{EL} における -144Hz/s , -244Hz/s , -114Hz/s のドップラー変動を受けた信号 (図 4-11(b)) に対して, 提案手法と従来手法による信号分離処理を行い, FER(Frame Error Rate)特性を評価した. なお, BPF の通過帯域幅は提案手法では 100Hz , 従来手法では 730Hz とした. また, 図 4-11(b)のとおり, ドップラー変動を受ける前の各信号の中心周波数は, 所望信号に対して干渉信号 1 は $+50\text{Hz}$, 干渉信号 2 は -150Hz ずれているものとした. 3つの信号は等電力で受信されるものとした. ドップラー変動は理想的に補償した.

表 4-4 シミュレーション諸元

Item	Value
Symbol rate	100 baud
Modulation scheme	D-BPSK
Demodulation scheme	Differential synchronous detection
Frame length	2.18 seconds
Number of simultaneous transmission terminals N_t	{1, 2, 3}
Number of satellite Rx antennas N_r	6
Element spacing	0.6 wavelength
Received power difference between each signal	Received with equal power
Time and frequency synchronization	Ideal
Passband width of BPF	Prop.: 100 Hz Conv.: 730 Hz
Noise figure	4.0 dB



(a) Angle of arrival and Doppler rate of 3 signals



(b) Collision condition of 3 signals

図 4-11 評価モデル

図 4-12 に、所望信号の FER 特性を示す．横軸は各信号の受信電力を表す．まず所望信号のみが到来した場合($Nt = 1$)，提案手法は-147dBm の低受信電力でも FER が約 0.01 となり，従来手法より約 4dB 特性が良い．これは，提案手法ではドップラー変動補償により所望信号を狭帯域化するため BPF の通過帯域幅を狭く設定でき，熱雑音を最小限に抑圧できているためである． $Nt = 1$ の結果より，提案手法を用いることで受信感度を 4dB 改善できる．次に，所望信号と干渉信号 1 が到来した場合($Nt = 2$)，提案手法は-145dBm で FER が約 0.01 となり，従来手法より約 5dB 特性が良い．3 つの信号が到来し($Nt = 3$)，Tx3 の干渉信号 2 の到来角 $\theta_A = 45^\circ$ の場合，従来手法は $Nt = 2$ の場合と比較して FER が大きく劣化しているが，提案手法は同程度の特性を達成できている．これは，提案手法ではドップラー変動補償で所望信号を狭帯域化して BPF に通した際に，ほぼ同方向から到来する干渉信号 2 を除去できているためである．Tx3 の干渉信号 2 の到来角が $\theta_A = -45^\circ$ の場合は，所望信号との到来角度差が大きいため $\theta_A = 45^\circ$ の場合より FER が改善するものの，FER = 0.01 において提案手法より 13dB 特性が悪い．

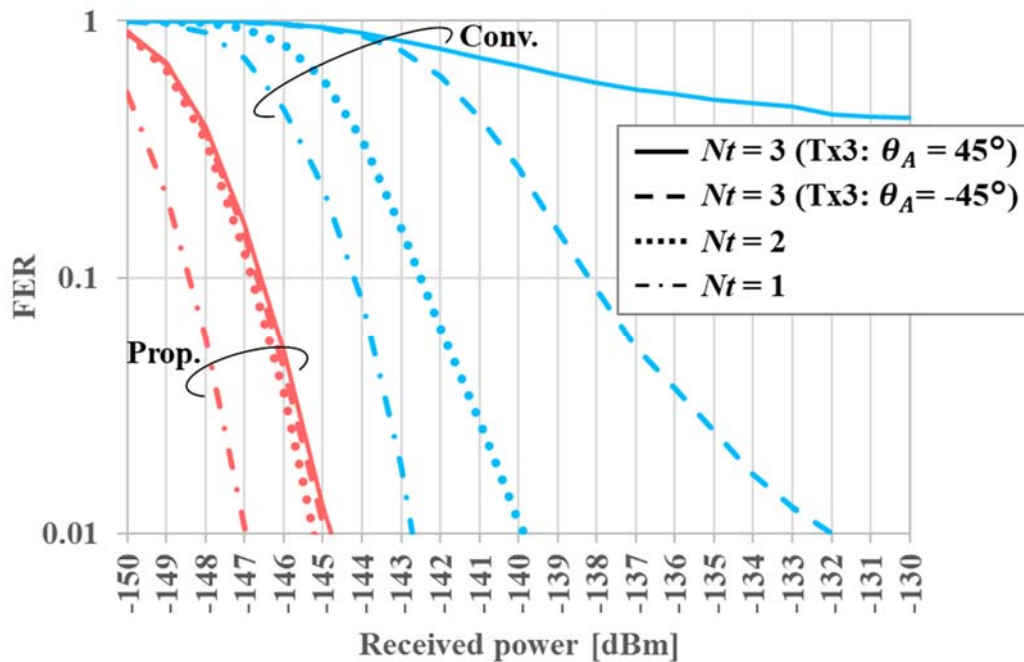


図 4-12 FER performance of the desired signal.

4.3.4 多数の IoT 端末をランダム配置した場合の特性評価

以下では，多数の衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末をランダムに配置するモンテカルロシミュレーションにより衛星 IoT 端末の通信成功率(CSR : Communication Success Rate)を評価し，提案手法における BPF の通過帯域幅の最適値と，提案手法により達成可能な端末収容台数を示す．

4.3.4.1 BPF 通過帯域幅に対する通信成功率特性

表 4-5 に、シミュレーション諸元を示す．衛星 IoT 端末は、920MHz 帯特定小電力無線局を想定し、出力は 20mW とする．右旋円偏波パッチアンテナを 1 素子備え、ボアサイト方向は $\theta_{EL} = 90^\circ$ とする．地上 IoT 端末も同様に出力は 20mW とする．ダイポールアンテナを 1 素子備え、水平面は無指向性、垂直面は半値幅 78° の指向性を持ち、 $\theta_{EL} = 90^\circ$ がヌルとする．LEO 衛星の受信アレーアンテナを構成する各アンテナは右旋円偏波パッチアンテナであり、ボアサイト方向は地心方向とする．受信アンテナ数 N_r が 4, 6, 9 の場合のアンテナ配置は、それぞれ横 2×縦 2, 横 3×縦 2, 横 3×縦 3 の格子状配置とする．図 4-13 に示すとおり、衛星 IoT 端末は $\theta_{EL} \geq 45^\circ$ のエリア内、地上 IoT 端末は $\theta_{EL} \geq 15^\circ$ のエリア内にランダムに配置した．衛星 IoT 端末 N_{Sarea} 台における 1 サブチャネルあたりの同時送信平均台数 λ_s と、Sigfox 方式の地上 IoT 端末の 1 サブチャネルあたりの同時送信平均台数 $\lambda_T = 0.116$ を期待値とするポアソン分布により、各試行における衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末の 1 サブチャネルあたりの同時送信台数をそれぞれ決定した．簡単化のため、衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末はいずれも 28800 サブチャネルで均一に分散して送信し、それぞれ上記エリア内に一様に分布すると仮定することで、衛星での 1 サブチャネルあたりの同時受信信号数は同時送信台数と同一とみなすことができる．各信号は送受信位置関係に応じたドップラー変動を受けて衛星で受信される．

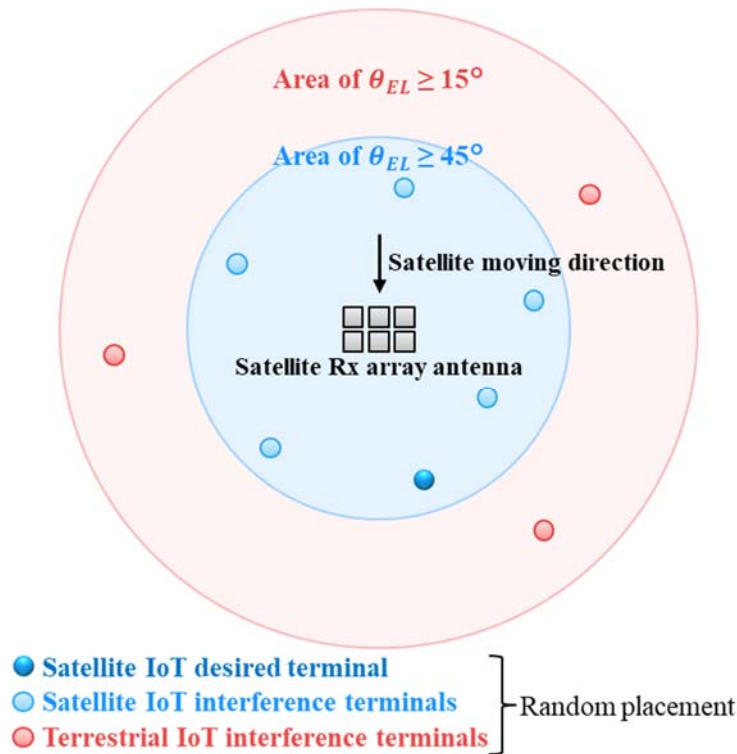


図 4-13 IoT 端末の配置パターン 1

表 4-5 シミュレーション諸元

	Item	Value
Satellite	Orbit altitude	560 km
	Rx antenna	Patch antenna
	Number of Rx antennas N_r	{4, 6, 9}
	Element spacing	0.6 wavelength
	Antenna gain	5.0 dBic
	HPBW	90°
	Boresight	Geocentric direction
	Polarization	RHCP
	Noise figure	4.0 dB
Satellite IoT terminal	Transmission power	20 mW
	Tx antenna	Patch antenna
	Antenna gain	3.0 dBic
	HPBW	80°
	Boresight	$\theta_{EL} = 90^\circ$
	Polarization	RHCP
Terrestrial IoT terminal	Transmission power	20 mW
	Tx antenna	Dipole antenna
	Antenna gain	2.15 dBi
	HPBW	Horizontal plane: Omnidirectional Vertical plane: 78°
	Polarization	Linear polarization (Polarization loss 3 dB considered)

図 4-14 に、提案手法における BPF 通過帯域幅と通信成功率の関係を示す。受信アンテナ数 N_r は 6 とした。縦軸は、衛星 IoT 端末の送信 1 回あたりの通信成功率を表す。図 4-14 より、通過帯域幅が 100Hz の場合に通信成功率が最大となることがわかる。通過帯域幅を狭くするほど干渉信号と熱雑音の影響を低減できるため通信成功率は向上するが、一定以上狭くすると BPF による所望信号の波形歪みの影響が干渉雑音低減効果を上回るため、最適な通過帯域幅が存在する。また、 $N_{Sarea} = 1.0 \times 10^6$ 、 1.5×10^6 の特性比較により、 $N_{Sarea} = 1.5 \times 10^6$ の場合の方が通過帯域幅を広くしたときの特性劣化がより大きくなることがわかる。すなわち、より多くの衛星 IoT 端末を収容する場合ほど、BPF の通過帯域幅を適切に設定することがより重要となる。

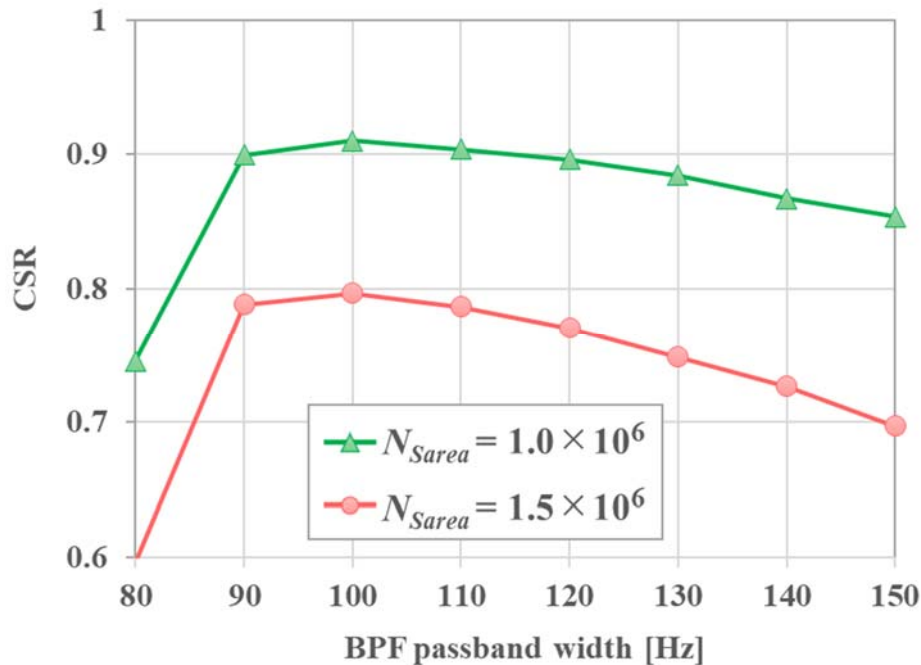


図 4-14 BPF 通過帯域幅帯通信成功率特性

4.3.4.2 衛星 1 機あたりの衛星 IoT 端末収容台数

図 4-15 に、提案手法と従来手法をそれぞれ適用した場合の衛星 IoT 端末収容台数の評価結果を示す。縦軸のデータ受信失敗率は、衛星 IoT 端末が同一データを 3 回送信($N_{frame} = 3$)したときにすべて受信失敗となる確率を表す。それぞれの送信における端末位置は図 4-13 のとおりランダムに設定した。その他のシミュレーション諸元は第 4.3.3 節と同一である。図 4-15 より、 $N_r = 4, 6, 9$ の場合にデータ受信失敗率が 0.01 以下となる衛星 IoT 端末台数 N_{Sarea} の最大値は、従来手法では 0.4×10^6 , 0.6×10^6 , 0.7×10^6 、提案手法では 1.0×10^6 , 1.5×10^6 , 1.9×10^6 であり、提案手法により約 2.5 倍の収容台数を達成できることがわかる。

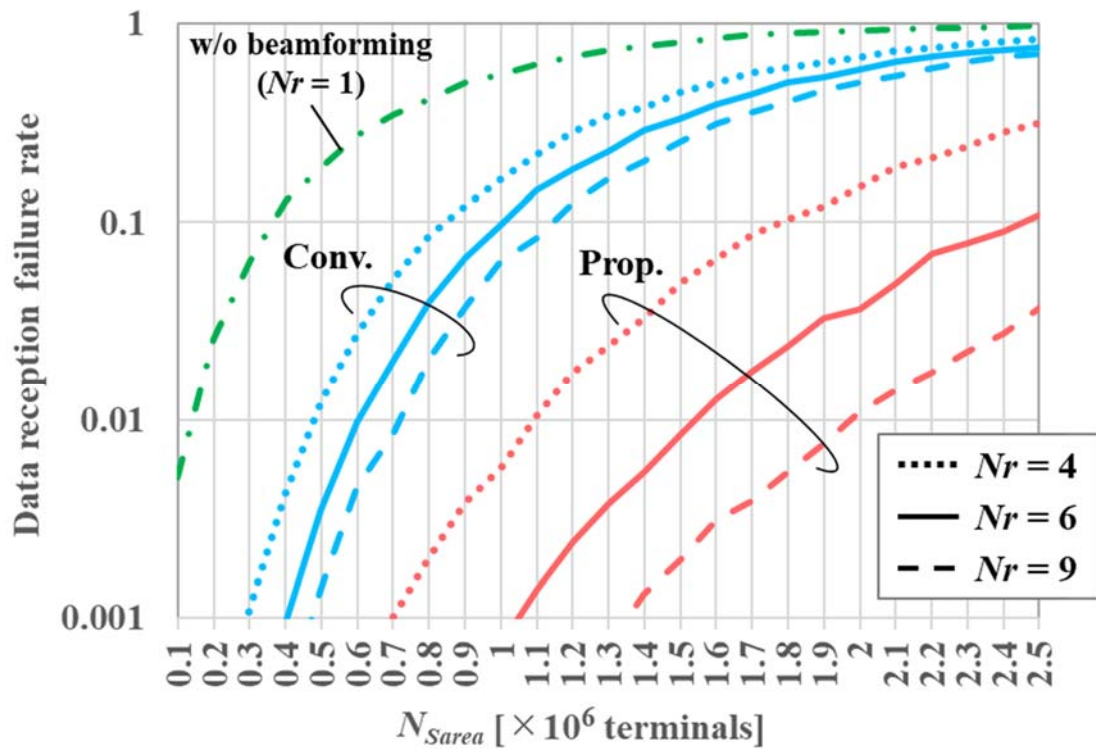


図 4-15 衛星 IoT 端末の収容台数評価

図 4-16 に、MT-CMA で生成された N_r 個のウェイトベクトル $\mathbf{w}_1 \sim \mathbf{w}_{N_r}$ のうち、所望信号の捕捉に成功したウェイト番号の確率分布を示す。 $N_r = 4, 6, 9$ いずれの場合においても、提案手法は従来手法と比較して、1 つ目の CMA ウェイト $\mathbf{w}_1$ で所望信号を捕捉する確率が高いことがわかる。提案手法ではドップラー変動補償により所望信号を狭帯域化して BPF で抽出することで、図 4-10 に示すとおり所望信号を強調し干渉信号を抑圧した信号波形をビーム制御部に入力することができる。そのため、MT-CMA で生成される 1 つ目のウェイト $\mathbf{w}_1$ で所望信号を捕捉する確率が高くなる。

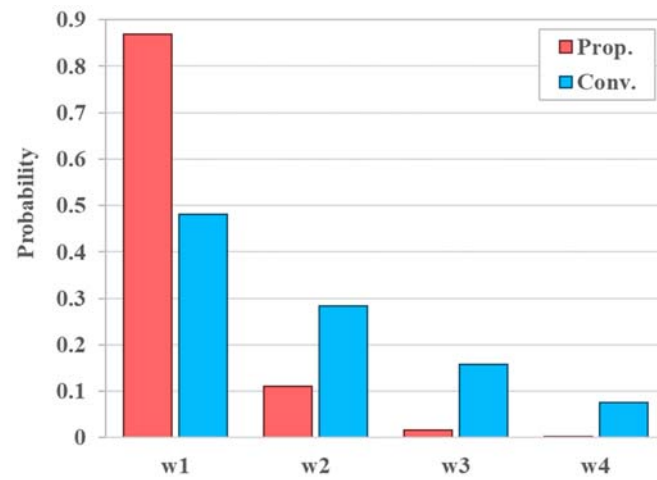
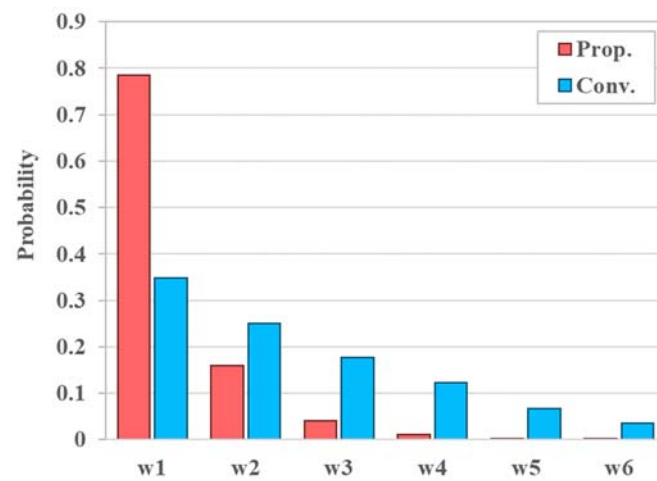
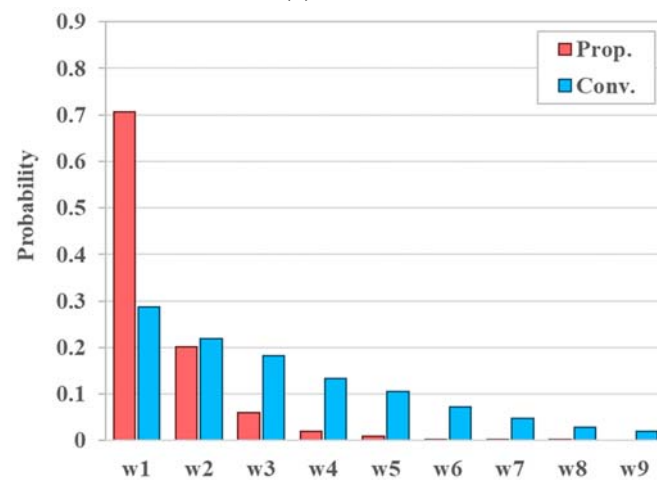
(a) $Nr = 4$ (b) $Nr = 6$ (c) $Nr = 9$

図 4-16 所望信号の捕捉に成功したウェイト番号の確率分布

さらに、図 4-17 に示すとおり、仰角 θ_{EL} が $45^\circ, 50^\circ, \dots, 90^\circ$ となる位置に所望の衛星 IoT 端末を配置、他の衛星 IoT 端末と地上 IoT 端末はエリア内にランダムに配置し、 θ_{EL} 対通信成功率の特性を評価した。提案手法の評価では $N_{Sarea} = 1.5 \times 10^6$ 、従来手法では $N_{Sarea} = 1.0 \times 10^6$ とした。その他のシミュレーション諸元は図 4-15 の評価と同一である。図 4-18 の評価結果からわかるように、提案手法では $N_{Sarea} = 1.5 \times 10^6$ であるため干渉信号がより多い環境ではあるものの、広範囲で高い通信成功率を達成できる。また、提案手法と従来手法ともに、高仰角であるほど所望信号の受信電力が高くなるため通信成功率が高く、 $\theta_{EL} = 65^\circ$ までは通信成功率の低下が数%に留まることがわかる。 $\theta_{EL} < 65^\circ$ のエリアでは仰角が低くなるにつれて通信成功率の劣化が顕著になる。したがって、衛星 IoT 端末は同一データを複数回送信する際、短期間で連続して送信するのではなく、LEO 衛星の移動による θ_{EL} の変化を活用したダイバーシチ効果が得られるよう、送信タイミングを制御することが望ましい。

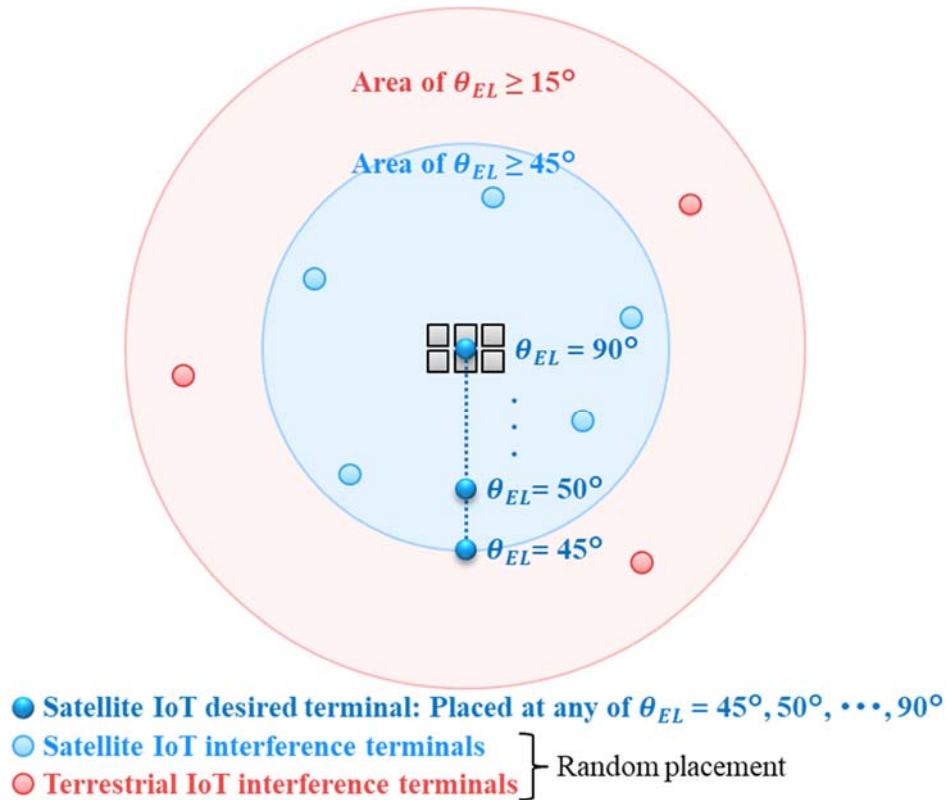
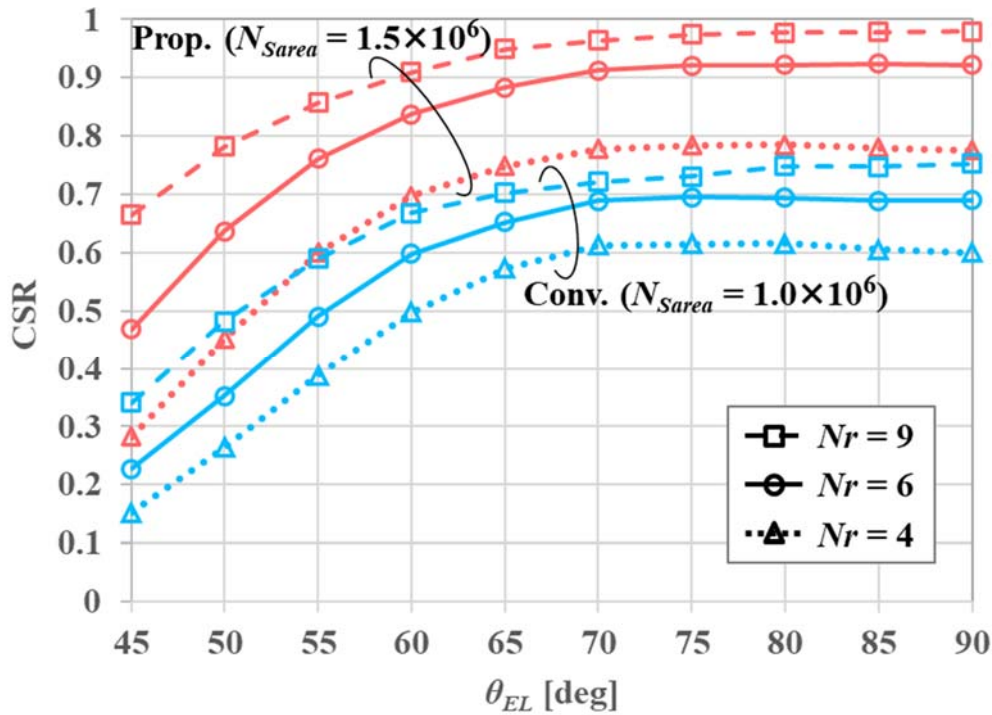


図 4-17 IoT 端末の配置パターン 2

図 4-18 所望衛星 IoT 端末の仰角 θ_{EL} 対通信成功率特性

4.4 スペクトラム拡散型 LPWA 端末の収容に向けた受信 BF 手法

衛星 IoT 端末として例えば出力 20mW の 920MHz 帯特定小電力無線局[24]を用い、LEO 衛星の軌道高度が 560km の場合、衛星での受信時の SNR が -15dB 程度になることが想定される。そこで本節では、スペクトラム拡散型 LPWA 方式のうち世界中で広く利用されている LoRa 方式の IoT 端末の収容に向け、低 SNR 環境で動作する受信 BF 手法を提案し、計算機シミュレーションにより有効性を示す。なお、第 4.3 節と同様に、衛星と端末の位置関係に基づく厳密なドップラー変動を受信信号に付加して評価を行う。

4.4.1 LEO 衛星における想定受信信号レベル

4.4.1.1 システムモデル

図 4-19 にシステムモデルを示す。衛星 IoT 端末は、軌道高度 560km を周回する LEO 衛星が仰角 45° 以上のエリアに位置する間に上り通信を行うものとする。衛星 IoT 端末には LoRa 方式を用いるものとする。LoRa は CSS によるスペクトラム拡散を行う方式であり、拡散後の信号帯域幅は 125kHz, SF は 12 とする[27]。1 フレームはプリアンプル 8 シンボルとペイロード等 19 シンボルの計 27 シンボルから構成されるものとする。衛星は、各端末からの信号を N_r 素子の受信アンテナで受信し、周波数変換後のベースバンド I/Q 信号を A/D 変換して得た受信波形データを LEO-MIMO により地上基地局に伝送する。なお、受信

波形データは理想的に地上基地局に伝送されるものとする。地上基地局では、受信波形データに対してオフライン処理により、信号区間検出やドップラー補償、MT-CMA による受信 BF、LoRa 復調、CRC 判定等の受信信号処理を行い、IoT 端末から送信されたデータを復元する。

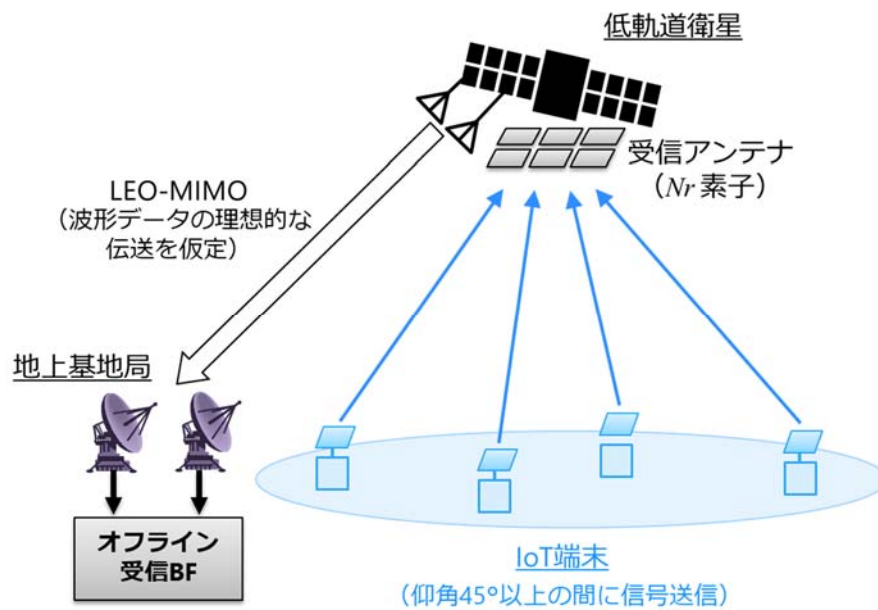


図 4-19 システムモデル

4.4.1.2 軌道高度 560km における受信信号レベル

図 4-20 に、送信周波数 920.6MHz、出力 20mW の送信信号の軌道高度 560km における受信レベル分布の評価条件と評価結果を示す。図 4-19 に示すように、LEO 衛星が上空 $z = 560\text{km}$ における x - y 平面上の各地点（ $x = -600 \sim 600\text{km}$, $y = -600 \sim 600\text{km}$ ）に位置する際の受信レベルを評価した。図 4-20 より、衛星が仰角 45° 以上のエリアに位置する間に IoT 端末が信号を送信する場合、衛星での受信レベルは $-136 \sim -127\text{dBm}$ となることがわかる。受信機雑音指数を 4dB とすると、 125kHz 幅あたりの熱雑音レベルは -119dBm となり、SNR は $-17 \sim -8\text{dB}$ となる。したがって、衛星 IoT プラットフォームで受信 BF による空間分割多元接続を実現するには、この低 SNR 環境で動作する受信 BF が必要となる。

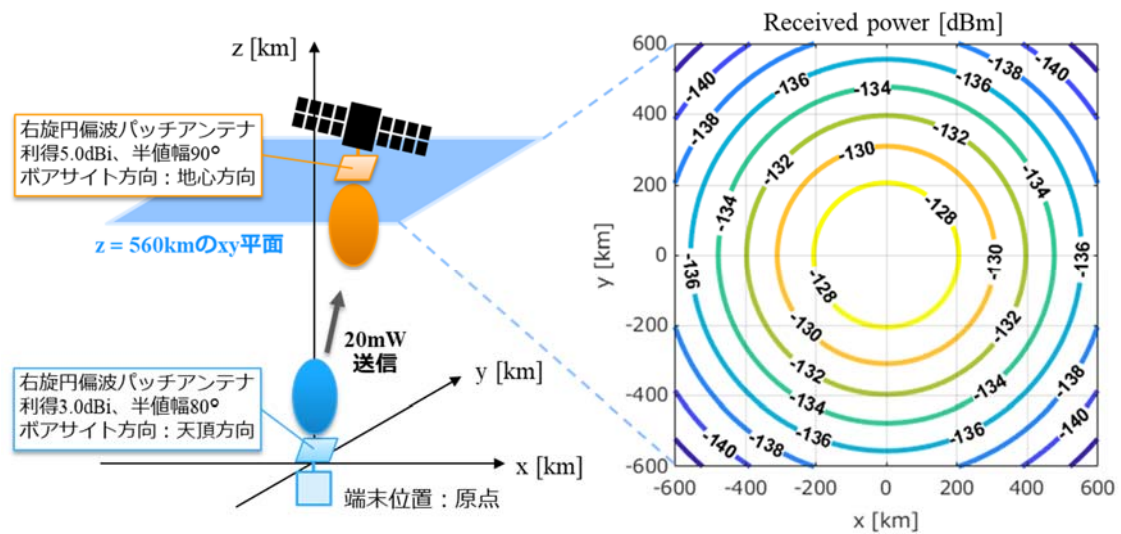


図 4-20 軌道高度 560km における受信信号レベル分布

4.4.2 提案手法

図 4-21 に示す 2 つの LoRa 信号が時間非同期で衛星に到来し干渉する場合を例に、従来手法と提案手法を説明する。

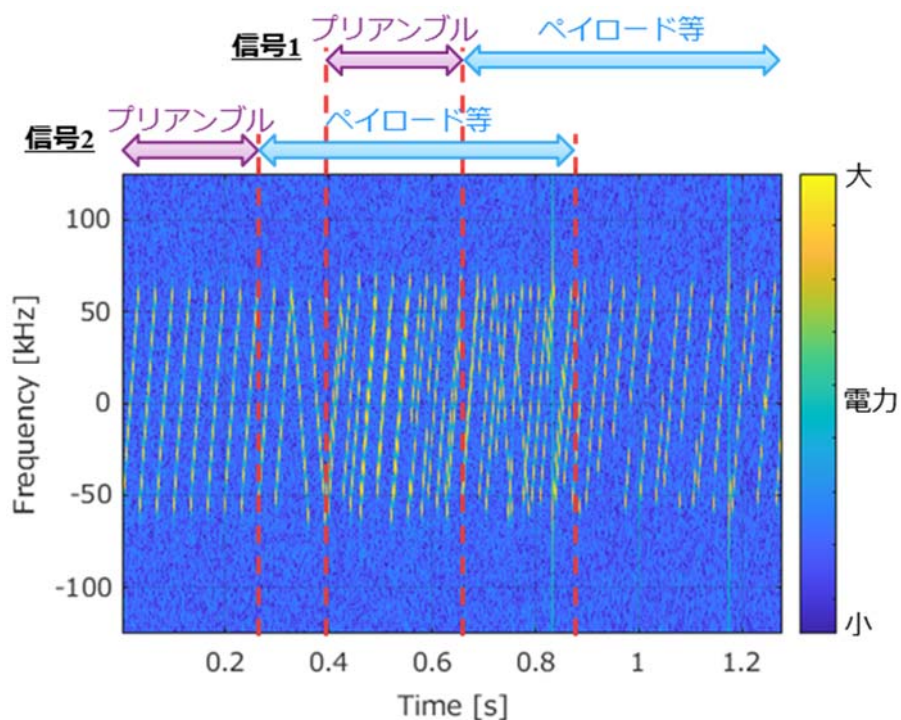


図 4-21 LoRa 2 信号の時間非同期の干渉

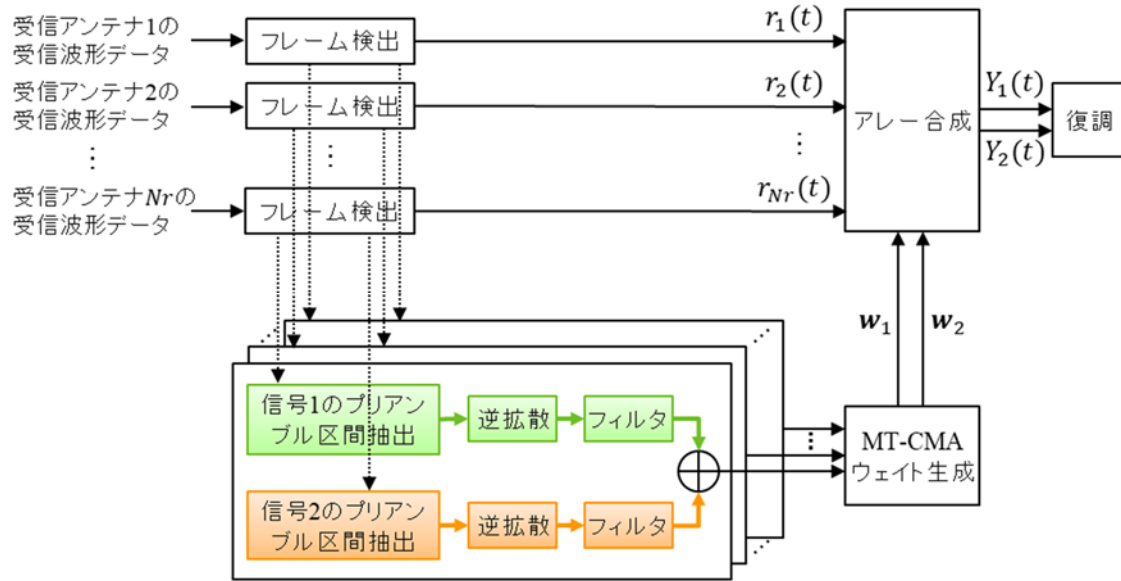
受信 BF は、各信号が干渉した区間の信号波形をウェイト生成部に入力することで、各信号を分離する受信ビーム形成用のウェイトが生成される。そのため通常は、図 4-21 の受信信号波形のうち 2 信号が干渉した区間、すなわち"信号 1 プリアンブル+信号 2 ペイロード等"や"信号 1 ペイロード等+信号 2 ペイロード等"の区間をウェイト生成部に入力して受信ビームを形成する（以下、従来手法と言う。）。この従来手法の場合、125kHz 幅に広く分布する LoRa 信号成分とともに同帯域幅の熱雑音もウェイト生成部に入力される。そのため、第 4.4.1.2 節で述べた低 SNR の状態となり、熱雑音の影響により適切な受信ビームの形成が難しくなる。

そこで本研究では、時間非同期で到来する複数の LoRa 信号の各プリアンブルに対して逆拡散処理及びフィルタ処理を行い、それらを合成した信号を入力として受信 BF を行う手法を提案する。図 4-22 に、提案手法の処理構成とウェイト生成部入力イメージを示す。図 4-22(a)に示すとおり、提案手法では衛星の各受信アンテナにおける受信波形データから、既知の送信プリアンブルとのスライディング相関により信号 1 と信号 2 のプリアンブル区間をそれぞれ検出・抽出した後、CSS 逆拡散処理により狭帯域化して BPF で抽出した各プリアンブル部を加算合成してウェイト生成部に入力する。その際、図 4-22(b)に示すとおり、BPF で抽出した各プリアンブル部が時間軸で重畳するように合成することで、時間非同期で到来した信号にも適用可能となる。逆拡散処理とフィルタ処理により熱雑音が最小限に抑圧された信号波形がウェイト生成部に入力されるため、衛星での受信時に想定される低 SNR 環境においても高精度な受信ビームの形成が可能となる。

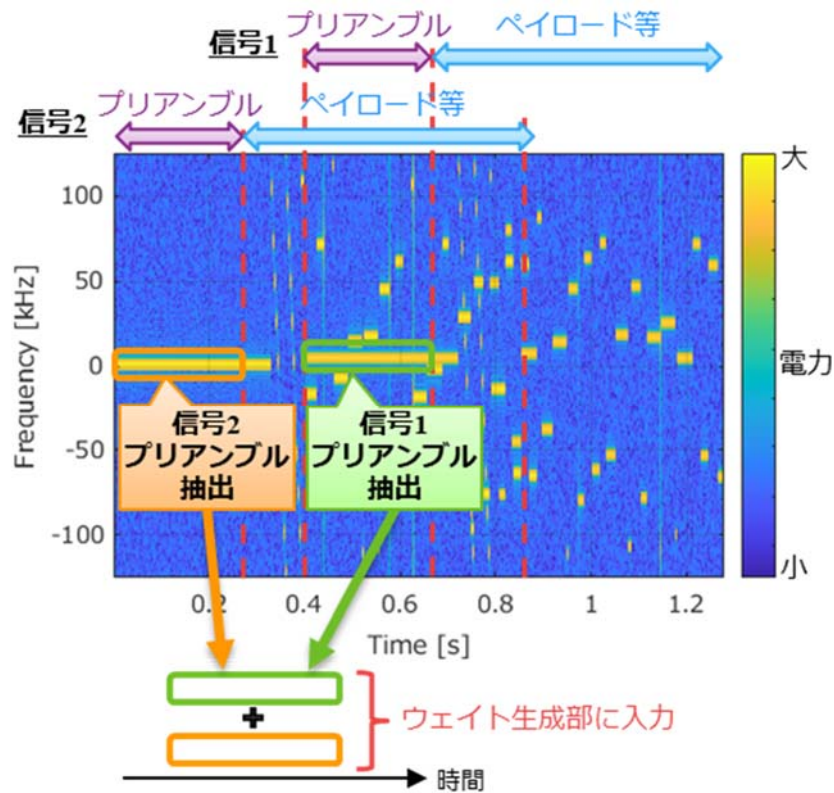
上記で述べたウェイト生成部への入力をもとに[78]の MT-CMA により、 Nt 個のウェイトベクトル $\mathbf{w}_1 \sim \mathbf{w}_{Nt}$ ($\mathbf{w}_m = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \cdots \ \mathbf{w}_{Nr}]^T$) を生成する。ここで、 Nt は同時送信端末数を表す。第 4.3.2 節で述べたとおり、MT-CMA では、まず 1 つ目のウェイト $\mathbf{w}_1$ は通常の CMA で生成される。次に、生成済みのウェイトを既知ウェイトベクトルとし、既知ウェイトベクトルが張る空間から直交射影により未知ウェイト部分空間を求めて CMA ウェイトを生成することで、生成済みのウェイトベクトルと同一のウェイトへの収束を防ぎ、他の信号を捕捉するための次の CMA ウェイト $\mathbf{w}_m$ を生成する。この処理を $m = 2 \sim Nt$ について繰り返すことで、ウェイト $\mathbf{w}_1 \sim \mathbf{w}_{Nt}$ を生成する。フレーム区間検出後の信号を $\mathbf{r}(t) = [r_1(t) \ r_2(t) \ \cdots \ r_{Nr}(t)]^T$ とし、ウェイト $\mathbf{w}_1 \sim \mathbf{w}_{Nt}$ を用いて次式により受信 BF を行う。

$$Y_m(t) = \mathbf{w}_m^H \mathbf{r}(t) \quad (4-7)$$

この受信 BF 出力 $Y_m(t)$ に対して、LoRa 方式の復調処理を行うことで、所望の IoT 端末から送信されたデータを復元する。



(a) 処理構成



(b) ウェイト生成部入力

図 4-22 提案手法

4.4.3 2 端末を仰角 30°差で配置した場合の評価

同時送信端末数 $N_t = 2$, 受信アンテナ数 $N_r = 3$ の場合において, 低 SNR 環境下で形成される受信ビームパターンと 2 信号の復調特性を評価した. 表 4-6 にシミュレーション諸元を示す. 衛星の 3 素子リニアアレーアンテナの正面に対して, 信号 1 と信号 2 がそれぞれ 40°, 10°の方向から到来するものとした. 信号 1 の受信レベルは信号 2 より 5dB 低いものとした. 2 信号の到来時間差は 9 シンボルとした. ウェイト生成部には 8 シンボル長の信号波形を入力した. 第 4.4.1.2 節で述べたとおり, 雑音レベルは-119dBm である.

表 4-6 シミュレーション諸元

項目	値
同時送信端末数 N_t	2
受信アンテナ数 N_r	3
素子間隔	0.64 波長
ドップラーシフト	信号 1 : 5kHz 信号 2 : 1kHz
到来角	信号 1 : 40° 信号 2 : 10°
受信レベル差	5dB
到来時間差	9 シンボル
ウェイト生成部の入力信号長	8 シンボル長
BPF の通過帯域幅	100Hz

図 4-23 に, 提案手法と従来手法により形成された受信ビームパターンの一例を示す. 本評価では, 信号 1 が信号 2 に対して 9 シンボル遅延して到来するものとした. 図 4-23(a)の信号 1 と信号 2 の受信レベルがそれぞれ-130dBm と-125dBm の場合, 提案手法と従来手法いずれもウェイト $\mathbf{w}_1$ により信号 2 の方向に受信ビームが形成されるとともに信号 1 の方向にヌルが形成されていること, 提案手法の方がより高精度なビーム形成ができていることがわかる. また図 4-23(b)より, 提案手法では信号 1 と信号 2 の受信レベルがそれぞれ-135dBm と-130dBm の場合でも適切に受信ビームを形成できていることがわかる. 一方で従来手法では, $\mathbf{w}_1$ で信号 2 の方向にビームが形成され, 信号 1 の方向にわずかにヌルを形成できているものの, $\mathbf{w}_2$ では信号 1 の方向にビームを形成できていないことがわかる. これは, 従来手法では信号帯域全体の熱雑音の影響により $\mathbf{w}_1$ の精度が十分に出ず, その結果 $\mathbf{w}_1$ を既知ウェイトベクトルとして求める未知ウェイト部分空間の推定精度が劣化し, $\mathbf{w}_2$ が $\mathbf{w}_1$ と同じウェイトに収束しているためである.

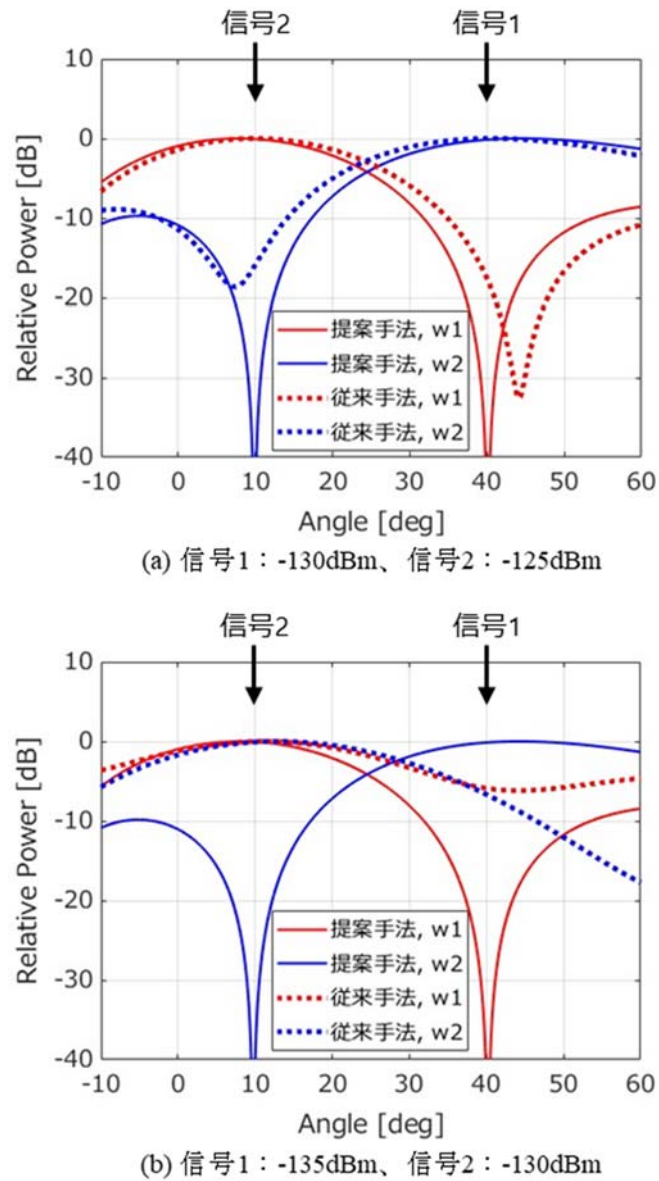


図 4-23 受信ビームパターン

図 4-24 に、受信レベル対通信成功率特性を示す。本評価では、評価対象の信号がもう一方の信号に対して 9 シンボル遅延して到来するものとした。図 4-24 の横軸は評価対象の信号の受信レベルを表す。図 4-24 より、通信成功率 90%以上を所要品質とする場合、提案手法では信号 1 と信号 2 いずれも -146dBm (SNR = -27dB) まで達成可能であることがわかる。一方で従来手法では、信号 2 は -143dBm まで達成可能であるものの信号 1 は -132dBm まで特性が劣化し、提案手法と 14dB の特性差があることがわかる。このように、従来手法では熱雑音の影響を強く受け、2 つ目以降の信号を捕捉するための受信ビームの形成が難しい。

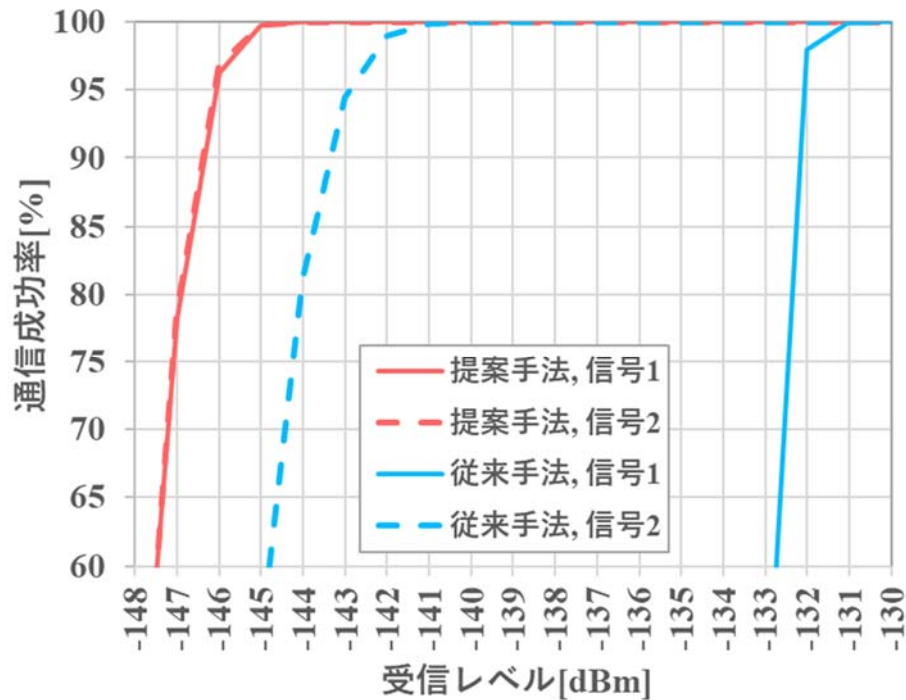


図 4-24 受信レベル対通信成功率特性

4.4.4 1～6 端末をランダムに配置した場合の評価

同時送信端末数 $N_t = 1 \sim 6$, 受信アンテナ数 $N_r = 6$ の場合に達成される通信成功率を評価した。表 4-7 に評価諸元を示す。IoT 端末は仰角 45° 以上のエリア内に配置した。IoT 端末の出力は 20mW とし、右旋円偏波パッチアンテナを 1 素子備え、ボアサイト方向は仰角 90° 方向とした。衛星は進行方向に対して横 $3 \times$ 縦 2 の格子状配置の 6 素子からなる受信アレーアンテナを備え、各アンテナは右旋円偏波パッチアンテナでボアサイト方向は地心方向とした。各信号はそれぞれ 2 シンボル分の時間間隔で到来し、端末 2～6 の送信信号 2～6 の後に、評価対象の端末 1 の送信信号 1 が到来するものとした。各信号は送受信位置関係に応じたドップラーシフトを受けて衛星で受信される。

まず、図 4-25(a)に示す仰角 45° 以上のエリア内に N_t 端末をランダムに配置（試行回数 10,000 回）した場合において、端末 1 の通信成功率を評価した。図 4-26 に、 N_t 対通信成功率の特性を示す。図 4-26 より、提案手法では $N_t = 5$ まで通信成功率が 90% 以上となり、従来手法では $N_t = 2$ の場合でも 80% を下回ることがわかる。

表 4-7 評価諸元

項目		値
送信	同時送信端末数 N_t	{1, 2, 3, 4, 5, 6}
	出力	20mW
	送信アンテナ	パッチアンテナ
	アンテナ利得	3.0dBic
	半値幅	80°
	ボアサイト方向	仰角 90°方向
	偏波	右旋円偏波
受信	軌道高度	560km
	受信アンテナ	パッチアンテナ
	受信アンテナ数 N_r	6
	素子間隔	0.64 波長
	アンテナ利得	5.0dBic
	半値幅	90°
	ボアサイト方向	地心方向
	偏波	右旋円偏波
	受信機雑音指数	4.0dB
	到来時間差	各 2 シンボル
	ウェイト生成部の入力信号長	8 シンボル長
	BPF 通過帯域幅	100Hz

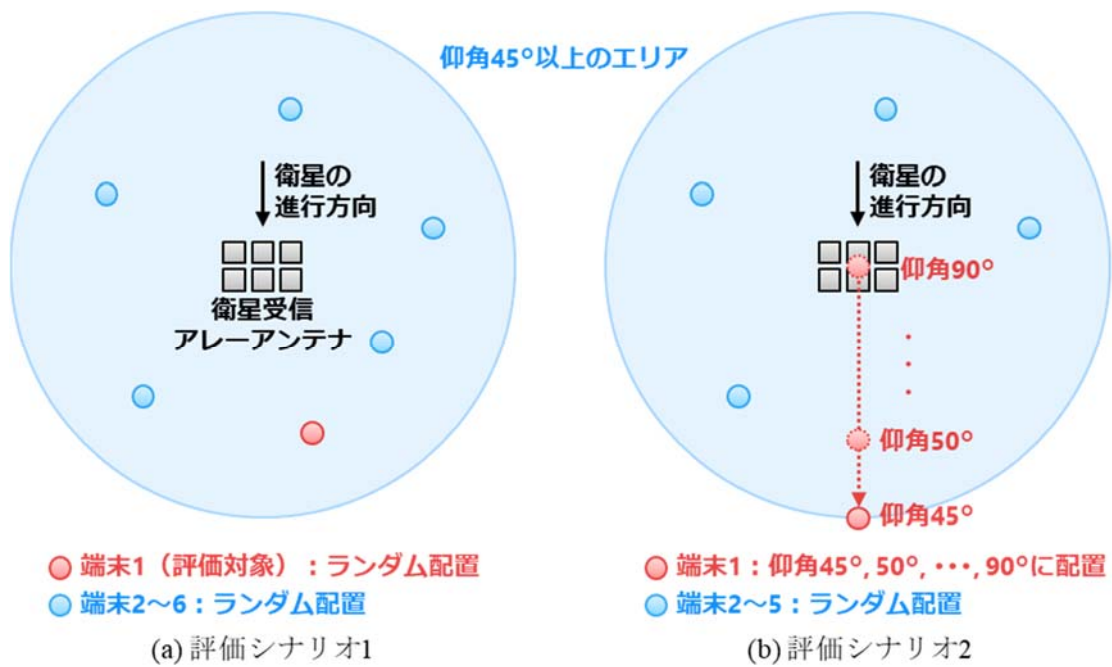
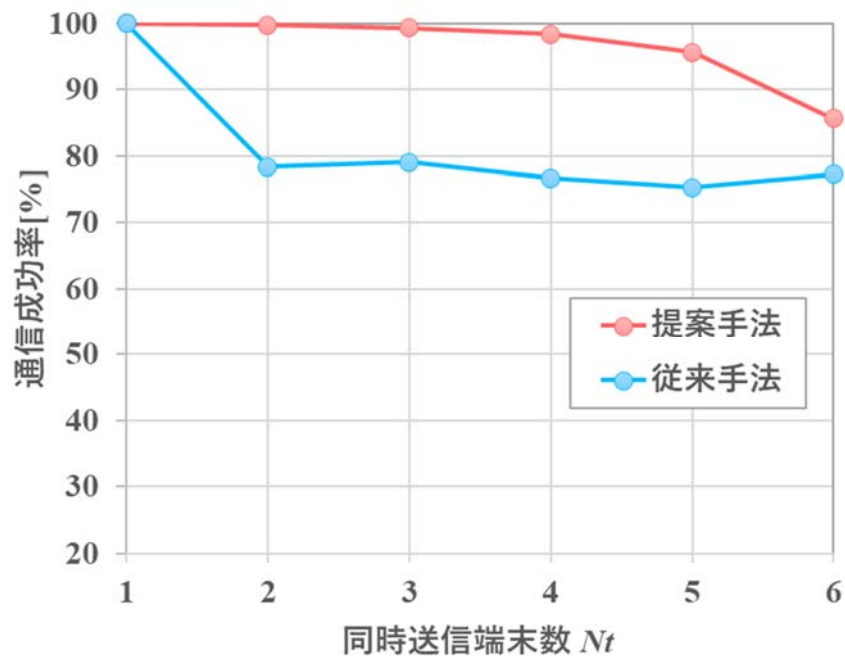


図 4-25 端末配置

図 4-26 同時送信端末数 N_t 対通信成功率特性

次に、端末 1 の位置と通信成功率の関係を明らかにするために、図 4-25(b)に示すとおり端末 1 は仰角を指定して配置し、端末 2～5 をエリア内にランダムに配置した場合について評価を行った。図 4-27 に、端末 1 の仰角対通信成功率の特性を示す。図 4-27 より、通信成功率 90%以上を達成可能な仰角の下限は、従来手法では 65° 、提案手法では 50° であることがわかる。仰角が低いほど端末 1 から送信された信号 1 の受信レベルが他の信号より低くなるが増え、図 4-23 と図 4-24 で示したとおり従来手法では熱雑音の影響で 2 目以降の信号を捕捉する受信ビームを高精度に形成することが難しいため、従来手法では仰角 $45^\circ \sim 55^\circ$ における通信成功率の劣化が顕著になっている。

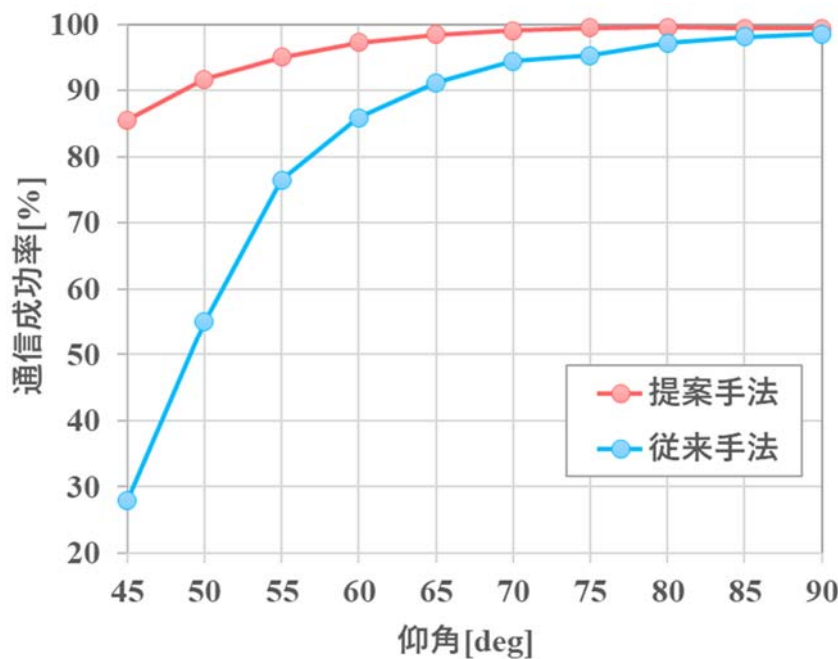


図 4-26 端末 1 の仰角対通信成功率特性 ($N_t = 5$)

4.5 まとめ

本章では、LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームのアップリンクの大容量化に向け、衛星 IoT 端末同士の干渉や地上 IoT 端末からの干渉が存在する中での受信 BF の適用について検討を行った。

まず、受信 BF を適用した場合に得られる LoRa, ELTRES, および Sigfox の端末収容台数向上効果を簡易評価することを目的として、MMSE アルゴリズムの受信 BF を用いた計算機シミュレーション評価を行った。この評価では、同期の不完全性による MMSE の特性劣化は考慮せず、ドップラー変動による信号帯域幅拡大の影響は簡易的に模擬した。評価の結果、受信 BF を用いない場合は地上 IoT 端末からの干渉信号の影響により衛星 IoT 端

末の収容は難しく、受信 BF を用いることで干渉抑圧の効果が得られ、端末収容台数を向上できることを明らかにした。具体的には、例えば受信アンテナ数が9素子の衛星1機が240sec間の受信を行う場合、LoRa, ELTRES, Sigfox は 920MHz 帯 1 チャンネルあたり 300 台、16 万台、8 万台を収容可能であることを明らかにした。よって、例えば 920MHz 帯 23 チャンネルを利用可能な ELTRES を用いる場合、100 万台規模の端末を収容できると考えられる。

次に、Sigfox 等の UNB 型 LPWA 方式の衛星 IoT 端末を収容する場合に問題となる、ドップラー変動による信号帯域幅の拡大に伴う多数の信号の干渉への対応として、ドップラー変動補償型受信ビーム制御手法を提案した。提案方式では、BPF の前でドップラー変動補償を行い、所望信号を送信時と同程度の狭帯域信号に戻すことで、BPF で抽出する所望信号帯域内に残留する干渉信号数を低減するとともに、熱雑音の影響を最小限に抑圧する。そして、ビーム制御部での受信 BF により、残留した干渉信号を空間領域で抑圧し、所望信号を抽出する。計算機シミュレーションにより、衛星受信アンテナ数が 4, 6, 9 の場合、180sec の通信時間あたりに衛星 1 機で収容できる端末台数をそれぞれ従来比約 2.5 倍の 100 万台、150 万台、190 万台に向上できることを明らかにした。仮に、衛星 IoT 端末が地球全体に一様分布し、各地域の地上 IoT 端末の干渉量が第 4.3.1.2 節で述べた 2035 年時点の日本と同一の場合、受信アンテナ数が 6 素子の LEO 衛星 1 機で 1 日あたり $1.5 \times 10^6 \times 24 \times 60 \times 60 / 180 = 7$ 億 2 千万台の衛星 IoT 端末のデータ収集が可能な見込みとなる。

最後に、スペクトラム拡散型 LPWA 方式である LoRa の衛星 IoT 端末の高収容化を実現する受信 BF 手法を提案した。提案手法では、時間非同期で到来する複数の LoRa 信号の各プリアンプルに対して逆拡散処理及びフィルタ処理を行い、それらを合成した信号を入力として受信 BF を行う。逆拡散処理及びフィルタ処理により熱雑音の影響を最小限に抑圧することで、衛星での受信時に想定される低 SNR 環境下でも高精度に受信ビームを形成することができる。計算機シミュレーションにより、提案手法は従来手法より 14dB 低い低 SNR 環境下においても複数の信号をそれぞれ捕捉し、復調できることを明らかにした。また、衛星の受信アンテナ数が 6 の場合、従来手法では 2 端末以上が同時送信すると通信成功率 90% 以上を達成できないが、提案手法では 5 端末が同時送信した場合でも通信成功率が 90% 以上となることを示した。さらに、通信成功率 90% 以上を達成可能な仰角の下限は、従来手法では 65°, 提案手法では 50°であり、提案手法を用いることでより広範囲の衛星 IoT 端末のセンサデータの収集が可能となることを明らかにした。

第5章

結論

本論文では、年々増大するトラフィックを収容するために必要となる無線通信システムのさらなる高速・大容量化に向け、以下の3点の無線通信システムを対象としてマルチアンテナ信号処理技術の研究を行った。第2章では、情報キオスク端末にモバイル端末を固定設置して行うコンテンツダウンロードや、壁の両側に設置して部屋間の高速無線中継を行う壁面透過リピータ等、送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動しない近距離無線通信システムを対象とし、第3章では、情報キオスク端末や自動改札機等にユーザがモバイル端末をタッチして行うコンテンツダウンロード等、送受信アンテナ間の伝搬チャネルが時変動する近距離無線通信システムを対象とし、それぞれのシステムに適したミリ波近距離 MIMO 伝送技術を提案した。第4章では、LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームを対象とし、多端末同時接続によりシステム容量を向上する受信 BF 手法を提案した。各章の要点を以下にまとめる。

第2章では、情報キオスク端末にモバイル端末を固定設置して行うコンテンツダウンロードや壁面透過リピータの時不変伝搬チャネルでミリ波近距離 MIMO 伝送を行う場合について、まず、アナログウェイト回路で MIMO 信号分離処理を行うことでデジタル演算を削減する簡易受信復号方式の準ミリ波帯試作装置を用いた実験評価を行った。空気中における広帯域信号伝送特性とアンテナ位置ずれ耐性を評価し、 4×4 近距離 MIMO 伝送で 16QAM を用いる場合、最大で比帯域幅 9% の広帯域伝送が可能であること、および送受信アンテナの位置ずれが $0.08 \lambda_0$ 以下となるように配置することで 60 GHz 帯の 2 チャネル（比帯域幅 7%）の同時伝送が可能であることを明らかにした。IEEE 802.11ad の MCS を基に伝送速度を計算すると 36.0Gbit/s となり、MIMO 信号分離処理のための消費電力が増加することなく、IEEE 802.11ad で規定される最大伝送速度 6.8Gbit/s の 5.3 倍の超高速無線伝送を実現できる。次に、一般家屋の壁で用いられる石膏ボード壁と ALC 壁を透過する 2×2 近距離 MIMO 伝搬チャネルを測定し、壁材の挿入損失と壁内で生じるマルチパスが伝送特性に与える影響を評価した。16QAM を用いる場合、石膏ボード壁は挿入損失が 8.3dB でマルチパスによる特性劣化が最大 2dB、ALC 壁は挿入損失が 35.6dB でマルチパスによる特性劣化が 1dB であり、免許不要で発射可能な空中線電力で 16QAM 伝送が可能であることを明らかにした。

次に、複数の受信アンテナ素子における RSSI を用いた重心計算により送受信アンテナの位置ずれを高精度推定する手法を提案し、計算機シミュレーションにより mm オーダの位置推定が可能であることを明らかにした。最後に、送受信アンテナ素子の位置関係から決まる伝搬経路差（位相差）の最適条件からのずれに対し、サブアレーアンテナの各アンテナ素子から送受信される信号の電力比制御による伝搬チャネルの位相差制御手法を提案し、実験により位相差制御の効果を実証した。また、計算機シミュレーションにより、16QAM 伝送の場合、提案手法により伝送距離方向の位置ずれ耐性を 4mm 幅から 33mm 幅に向上できることを明らかにした。

第 3 章では、情報キオスク端末や自動改札機等にユーザがモバイル端末をタッチしてコンテンツダウンロードする際の時変動伝搬チャネルでミリ波近距離 MIMO 伝送を行う場合について、まず、計算機シミュレーションによりユーザの手ぶれによる受信アンテナの位置ずれ時の近距離 MIMO チャネルの変動と ZF ウェイトの変動の関係を示した。そして、その関係を活用して、伝搬チャネルの変動情報と過去の ZF ウェイトから準 ZF 送信ウェイトを短時間で生成する準 ZF ベース高速送信 BF 手法を提案した。従来の ZF ウェイトの生成には 1 サブキャリアあたりアンテナ数の 3 乗オーダの演算量を要するが、提案手法では 2 乗オーダの演算量で準 ZF ウェイトを生成することができる。計算機シミュレーションとマイクロ波帯スケールモデル実験により、60GHz 帯の全 4 チャネルを用いた 4×4 近距離 MIMO 伝送の伝送特性を評価し、提案手法により伝送特性を約 3dB 改善でき 16QAM の信号伝送が可能になることを明らかにした。これにより、IEEE 802.11ad で規定される最大伝送速度の約 10 倍となる 72.0Gbit/s の超高速無線伝送を実現できる。

第 4 章では、LEO 衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームを対象とし、まず、衛星 IoT 端末同士の干渉と地上 IoT 端末からの干渉が存在する中で、MMSE 受信 BF を適用した場合に得られる LoRa, ELTRES, および Sigfox の端末収容台数向上効果を計算機シミュレーションにより評価した。この評価では、LEO 衛星の高速移動により生じるドップラー変動の影響は簡易的に模擬した。評価の結果、受信 BF を用いない場合は干渉信号の影響により衛星 IoT 端末の収容は難しいが、受信 BF を用いることで干渉抑圧の効果が得られ、いずれの方式の衛星 IoT 端末でも収容台数を向上できることを明らかにした。次に、Sigfox 方式の衛星 IoT 端末を収容する場合に問題となるドップラー変動による多数の信号の干渉への対応として、ドップラー変動を補償後に MT-CMA による受信 BF を行う手法を提案した。ドップラー変動を厳密に考慮した計算機シミュレーションにより、地上の無線通信システムで用いられている従来の受信 BF と比較して約 2.5 倍の衛星 IoT 端末を収容できることを明らかにした。また、LoRa 方式の衛星 IoT 端末を収容する場合の課題である -15dB 程度の低 SNR 環境で動作する受信 BF 手法として、各 LoRa 信号の既知信号区間を逆拡散処理およびフィ

ルタ処理して合成し受信 BF のウェイト生成部の入力信号とすることで熱雑音の影響を最小限に抑圧した状態で MT-CMA 受信 BF を可能とする手法を提案した．計算機シミュレーションにより，提案手法は-27dB の低 SNR 環境でも受信 BF が動作することを明らかにした．また，1 フレームあたりの所要通信成功率 90%を基準とした場合，従来手法では 2 つの信号が衝突した場合でも所要品質を達成できないが，提案手法では 5 つの信号衝突まで所要品質を達成できることを明らかにした．

以上の研究成果は，それぞれの無線通信システムやユースケースにおいて無線通信の高速・大容量化を実現することができるものであり，世の中の無線通信システム全体で収容可能なトラフィック量を向上することができる．第 2 章および第 3 章のミリ波近距離 MIMO 伝送の研究は筆者が主に 2010 年～2015 年に取り組んだものであり，この研究成果を基に筆者ら NTT 未来ねっと研究所は IEEE 標準化会合で，ミリ波近距離無線通信への近距離 MIMO 伝送技術の適用によるさらなる高速・大容量化を提案し[87]-[89]，IEEE 802.11ad と IEEE 802.15.3c の後継規格である IEEE 802.11ay[90]と IEEE 802.15.3e[91]に MIMO 伝送技術が採用されることとなった．このように本研究成果は Beyond 5G に求められる機能の 1 つである「超高速・大容量」に資するものであると考える．また，第 4 章の衛星 IoT プラットフォームの研究成果は，年々増大する IoT トラフィックの収容に貢献し，LEO 衛星の活用により地上 IoT プラットフォームではカバーが難しいエリアを含む地球上のあらゆる場所の IoT 端末の収容を可能とするものであり，Beyond 5G に求められる機能である「拡張性」と「超多数同時接続」によるシステム容量の向上に資するものであると考える．

今後の検討課題としては，第 2 章で述べたとおり，本研究で提案したアンテナ位置推定手法は，簡易受信復号方式を用いない近距離 MIMO 伝送に必要な mm オーダの推定精度は達成したものの，簡易受信復号方式を用いる近距離 MIMO 伝送に必要な 1mm 以下の推定精度には未達であり，さらなる推定精度の向上が必要である．また，衛星 IoT プラットフォームにおける提案技術の有効性評価は計算機シミュレーションのみに留まっている．提案技術を用いた衛星 IoT プラットフォームの実用化に向け，実際の LEO 衛星を用いた軌道上実験による技術実証は重要な課題であり，2025 年度打ち上げ予定の実験衛星の搭載機開発や実証実験計画等を推進している[92][93]．

以上，それぞれの提案技術の展望および今後の検討課題を述べた．今後も年々増大していくことが想定されるトラフィックに対し Beyond 5G の導入は急務であり，本研究成果が将来の情報通信インフラの発展に貢献することを期待したい．

参考文献

- [1] Ericsson Mobility Report, June 2014.
- [2] Ericsson Mobility Report, Nov. 2020.
- [3] Ericsson Mobility Report, Nov. 2023.
- [4] 総務省, 令和 5 年版情報通信白書, July 2023.
- [5] Cisco White Paper, “Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017-2022,” 2018.
- [6] U. Raza, P. Kulkarni, and M. Sooriyabandara, “Low Power Wide Area Networks: An overview,” IEEE Commun. Surveys & Tutorials, vol. 19, no. 2, pp. 855–873, Jan. 2017.
- [7] N. S. Chilamkurthy, O. J. Pandey, A. Ghosh, L. R. Cenkeramaddi, and H.-N. Dai, “Low-Power Wide-Area Networks: A Broad Overview of Its Different Aspects”, IEEE Access, vol. 10, pp. 81926-81959, Aug. 2022.
- [8] Cisco White Paper, “Cisco Annual Internet Report (2018-2023),” 2020.
- [9] 総務省, “Beyond 5G 推進戦略 –6G へのロードマップ–,” June 2020, [Online]. Available: https://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban09_02000364.html
- [10] 総務省, 平成 24 年版情報通信白書, July 2012.
- [11] IEEE 802.11a-1999, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band,” 1999.
- [12] IEEE 802.11b-1999, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band,” 1999.
- [13] IEEE 802.11g-2003, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band,” June 2003.
- [14] G.J. Foschini and M.J. Gans, “On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas,” Wireless Personal Communications, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, March 1998.
- [15] D. Gesbert, M. Shafī, D. Shiu, P.J. Smith, and A. Naguib, “From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 21, no. 3, pp. 281-302, April 2003.
- [16] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “An Introduction to the Multi-User MIMO Downlink,” IEEE Communications Magazine, vol. 42, no. 10, pp. 60-67, Oct. 2004.
- [17] IEEE 802.11n-2009, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer

- (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput,” Oct. 2009.
- [18] IEEE 802.11ac-2013, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz,” Dec. 2013.
- [19] IEEE 802.11ax-2021, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN,” May 2021.
- [20] IEEE 802.15.3c-2009, “Part 15.3c: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension,” Oct. 2009.
- [21] IEEE 802.11ad-2012, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band,” Dec. 2012.
- [22] 滝波浩二, 白方亨宗, 入江誠隆, 高橋和晃, “ミリ波帯無線 LAN システムの標準化動向と要素技術,” 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, vol. 10, no. 2, pp. 100-106, Sep. 2016.
- [23] 3GPP TR 45.820 V13.1.0. “Cellular system support for ultra-low complexity and low throughput Internet of Things (CIoT),” Dec. 2015.
- [24] 一般社団法人電波産業会, “920MHz 帯テレメータ用, テレコントロール用及びデータ伝送用無線設備,” ARIB STD-T108, Ver. 1.4, April 2021.
- [25] ETSI EN 302 208 V3.4.1 (2023-12), “Radio Frequency Identification Equipment operating in the band 865 MHz to 868 MHz with power levels up to 2 W and in the band 915 MHz to 921 MHz with power levels up to 4 W; Harmonised Standard for access to radio spectrum,” 2023.
- [26] G. A. Akpakwu, B. J. Silva, G. P. Hancke, and A. M. Abu-Mahfouz, “A Survey on 5G Networks for the Internet of Things: Communication Technologies and Challenges,” IEEE Access, vol. 6, pp. 3619-3647, Dec. 2017,
- [27] Semtech, “LoRa™ Modulation Basics,” Application Note AN1200.22, Rev. 2, May 2015.
- [28] ETSI TS 103 357 V1.1.1 (2018-06), “Short Range Devices; Low Throughput Networks (LTN); Protocols for radio interface A,” 2018.
- [29] Sigfox, “Sigfox connected objects: Radio specifications,” Ref.: EP-SPECS, Rev.: 1.5, Feb. 2020.
- [30] Sigfox 0G network coverage, [Online]. Available: <https://www.sigfox.com/coverage/>
- [31] Z. Qu, G. Zhang, H. Cao, and J. Xie, “LEO Satellite Constellation for Internet of Things,” IEEE Access, vol. 5, pp. 18391-18401, Aug. 2017.
- [32] P. Anantachaisilp, M. Muangkham, N. Punpikul, and M. Thammawichai, “Store and Forward CubeSat using LoRa Technology and Private LoRaWAN-Server,” in Proc. Small Satellite

- Conference, pp. 1-18, Aug. 2020.
- [33] Q. Verspieren, T. Matsumoto, Y. Aoyanagi, T. Fukuyo, T. Obata, S. Nakasuka, G. Kwizera, and J. Abakunda, "Store-and-forward 3U CubeSat project TRICOM and its utilization for development and education: The cases of TRICOM-1R and JPRWASAT," *Trans. Japan Soc. Aero. Space Sci.*, vol. 63, no. 5, pp. 206-211, Sep. 2020.
- [34] H. E. Susilo and J. Suryana, "Research on LPWAN Direct to Satellite IoT: A Survey Technology and Performance on LEO Satellite," 2023 29th International Conference on Telecommunications (ICT), pp. 1-7, Nov. 2023.
- [35] G. M. Capez, S. Henn, J. A. Fraire and R. Garelo, "Sparse Satellite Constellation Design for Global and Regional Direct-to-Satellite IoT Services," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 58, no. 5, pp. 3786-3801, Oct. 2022.
- [36] F. Yamashita, K. Itokawa, Y. Fujino, and K. Suzuki, "Satellite Sensing Platform," *NTT Technical Review*, vol. 20, no. 12, pp. 36-40, Dec. 2022.
- [37] F. Yamashita, D. Goto, Y. Kojima, M. Matsui, K. Itokawa, K. Yoshizawa, K. Sakamoto, Y. Fujino, C. Kato, and M. Nakadaï, "920-MHz IoT platform via LEO satellite employing feeder-link MIMO technology," in *Proc. IEICE International Conference on Emerging Technologies for Communications*, A1-2, Dec. 2020.
- [38] D. Goto, K. Itokawa, F. Yamashita, C. Kato, and M. Nakadaï, "Clock timing synchronization among distributed multiple antennas for LEO-MIMO communications system," in *Proc. IEICE International Conference on Emerging Technologies for Communications*, B1-4, Dec. 2020.
- [39] D. Goto, K. Itokawa, K. Tategami, and F. Yamashita, "Multiple Antenna Configuration of LEO-MIMO Feeder Link for High Channel Capacity," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 50280-50286, March 2024.
- [40] T. Seki, K. Hiraga, K. Nishimori, K. Nishikawa, and K. Uehara, "High Speed Parallel Data Transmission and Power Transmission Technology for Wireless Repeater System," in *Proc. The 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 3913-3916, April 2011.
- [41] A. Kosuge, M. Hamada, and T. Kuroda, "A 6-Gb/s Inductively-Powered Non-Contact Connector With Rotatable Transmission Line Coupler and Interface Bridge IC," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 57, no. 2, pp. 535-545, Feb. 2022.
- [42] N. Honma, K. Nishimori, T. Seki, and M. Mizoguchi, "Short Range MIMO Communication," in *Proc. The 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1763-1767, March 2009.
- [43] K. Nishimori, N. Honma, T. Seki, and K. Hiraga, "On the Transmission Method for Short-Range MIMO Communication," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 3, pp. 1247-1251, March 2011.
- [44] Rui Xu, Haiming Wang, Mingkai Tang, and W. Hong, "Capacity Optimization for Short-Range

- LoS 3×2 MIMO Channels,” 2012 18th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), pp. 396-401, Oct. 2012.
- [45] X. Pu, K. L. Law, S. Shao, and Youxi Tang, “On the capacity for 3D LoS MIMO channels in short-range millimeter wave communications,” 11th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM 2015), pp. 1-6, Sep. 2015.
- [46] A. Maltsev, A. Sadri, C. Cordeiro, and A. Pudeyev, “Practical LOS MIMO Technique for Short-Range Millimeter-Wave Systems,” 2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), pp. 1-6, Oct. 2015.
- [47] G. Barriac and U. Madhow, “Space-Time Communication for OFDM with Implicit Channel Feedback,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 50, no. 12, pp. 3111-3129, Dec. 2004.
- [48] G. Caire and S. Shamai, “On the Achievable Throughput of a Multiantenna Gaussian Broadcast Channel,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, no. 7, pp. 1691-1706, July 2003.
- [49] T. Yoo and A. Goldsmith, “Optimality of Zero-Forcing Beamforming with Multiuser Diversity,” in Proc. IEEE International Conference on Communications 2005 (ICC 2005), vol. 1, pp. 542-546, May 2005.
- [50] M. A. Ullah, K. Mikhaylov, and H. Alves, “Analysis and Simulation of LoRaWAN LR-FHSS for Direct-to-Satellite Scenario,” IEEE Wireless Communications Letters, vol. 11, no. 3, pp. 548-552, March 2022.
- [51] J. A. Fraire, P. Madoery, M. A. Mesbah, O. Iova, and F. Valois, “Simulating LoRa-Based Direct-to-Satellite IoT Networks with FLoRaSaT,” 2022 IEEE 23rd International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM), pp. 464-470, June 2022.
- [52] G. Álvarez, J. A. Fraire, K. A. Hassan, S. Céspedes, and D. Pesch, “Uplink Transmission Policies for LoRa-Based Direct-to-Satellite IoT,” IEEE Access, vol. 10, pp. 72687-72701, July 2022.
- [53] A. Maleki, H. H. Nguyen, E. Bedeer, and R. Barton, “D2D-aided LoRaWAN LR-FHSS in Direct-to-Satellite IoT Networks,” arXiv:2212.04331, Dec. 2022.
- [54] K. Kumazawa, H. Okada, M. Matsui, K. Tategami, D. Goto, K. Itokawa, F. Yamashita, and M. Katayama, “Transmission Control Considering Different Available Channels for CRDSA/IRSA in Satellite IoT Systems,” IEEE Access, vol. 11, pp. 135377-135384, Nov. 2023.
- [55] I. Ali, N. Al-Dhahir, and J. E. Hershey, “Doppler characterization for LEO satellites,” IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 3, pp. 309-313, March 1998.
- [56] N. BniLam, J. Steckel, and M. Weyn, “Synchronization of Multiple Independent Sub-Array Antennas for IoT Applications,” in Proc. 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), pp. 1-5, April 2018.
- [57] M. Zhou, X. Ma, P. Shen, and W. Sheng, “Weighted Subspace-Constrained Adaptive Beamforming for Sidelobe Control,” IEEE Communications Letters, vol. 23, no. 3, pp. 458-461,

- March 2019.
- [58] R. Kataoka, K. Nishimori, T. Hiraguri, N. Honma, T. Seki, K. Hiraga, and H. Makino, "Analog Decoding Method for Simplified Short-Range MIMO Transmission," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E97-B, no. 3, pp. 620-630, March 2014.
- [59] 3GPP LTE, [Online]. Available: <http://www.3gpp.org/article/lte>
- [60] K. Hiraga, T. Seki, K. Nishimori, K. Nishikawa, I. Toyoda, and K. Uehara, "Analyses of Antenna Displacement in Short-Range MIMO Transmission over Millimeter-Wave," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E94-B, no. 10, pp. 2891-2895, Oct. 2011.
- [61] W. L. Stutzman, "Estimating Directivity and Gain of Antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, no. 4, pp. 7-11, Aug. 1998.
- [62] 細矢良雄 (監修), "電波伝搬ハンドブック," リアライズ理工センター, Jan. 1999.
- [63] F. Bohagen, P. Orten, and G. E. Oien, "Design of Optimal High-Rank Line-of-Sight MIMO Channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 1420-1425, April 2007.
- [64] F. Bohagen, P. Orten, and G. E. Oien, "Optimal Design of Uniform Rectangular Antenna Arrays for Strong Line-of-Sight MIMO Channels," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, Article ID 45084, Aug. 2007.
- [65] R. Kataoka, K. Nishimori, K. Hiraga, K. Takai, K. Sakamoto, and T. Seki, "Simple decoding method for short range MIMO transmission," *IEICE Technical Report*, vol. 111, no. 376, pp. 153-158, Jan. 2012.
- [66] 吉野石膏株式会社, 一般的な壁工法, [Online]. Available: <https://yoshinogypsum.com/method/%E4%B8%80%E8%88%AC%E7%9A%84%E3%81%AA%E5%A3%81%E5%B7%A5%E6%B3%95%E6%9C%A8%E9%80%A0%E4%B8%8B%E5%9C%B0>
- [67] 一般社団法人電波産業会, "小電力データ通信システム/60GHz 帯超高速スループットワイヤレス LAN システム," *ARIB STD-T117*, Ver. 1.0, Sep. 2016.
- [68] I. Sarris and A. R. Nix, "Design and Performance Assessment of High-Capacity MIMO Architectures in the Presence of a Line-of-Sight Component," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 4, pp. 2194-2202, July 2007.
- [69] F. Reichenbach and D. Timmermann, "Indoor Localization with Low Complexity in Wireless Sensor Networks," *2006 4th IEEE International Conference on Industrial Informatics*, pp. 1018-1023, Aug. 2006.
- [70] C. Laurendeau and M. Barbeau, "Centroid Localization of Uncooperative Nodes in Wireless Networks Using a Relative Span Weighting Method," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2010, Article ID 567040, Nov. 2009.
- [71] Mentor Graphics. The IE3D™ electromagnetic design.
- [72] J. Eilert, D. Wu, and D. Liu, "Efficient Complex Matrix Inversion for MIMO Software Defined

- Radio,” Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2007 (ISCAS 2007), pp. 2610-2613, May 2007.
- [73] M. Anteur, V. Deslandes, N. Thomas, and A.-L. Beylot, “Ultra Narrow Band Technique for Low Power Wide Area Communications,” in Proc. IEEE Glob. Commun. Conf. (GLOBECOM), pp. 1-6, 2015.
- [74] R. L. Riegler and R. T. Compton, “An Adaptive Array for Interference Rejection,” in Proc. of the IEEE, vol. 61, no. 6, pp. 748-758, June 1973.
- [75] 菊間信良, “アダプティブアンテナ技術,” 株式会社オーム社, 2003.
- [76] 平川満, 山本剛史, 岡田洋侍, 杉本充生, “Mobile WiMAX 上り回線用アダプティブアレーの開発,” 住友電気テクニカルレビュー, no. 174, pp. 37-44, Jan. 2009.
- [77] J. R. Treichler and B. G. Agee, “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals,” IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 31, no. 2, pp. 459-472, April 1983.
- [78] Y. Fujino, D. Uchida, T. Fujita, O. Kagami, and K. Watanabe, “A Subspace Estimation Method based on Eigenvalue Decomposition for Multi-Target Constant Modulus Algorithm,” in Proc. IEEE WCNC 2007, pp.1232-1236, March 2007.
- [79] B. G. Agee, “Blind Separation and Capture of Communication Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer,” in Proc. 1989 IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, Oct. 1989.
- [80] 京セラコミュニケーションズシステム株式会社, “端末設備等の接続の技術的条件,” [Online]. Available: <https://www.kccs.co.jp/sigfox/solution/product/certifications/>
- [81] ソニーセミコンダクタソリューションズ株式会社, “低消費電力広域 (LPWA) 通信規格対応通信モジュール,” [Online]. Available: <https://www.sony-semicon.com/ja/eltres/module.html>
- [82] Ministry of Internal Affairs and Communications, “Technical Requirements for Upgrading of Low-power Radio Stations in 920 MHz Band,” Partial Report from Information and Communications Council, Jan. 2020.
- [83] 景山知哉, 坂元一光, 藤野洋輔, 糸川喜代彦, 山下史洋, “920MHz 帯衛星 IoT プラットフォームにおけるドップラーシフト推定に関する一検討,” 信学会総合大会, B-3-13, March 2021.
- [84] I. Ali, N. Al-Dhahir, and J. E. Hershey, “Doppler characterization for LEO satellites,” IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 3, pp. 309-313, March 1998.
- [85] Y. Fu, “Real-Time Parameter Optimization of LoRa for LEO Satellite Communication,” in Proc. 2021 4th International Conference on Information Communication and Signal Processing (ICICSP), pp. 543-546, 2021.

- [86] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization For OFDM," IEEE Transactions on Communications, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [87] M. Shimizu, K. Hiraga, K. Sakamoto, T. Seki, T. Tsubaki, H. Toshinaga, and T. Nakagawa, "The New Public Phone Service -Non Contact Ultra High Speed Contents Download," IEEE 11-14/0131r1, Jan. 2014.
- [88] K. Hiraga, K. Sakamoto, T. Seki, T. Tsubaki, H. Toshinaga, and T. Nakagawa, "Transmission performance of short-range MIMO in 60-GHz band," IEEE 802.15-14-0300-00-003d, May 2014.
- [89] K. Hiraga, D. Lee, K. Sakamoto, T. Tsubaki, and M. Shimizu, "3e proposal," IEEE 802.15-15-0475-00-003e, July 2015.
- [90] IEEE 802.11ay-2021, "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 2: Enhanced Throughput for Operation in License-exempt Bands above 45 GHz," July 2021.
- [91] IEEE 802.15.3e-2017, "IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks Amendment 1: High-Rate Close Proximity Point-to-Point Communications," June 2017.
- [92] 日本電信電話株式会社ニュースリリース, "低軌道衛星 MIMO 技術を活用した衛星センシングプラットフォームの軌道上実証への挑戦 ～全世界あらゆるものが繋がる超広域省電力センシング環境の実現に向けて～," Feb. 2023, [Online]. Available: <https://group.ntt.jp/newsrelease/2023/02/10/230210a.html>
- [93] 糸川喜代彦, 五藤大介, 小島康義, 須崎皓平, 坂元一光, 藤野洋輔, 山下史洋, 加藤智隼, 中台光洋, 谷島正信, "低軌道衛星 MIMO 技術を活用した 920MHz 帯衛星 IoT プラットフォームにおける軌道上実証高度化提案," 第 67 回宇宙科学技術連合講演会, OS19-2, 2B06, Oct. 2023.

謝辞

本論文は、筆者が九州大学 大学院システム情報科学府 情報知能工学専攻 博士後期課程の在学中、および日本電信電話株式会社 NTT 未来ねっと研究所において行った研究成果をまとめたものです。本論文を作成するにあたり、大変多くの方々に支えていただきました。

社会人博士を快く受け入れていただくとともに、多くのご指導を頂いた 現 PicoCELA 株式会社 古川 浩 氏に深く感謝いたします。指導教官を前任者から引き継いでいただき、研究についてのご指導は勿論、本論文を作成するにあたって細部にわたりご指導を頂いた 九州大学 大学院システム情報科学研究院 情報知能工学部門 教授 牟田 修 先生に深く感謝申し上げます。論文説明会等を通して貴重なご意見を頂いた 九州大学 大学院システム情報科学研究院 情報知能工学部門 教授 荒川 豊 先生、同研究院 情報学部門 准教授 實松 豊 先生に深く感謝いたします。

筆者が NTT 未来ねっと研究所に入社以来、第 2 章および第 3 章の研究について多くのご指導を頂くとともに、研究者としての心構えを一からご指導いただいた 現 岡山大学 大学院環境生命自然科学研究科 教授 上原 一浩 氏、現 鳥取大学 大学院工学研究科 情報エレクトロニクス専攻 教授 中川 匡夫 氏に深く感謝いたします。広い視野で様々なご助言と多大なご支援を頂いた 元 NTT 未来ねっと研究所 ワイヤレスシステムイノベーション研究部 適応信号処理研究グループ 主任研究員 関 智弘 氏、研究の進め方について日々熱心にご指導いただいた 同研究所 波動伝搬研究部 担当課長 平賀 健 氏、研究を遂行するにあたり多くのご協力を頂いた 現 東京理科大学 工学部 電気工学科 助教 新井 麻希 氏に深く感謝申し上げます。共同研究で多くの有益なご討論を頂いた 元 新潟大学 工学部 研究教授 西森 健太郎 先生に深く感謝いたします。

第 4 章の研究を遂行するにあたり、研究についてのご指導は勿論、研究者および技術者としての視野を広げていただくとともに、日々の業務の合間に博士号取得に向けて活動することを暖かく応援していただいた NTT 未来ねっと研究所 所長 赤羽 和徳 氏、同研究所 波動伝搬研究部 部長 鈴木 賢司 氏、同研究部 空間伝搬応用研究グループ グループリーダー 藤野 洋輔 氏に深く感謝申し上げます。研究遂行にあたり多大なご協力を頂いた NTT アクセスサービスシステム研究所 無線エントランスプロジェクト プロジェクトマネージャ 山下 史洋 氏、同研究所 主任研究員 糸川 喜代彦 氏、主任研究員 小島 康義 氏、主任研究員 五藤 大介 氏、研究主任 宮武 遼 氏、NTT 未来ねっと研究所 フロンティアコミュニケーション部 担当課長 片山 陽平 氏、同研究所 波動伝搬研究部 空間伝搬応用研究グループ 主任研究員 須崎 皓平、同研究グループ 高橋 昌希 氏、伊藤 智哲 氏、同研究部 超

高速ロスレス伝送研究グループ 景山 知哉 氏，エヌ・ティ・ティ・ブロードバンドプラットフォーム株式会社 吉澤 健人 氏に厚く御礼申し上げます。

最後に，博士後期課程への進学を理解してくれ，応援してくれた家族に深い感謝の意を表して謝辞といたします。

研究業績一覧

学術論文

- [1] K. Sakamoto, K. Hiraga, T. Seki, T. Nakagawa, and K. Uehara, “Performance Evaluation of Short-Range MIMO Using a Method for Controlling Phase Difference between Each Propagation Channel,” IEICE Transactions on Communications, vol. E96-B, no. 10, pp. 2513-2520, Oct. 2013.
- [2] K. Sakamoto, K. Hiraga, T. Seki, T. Nakagawa, and K. Uehara, “Performance evaluation of a simple decoding method for millimeter-wave short-range MIMO transmission through a wall,” IEICE Communications Express, vol. 3, no. 4, pp. 131-137, April 2014.
- [3] K. Sakamoto, M. Arai, K. Hiraga, T. Seki, T. Tsubaki, H. Toshinaga, and T. Nakagawa, “A Novel ZF-Based Fast Beamforming Method for Short-Range MIMO Transmission,” IEEE Wireless Communications Letters, vol. 4, no. 5, pp. 557-560, Oct. 2015.
- [4] K. Sakamoto and O. Muta, “Antenna position estimation based on weighted centroid localization for short-range MIMO transmission,” IEICE Communications Express, vol. 13, no. 2, pp. 14-17, Feb. 2024.
- [5] K. Sakamoto and Y. Fujino “Channel capacity evaluation of 920-MHz band IoT platform via LEO satellite,” IEICE Communications Express, vol. 13, no. 5, pp. 163-166, May 2024.
- [6] 坂元一光, 牟田修, “近距離 MIMO 伝送向け準 ZF ベース高速送信ビーム制御手法の実験評価,” 電子情報通信学会 和文論文誌(B), vol. J107-B, no. 07, pp. 371-373, July 2024.

国際会議論文

- [7] K. Sakamoto, K. Hiraga, T. Seki, T. Nakagawa, and K. Uehara, “A Method for Controlling Phase Difference between Propagation Channels for Short-range MIMO Transmission,” 2012 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), pp. 754-757, Oct. 2012.
- [8] K. Sakamoto, K. Hiraga, M. Arai, T. Seki, T. Tsubaki, H. Toshinaga, and T. Nakagawa, “Broadband Transmission Performance and Antenna Displacement Tolerance in 4x4 Short-Range MIMO Simple Decoding,” 2015 European Microwave Conference (EuMC), pp. 203-206, Sep. 2015.

研究会論文

- [9] 坂元一光, 平賀健, 新井麻希, 関智弘, 椿俊光, 俊長秀紀, 中川匡夫, “近距離 MIMO 簡易受信復号方式の広帯域伝送特性および位置ずれ耐性の実験評価,” 信学技報, vol. 114, no. 245, AP2014-121, pp. 73-78, Oct. 2014.
- [10] 坂元一光, 平賀健, 新井麻希, 関智弘, 椿俊光, 俊長秀紀, 中川匡夫, “〔依頼講演〕近距離 MIMO 伝送における手ぶれ補償のための高速送信ウェイト生成法の提案,” 信学技報, vol. 114, no. 450, AP2014-203, pp. 89-94, Feb. 2015.
- [11] 坂元一光, 景山知哉, 吉澤健人, 藤野洋輔, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “920MHz 帯衛星 IoT プラットフォームにおける各 LPWA 方式の端末収容台数評価,” 信学技報, vol. 120, no. 372, SAT2020-35, pp. 35-40, Feb. 2021.
- [12] 坂元一光, 須崎皓平, 片山陽平, 藤野洋輔, 鈴木賢司, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “衛星 IoT プラットフォームに向けたドップラー変動補償型受信ビーム制御の検討,” 信学技報, vol. 122, no. 409, SAT2022-64, pp. 51-56, March 2023.
- [13] 坂元一光, 高橋昌希, 須崎皓平, 藤野洋輔, 鈴木賢司, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “ドップラー変動補償型受信ビーム制御を用いた衛星 IoT プラットフォームの端末収容台数評価,” 信学技報, vol. 123, no. 171, SAT2023-34, pp. 7-12, Aug. 2023.
- [14] 坂元一光, 藤野洋輔, “衛星 IoT プラットフォームにおける LoRa 信号向け受信ビーム制御の検討,” 信学技報, vol. 123, no. 377, SAT2023-76, pp. 82-87, Feb. 2024.
- [15] 坂元一光, 藤野洋輔, “〔招待講演〕低軌道衛星を用いた衛星 IoT プラットフォームのための受信ビーム制御技術の研究,” 信学技報, vol. 124, no. 51, IN2024-7, pp. 27-27, May 2024.

大会論文

- [16] 坂元一光, 平賀健, 関智弘, 中川匡夫, 上原一浩, “壁内マルチパス環境下におけるミリ波近距離 MIMO 伝送の特性評価,” 信学会総合大会, B-5-124, March 2012.
- [17] 坂元一光, 平賀健, 関智弘, 中川匡夫, 上原一浩, “近距離 MIMO 伝送における伝搬チャネルの位相差制御技術の検討,” 信学会ソサイエティ大会, B-5-106, Sep. 2012.
- [18] 坂元一光, 平賀健, 関智弘, 中川匡夫, 上原一浩, “伝搬チャネルの位相差制御技術を用いた近距離 MIMO 伝送の特性評価,” 信学会総合大会, B-5-168, March 2013.
- [19] 坂元一光, 平賀健, 関智弘, 椿俊光, 中川匡夫, 上原一浩, “近距離 MIMO 伝送のための

- 伝搬チャネルの位相差制御手法におけるアンテナ指向性の影響,” 信学会ソサイエティ大会, B-19-11, Sep. 2013.
- [20] 坂元一光, 平賀健, 新井麻希, 関智弘, 椿俊光, 俊長秀紀, 中川匡夫, “AD 変換前での MIMO 信号分離による ADC の所要量子化ビット数低減効果の評価,” 信学会総合大会, B-19-19, March 2014.
- [21] 坂元一光, 平賀健, 関智弘, 椿俊光, 俊長秀紀, 中川匡夫, “近距離 MIMO 簡易受信復号方式の広帯域伝送特性の実験評価,” 信学会ソサイエティ大会, B-1-144, Sep. 2014.
- [22] 坂元一光, 平賀健, 新井麻希, 関智弘, 椿俊光, 俊長秀紀, 中川匡夫, “近距離 MIMO 伝送における手ぶれ補償のための高速ウェイト生成手法の検討,” 信学会総合大会, B-1-204, March 2015.
- [23] 坂元一光, 新井麻希, 関智弘, 古川浩, “近距離 MIMO 用高速ウェイト生成法における ZF ウェイト生成周期の検討,” 信学会総合大会, B-1-174, March 2016.
- [24] 坂元一光, 吉澤健人, 藤野洋輔, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “衛星 IoT における 920MHz 帯 IoT 端末の通信エリア評価,” 信学会ソサイエティ大会, B-3-10, Sep. 2020.
- [25] 坂元一光, 景山知哉, 吉澤健人, 藤野洋輔, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “920MHz 帯衛星 IoT プラットフォームにおける狭帯域 LPWA 方式の端末収容台数評価,” 信学会総合大会, B-3-12, March 2021.
- [26] 坂元一光, 須崎皓平, 片山陽平, 藤野洋輔, 鈴木賢司, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “衛星 IoT プラットフォーム軌道上実証実験に向けた受信感度及び通信エリアの評価,” 信学会ソサイエティ大会, B-3-2, Sep. 2022.
- [27] 坂元一光, 須崎皓平, 片山陽平, 藤野洋輔, 鈴木賢司, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “衛星 IoT プラットフォームに向けたドップラー変動補償型受信ビーム制御技術の検討,” 信学会総合大会, B-3-18, March 2023.
- [28] 坂元一光, 高橋昌希, 須崎皓平, 藤野洋輔, 鈴木賢司, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “衛星 IoT プラットフォームにおける LoRa 信号向け受信ビーム制御手法の検討,” 信学会ソサイエティ大会, B-3-15, Sep. 2023.
- [29] 坂元一光, 藤野洋輔, “衛星 IoT プラットフォームにおける LoRa 信号向け受信ビーム制御の通信成功率評価,” 信学会総合大会, B-3-01, March 2024.
- [30] 坂元一光, 高橋昌希, 須崎皓平, 藤野洋輔, 小島康義, 糸川喜代彦, 山下史洋, “衛星 IoT プラットフォームにおける多端末収容を実現する受信ビーム制御技術の検討,” 信学会総合大会, BI-11-02, March 2024.
- [31] 坂元一光, 藤野洋輔, “低軌道衛星を用いた超広域衛星 IoT プラットフォームのための受信ビーム制御技術の研究,” 信学会ソサイエティ大会, Sep. 2024.

受賞歴

- [32] 電子情報通信学会 学術奨励賞, March 2015.
- [33] 電子情報通信学会 通信ソサイエティ ComEX Best Letter Award, May 2015.
- [34] 電子情報通信学会 衛星通信研究会 衛星通信研究賞, Aug. 2024.