複数衛星･マルチアンテナ
システムにおける
空間多重伝送方式の研究

五藤　大介

複数衛星･マルチアンテナ
システムにおける
空間多重伝送方式の研究

五藤　大介
名古屋大学大学院工学研究科

2019年

目 次

第 1 章　序論 **1**
1.1　背景 1
1.1.1　衛星通信の概要 1
1.1.2　衛星通信の大容量化 3
1.2　大容量化のための MIMO 技術 5
1.3　衛星通信への MIMO 技術適用 6
1.3.1　衛星 MIMO 技術の先行研究 6
1.3.2　本論文が想定する大容量衛星 MIMO 適用条件 8
1.3.3　本論文が着目する既存衛星 MIMO 技術 9
1.3.4　衛星 MIMO 研究動向 11
1.4　本論文の目的 12
1.4.1　マルチビーム GEO 衛星システムにおける FSS の大容量化 . . 13
1.4.2　LEO 衛星システムにおける FSS の大容量化 13
1.4.3　地上局のマルチアンテナパターン推定による取得簡易化 . . . 14
1.5　本論文の構成 14

第 2 章　衛星通信への MIMO 適用技術 **17**
2.1　はじめに 17
2.2　衛星 MIMO モデル 17
2.2.1　MIMO 伝送の定式化 17
2.2.2　マルチビーム衛星 MIMO 18
2.2.3　複数衛星 MIMO 20
2.3　本章のまとめ 22

第 3 章　複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システムの提案　23
3.1　はじめに 23
3.2　衛星 MIMO システムの概要と技術課題 23
3.2.1　システム概要 23
3.2.2　複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システム実現の課題 . . 24
3.3　送受信局における干渉補償技術の提案 29
3.3.1　送信プリコーディング 29
3.3.2　受信等化 30
3.3.3　UW 分散配置を用いたフレームフォーマット 31
3.3.4　空間フィルタと自動周波数制御 (AFC) 32
3.4　伝送容量特性評価 34
3.4.1　時間-周波数非同期環境下のチャネル推定 34
3.4.2　チャネル容量 39
3.5　まとめ 45

第 4 章　複数 LEO 衛星 MIMO(LEO-MIMO) システムの提案　47
4.1　はじめに 47
4.2　従来の LEO システム 47
4.2.1　システムモデル 48
4.2.2　周波数利用効率 50
4.3　提案 LEO-MIMO システム 50
4.3.1　システムモデル 51
4.3.2　帯域割当 · 復調の手順 54
4.3.3　周波数利用効率 55
4.4　伝送容量評価 [115] 55
4.4.1　評価条件の設定 56
4.4.2　計算機シミュレーション評価 57
4.5　衛星ビーム · 受信 UT マルチアンテナ構成の検討 60
4.5.1　LEO 衛星のビーム配置と周波数割当 61
4.5.2　受信 UT のアンテナ構成 62

4.5.3 評価条件の設定 63
4.5.4 計算機シミュレーション評価 66
4.6 まとめ 72

第 5 章 地上局マルチアンテナパターンの実測定による推定精度評価 73
5.1 はじめに 73
5.2 マルチアンテナパターンの測定方法 73
5.2.1 マルチアンテナパターン測定の課題 73
5.2.2 マルチアンテナパターンの推定 74
5.3 マルチアンテナパターン測定構成 76
5.3.1 屋外試験の構成 77
5.3.2 測定手順 79
5.4 マルチアンテナパターンの推定値の精度評価 82
5.4.1 マルチアンテナパターン推定の一例 82
5.4.2 H 偏波におけるマルチアンテナパターン比較評価 82
5.4.3 V 偏波におけるマルチアンテナパターン比較評価 85
5.4.4 14.5GHz におけるマルチアンテナパターン比較評価 85
5.4.5 2 種類のアンテナ配置におけるマルチアンテナパターン比較評価 85
5.4.6 マルチアンテナパターン推定の交差偏波識別度 (XPD) 評価 . . 90
5.4.7 マルチアンテナパターン推定の誤差評価 90
5.5 まとめ 92

第 6 章 総括 93
6.1 本研究のまとめ 93
6.2 今後の展望 94

参考文献 97

記号一覧 111

業績一覧 117

図 目 次

1.1 静止衛星と低軌道衛星の高度比較 2
1.2 衛星通信サービスの周波数とユーザスループット比較 3
1.3 3 色周波数繰り返しのイメージ 5
1.4 MIMO(Multi-Input Multi-Output) 伝送方式 6
1.5 異なる送受信局間距離における MIMO 伝送 9
1.6 衛星 MIMO 技術の文献数 (Google Scholar にて 2019 年 7 月調査結果) 12

2.1 周波数 1 色繰り返しマルチビーム MIMO 構成 18
2.2 複数衛星 MIMO 構成 20

3.1 提案する複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システム 24
3.2 従来の衛星 MIMO フレームフォーマット 28
3.3 UW 分散配置における異なる配置間隔の適用 32
3.4 提案システムにおける空間フィルタと AFC 構成 33
3.5 時間非同期環境における BER 比較 (Δf = 0Hz) 35
3.6 UW1 と UW2 の相互相関 36
3.7 分散間隔の異なる UW で BER 評価 (Δf = 0Hz) 37
3.8 AFC による周波数の追従 38
3.9 異なる UW 分散配置におけるビット誤り率比較 ($\Delta f = -2.5 \sim 2.5$kHz) 38
3.10 複数 GEO 衛星 · マルチビーム衛星 MIMO のシミュレーションモデル 40
3.11 チャネル推定の手順 40
3.12 2 基衛星 ·4 マルチビームの周波数スペクトル利用方法 41
3.13 SINR 評価 (CNR = 7 ~ 10 [dB]) 42
3.14 SINR 評価 (CNR = 10 ~ 13 [dB]) 43

3.15 チャネル容量評価 (CNR = 7 ~ 10 [dB]) 44
3.16 チャネル容量評価 (CNR = 10 ~ 13 [dB]) 45

4.1 従来LEOのダウンリンクシステムモデル(各衛星が専用の周波数チャネルに割り当てられるFDMA（ダウンリンク）) 48
4.2 提案するLEO-MIMOのダウンリンクシステムモデル（各チャネルは複数衛星による専用のSISO / MIMO帯域に割当） 51
4.3 LEO-MIMOの帯域割当から復調までのフローチャート（BSが受信UTの要求情報に基づいてSISO / MIMO帯域幅割当てを決定） . . . 54
4.4 シミュレーション検証の衛星-受信UTの位置設定 57
4.5 衛星数3の場合の12GHz（Ku帯ダウンリンク）と20GHz（Ka帯ダウンリンク）における従来および提案システムのチャネル容量のCDF比較 58
4.6 衛星数毎の12GHz（Ku帯ダウンリンク）と20GHz（Ka帯ダウンリンク）の従来および提案システムのCDF値（1%と50%）のチャネル容量比較（W=20MHz) 59
4.7 衛星数毎の12GHz（Ku帯ダウンリンク）と20GHz（Ka帯ダウンリンク）の従来および提案システムのCDF値（1%と50%）のチャネル容量比較（W=200MHz) 60
4.8 衛星のビーム割当と従来LEOシステムのサービスエリア 62
4.9 LEO-MIMOのサービスエリアとビームの周波数割当 63
4.10 LEO-MIMOシステムにおける受信UTの正方アレーアンテナ構成 . . 63
4.11 LEO衛星ビーム半径と配置 65
4.12 アンテナ素子数Kに対するアンテナパターンの半値角 66
4.13 近傍の3衛星の軌道角の確率密度関数 (Probability Density Function: PDF) 67
4.14 従来LEOとLEO-MIMOの伝送容量CDF比較(周波数12GHz，K = 625) 68
4.15 UTアンテナ数に対するダウンリンク伝送容量CDF1%値と50%値の比較 (周波数12GHz) 69

4.16 UT アンテナ数に対するダウンリンク伝送容量 CDF1%値と 50%値の比較 (周波数 20GHz) 71

5.1 距離誤差 ΔR 74
5.2 14.5 GHz における送受信機間の所要値 75
5.3 マルチアンテナ座標パラメータ 76
5.4 アンテナの実測パターン 78
5.5 アンテナパターン測定の概要図 80
5.6 受信機の合成回路 80
5.7 測定に用いるマルチアンテナ配置 81
5.8 前方アンテナによるブロッキングの影響 81
5.9 アンテナ配置 1· 周波数 14GHz·H 偏波におけるマルチアンテナ推定パターン 83
5.10 14GHz·H 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較 . . 84
5.11 14GHz·V 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較 . . 86
5.12 14.5GHz·H 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較 . 87
5.13 アンテナ配置 2·14GHz·H 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較 88
5.14 アンテナ配置 3·14GHz·H 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較 89
5.15 14GHz·H 偏波のマルチアンテナの XPD パターンの推定値と実測値の比較 ($-5^\circ \sim 5^\circ$) 90
5.16 推定誤差の累積密度関数 (CDF) [dB] 91

表 目 次

1.1 既存衛星 MIMO の技術比較 11

3.1 シミュレーション諸元 34
3.2 シミュレーション諸元 2 39

4.1 シミュレーション諸元 56
4.2 シミュレーション諸元 2 64

5.1 測定諸元 77

第1章　序論

1.1　背景

1.1.1　衛星通信の概要

衛星通信とは，宇宙空間に打ち上げた人工衛星と地上に設置した無線局との通信であり，地上の無線局間の通信網を衛星で中継することで通信を確立することができる通信システムである．特に地上網が存在しない航空·船舶等や，地上のモバイル通信インフラが未発展の山間部·離島等の僻地での通信インフラとして必要不可欠な存在となっている．また一時的な通信手段を設置場所に依存することなく構築できることから，通信手段が途絶えてしまった災害現場での非常用通信手段としても重要な通信インフラである．

衛星通信は，その軌道によって通信の特色が大きく異なる．図 1.1 に各軌道の衛星の伝搬時間および自由空間伝搬損失の比較図を示す．衛星通信で主流となっている静止衛星 (Geostationary Earth Orbit: GEO) は，地上から約 36,000km の高度の静止軌道で地球の自転と同じ速度で周回することで，地上から見てほぼ同じ位置に衛星を配置することが可能となる．しかしながら，伝搬距離が大きいために自由空間伝搬損失が大きく，通信の所要電力が大きくなる．また，伝搬遅延が大きいために即応性が求められる通信に不向きであるという特徴がある．さらに高緯度地域では仰角が低くなるため，障害物によるブロッキングの問題が生じる．実用例として英国のインマルサット社の Inmarsat-5 は，3 機の衛星を用いた Ka 帯サービスにより，地球全土で Global Xpress サービスを展開している [1].

これに対し，非静止衛星である低軌道衛星 (Low Earth Orbit: LEO) および中軌道衛星 (Middle Earth Orbit: MEO) は，それぞれ高度約 700km-1500km 程度および 10,000km 程度を周回する衛星である．これらの衛星システムは，GEO 衛星と比較し

		低軌道衛星（LEO）		中軌道衛星（MEO）	静止衛星（GEO）	長楕円軌道（HEO）	
高度 [km]		700	1,500	10,000	36,000	500	40,000
伝搬時間 [msec]		2	5	30	120	1.6	130
自由空間伝搬損失 [dB]	14GHz帯	172.3	178.9	195.4	206.5	169.3	207.4
	30GHz帯	178.9	185.5	202.0	213.1	176.0	214.0

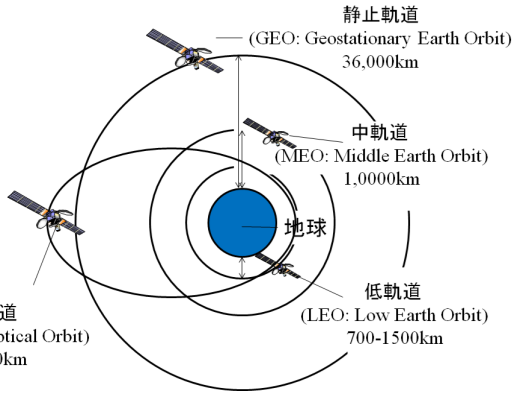


図 1.1: 静止衛星と低軌道衛星の高度比較

て伝搬距離が小さいために自由空間伝搬損失が小さくなり，通信の所要電力が小さくなる特徴がある．また伝搬遅延が小さいことから，低遅延が要求される通信に適用が可能である．しかし，地上から見て常時位置が変動するため，地上局では衛星を追跡するシステムが必要となる．また，サービスエリアで連続的な通信を提供するために，複数の衛星を用いた運用が必要となる．LEO の実用例としてはイリジウム (高度 780km にて 66 機の LEO 衛星を展開)，グローバルスター (高度 1400km にて 52 機の LEO 衛星を展開)，MEO の実用例は ICO (高度 10,355km にて 12 機の MEO 衛星を展開) などが挙げられる [2–4].

長楕円軌道 (Highly Elliptical Orbit: HEO) は，高度約 500km から約 40,000km までの長楕円軌道を周回する衛星である．高度は GEO 以上になるために，自由空間伝搬損失や伝搬遅延量は大きいが，遠地点では地上局からは衛星の移動速度は緩やかに見えるために観測時間が長くなる．また高緯度地域においても高仰角に衛星を位置することが可能となる．HEO の実用例は，衛星測位システムである準天頂衛星「みちびき」が挙げられる [5].

以上のような内容から，衛星通信一つをとっても，各軌道の衛星の仕様を基に様々な特色を持ち，地上サービスの要求条件に応じた利用がなされている．

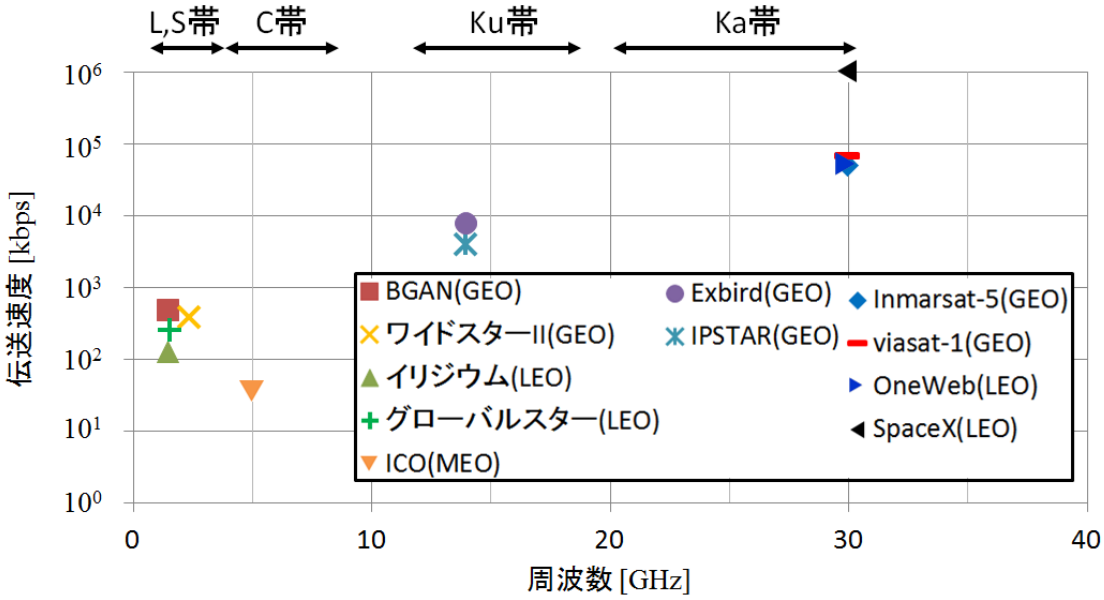


図 1.2: 衛星通信サービスの周波数とユーザスループット比較

1.1.2 衛星通信の大容量化

ブロードバンド無線通信の需要拡大により，大容量衛星通信が必要とされている．図 1.2 は，既存の衛星通信サービスの周波数に対するユーザ単体のスループット (ユーザスループット) の比較表を示す．GEO 衛星システムであるインマルサット社の BGAN [6]，NTT ドコモ社のワイドスター II [7]，MEO 衛星である ICO，LEO 衛星システムであるイリジウム社の IRIDIUM [2]，グローバルスターなどは，1GHz 帯 (L 帯) や 2GHz 帯 (S 帯)，または 5GHz 帯 (C 帯) といった周波数を利用している．これらのシステムは，ユーザ端末はハンドヘルド型のような小型端末で．スループットは数百 kbps 程度であり，比較的小容量の通信システムである．

これと比較して，高周波数帯である 12 GHz~14 GHz (Ku 帯) や 20 GHz~30 GHz (Ka 帯) は広帯域を確保できるため，大容量衛星通信サービスを提供可能としている．このような周波数帯は端末も大型化するため，主に車載や船舶，航空用途に利用される．特に船舶·航空機 Wi-Fi サービスの普及に伴い，そのバックホール回線として

多用されている衛星通信サービスの大容量化のニーズがますます高まっていると言える．Ku 帯においては，国内ではスカパー JSAT 社が Exbird を，タイのタイコム社が IPSTAR を提供している [8]．Ka 帯においては，前述の Inmarsat-5 が，航空機·船舶向けにダウンリンク (基地局から端末局までの伝送路)50Mbps，アップリンク (端末局から基地局までの伝送路)5Mbps の大容量衛星通信サービスを展開している [1]．Viasat 社の Viasat-1 は，北米向けの Ka 帯衛星通信サービスであり，システム全体のスループット (システムスループット) は 140Gbps，ユーザスループットは航空機向けにダウンリンク 70Mbps，アップリンク 2.5Mbps のサービスを展開している [9]．LEO 衛星に関しても，OneWeb や SpaceX といった事業者が，Ku 帯や Ka 帯を用いた大容量 LEO 衛星サービスを展開する計画を立てている [10]．このように，衛星通信サービスは高周波数帯になるにしたがって大容量化していることがわかり，1.1 節で説明した衛星軌道よりも，サービス提供する周波数帯に依存することが分かる．

また，衛星通信の更なる大容量化として注目されているハイスループット衛星 (High Throughput Satellite: HTS) は，従来の衛星通信システムに比べて非常に高スループットの伝送を実現することを目的とした次世代衛星通信である．HTS では，Ku 帯，Ka 帯といった帯域の利用はもちろん，衛星-基地局間のフィーダリンクにおいて 33 GHz~50 GHz (Q 帯) や 50 GHz~75 GHz (V 帯) といったさらに高い周波数帯を利用することが検討されている [11–14]．さらにカバレッジの狭い局所的なビーム (スポットビーム) を複数並べることで，独立したサービスエリアを広範囲に多数形成する「マルチビームシステム」を，通常よりも高密度に多数配置することで，周波数利用効率向上を実現している．マルチビームシステムにおいては，干渉が生じない離れたスポットビームエリア間で同一周波数を再利用する「周波数繰り返し」を採用することで，システム容量を高めることが可能である．例えば，図 1.3 に示すように，帯域を 3 つの周波数帯域に分類し，隣接ビーム間で同じ周波数とならないようビーム毎に割り当てられる 3 色繰り返しは，システム容量を高めるための既知の手法である．

このように，現状でも様々な衛星通信サービスにおいて大容量化が検討されているものの，今後の更なる大容量化を見据えると，周波数帯域が枯渇することが懸念される．HTS のように Q 帯や V 帯といった高周波数帯域の利用が検討されているものの，降雨時の減衰が激しいために，フィーダリンクにおいて遠隔に配置した複数

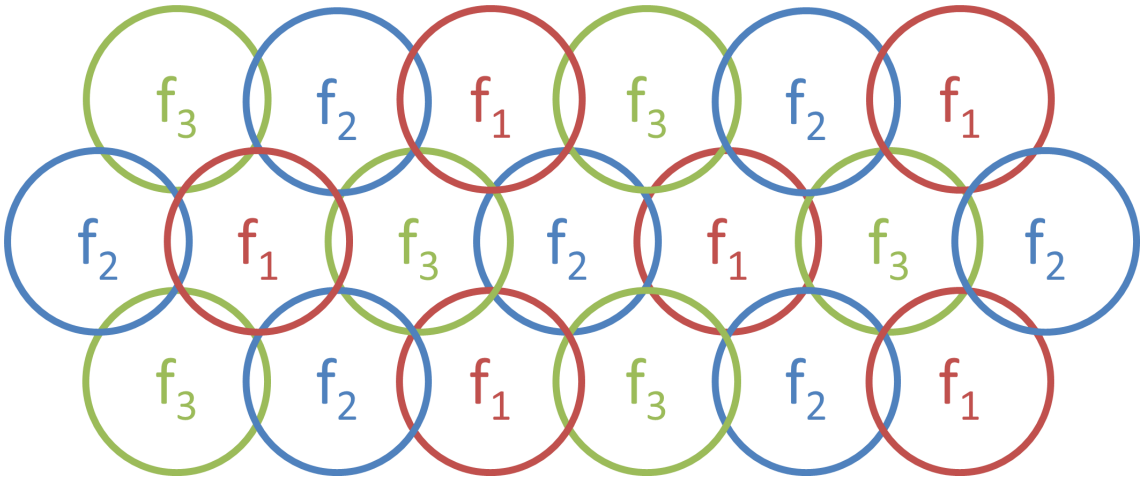
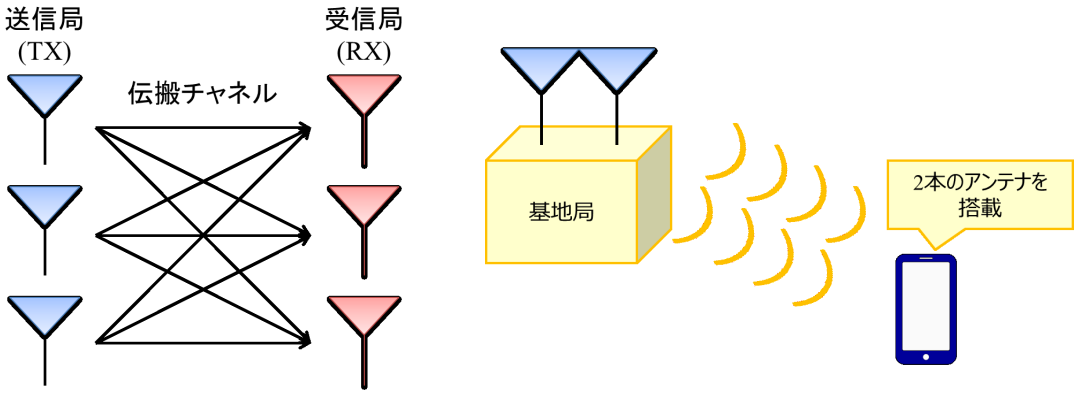


図 1.3: 3 色周波数繰り返しのイメージ

の基地局アンテナを用いたサイトダイバーシティの利用を前提としている．よって，衛星-ユーザ端末間の通信であるサービスリンクでの利用ではダイバーシティを利用することができず，困難であるとされている [12]．システム全体の大容量のためにはサービスリンクの大容量化も重要であるため，サービスリンクで運用が可能な周波数帯において周波数利用効率を向上することが必要となる．

1.2　大容量化のための MIMO 技術

無線通信の周波数利用効率向上のニーズに応えるために，様々な技術検討されている中，Multi-Input Multi-Output (MIMO) が主流技術の一つであるとされている [15–20]．この技術は図 1.4(a) のように，送受信機において複数のアンテナを使用することによって，追加の帯域幅を拡張することなくチャネル容量を改善することができる．地上サービスでは，WLAN，WiMAX，LTE などで，主に図 1.4(b) に示すような基地局-端末間の通信において，MIMO 適用によるマルチストリーム伝送 (複数の信号を同時に伝送) が採用されたことで，大幅な通信容量の向上がなされている [21–23]．MIMO 技術は，送受信機の各アンテナを結ぶ伝搬路が独立した特性を



(a) MIMO 伝送のイメージ　　(b) 地上無線通信での MIMO 適用例 [23]

図 1.4: MIMO(Multi-Input Multi-Output) 伝送方式

持つほど伝送容量が向上することが分かっている．チャネルの独立特性の指標を表すものをチャネル相関といい，チャネル相関が小さいほどアンテナ毎のチャネルが独立性を持つ．無線通信の伝搬路において，障害物による複数の反射波が異なる伝搬路から到来するマルチパス波が支配的な「マルチパスリッチ環境」のようなチャネルでは，伝搬路によって異なるフェージング特性を持つことからチャネル相関が小さくなりやすい傾向にある．このようなチャネルでは，送受信機のアンテナ数に応じてチャネル容量は線形に増加することが期待できる [24].

1.3　衛星通信への MIMO 技術適用

1.3.1　衛星 MIMO 技術の先行研究

衛星通信に MIMO を適用する場合，想定される衛星システム形態のチャネル特性を明確にする必要がある．衛星通信のシステム形態を大きくわけると，固定設置された地上局において利用される固定衛星通信 (Fixed Satellite Systems: FSS) と，衛星携帯電話や車載衛星通信といった移動局において利用される移動衛星通信 (Mobile Satellite Systems: MSS) によってチャネル特性が異なり，衛星 MIMO 技術も各システムの特性に応じた方法を検討する必要がある [15].

FSS は，Ku 帯や Ka 帯といった 10 GHz 以上の高周波数での利用が想定されてお

り，対流圏で発生するフェージングによる影響の考察がなされている [25–27]．特にこのような周波数帯は，電波は雨や雪による散乱と吸収の影響を大きく受け，減衰量は dB 単位で周波数の 2 乗と比例する低速なフラットフェージング過程となる [28]．また，雲や霧による減衰係数の予測モデルについての言及もなされている [29]．その他にも降雨フェージングによる動的なチャネル変化の確率モデルの確立や，対流圏シンチレーションの影響の考察もなされている [28, 30–34]．FSS で MIMO 技術を適用する場合，上記のようなチャネル特性が MIMO チャネル間の独立性に寄与するかが焦点となる．このシステムでは，高周波数帯であることと，広帯域通信が想定されるため，地上局において高いアンテナ利得が得られる．そのため，アンテナ径の大きい指向性アンテナの利用が一般的であり，衛星からの直接波成分が優位のチャネルとなる．ダイバーシティ技術としては，地球局のアンテナを離れた場所に複数配置することで降雨減衰の対策をとるサイトダイバーシティ技術が提案されている [35–38]．また，軌道の異なる複数衛星によるダイバーシティ技術の提案がなされている [39–41]．複数衛星による MIMO 伝送に関しては，LOS 環境においてアンテナ配置の幾何学的な観点での伝送容量評価の考察がなされている [42–46]．また，降雨フェージングの影響を考慮した検討もなされている [47–50]．距離が離れた複数のユーザへの伝送路は低相関チャネルとなることから，マルチユーザ伝送における MIMO 伝送への適用が検討されている [51–57]．また，電場の振動方向が地面に対して垂直方向である垂直偏波 (Vertical Polarization: 以下，V 偏波) と，水平方向である水平偏波 (Horizontal Polarization: 以下，H 偏波) を多重して送信する偏波 MIMO 伝送方式の検討がなされている [58, 59]．

MSS に関しては，L 帯や S 帯といった低周波数帯における端末の移動の影響を考慮した伝搬モデルとなる．このような帯域では，固定衛星通信にような対流圏での散乱モデルの影響はなくなる．特に都市環境における低仰角の衛星からの伝搬は，信号の成分としては直接波成分とマルチパス成分が通信に大きな影響を与える [60]．伝搬モデルに関しては，実験的なアプローチから MSS の狭帯域および広帯域通信を想定した時間分散モデルの検討がなされている [61, 62]．チャネルモデルの時間変動に関しては，移動速度やマルチパス，シャドーイングの状況に応じて様々なアプローチがなされている [63–84]．MSS における衛星 MIMO 適用の検討は，円偏波伝送への適用が大多数である．円偏波は，V·H 偏波の位相差を 90° つけることで伝送する

方式であり，右回転に伝搬する右旋円偏波 (Right Hand Circular Polarization: RHCP) と左回転の左旋円偏波 (Left Hand Circular Polarization: LHCP) が存在する．移動衛星通信システムでは，L~S 帯での低仰角からの衛星通信チャネルにおける右旋 · 左旋の両円偏波を多重する方法によって，円偏波ダイバーシティを利用した検討がなされている [85–104].

1.3.2 本論文が想定する大容量衛星 MIMO 適用条件

以上のような FSS および MSS での検討がある中，本論文では，地上局において高アンテナ利得が得られる指向性アンテナを利用した大容量衛星通信システムを想定した MIMO 適用検討を行う．このような地上局は，大型アンテナを固定設置して利用する FSS に該当するが，直径 1m 程度のアンテナを利用した VSAT(Very Small Aperture Terminals) システムという移動体衛星通信システムにも適用されている [105].

指向性アンテナを用いた衛星 MIMO 通信では，屋外での見通し (Line-Of-Sight: LOS) 環境での通信であることと，反射波によるマルチパスの影響が小さいことから，直接波が支配的なチャネル特性となる [106]．このため伝搬路は地上無線のものと大きく異なり，マルチパスリッチ環境を想定した MIMO 伝送の低相関チャネルの形成が困難である [107].

LOS 環境での MIMO 伝送では，複数の送信アンテナから 1 つの受信アンテナ，または 1 つの送信アンテナから複数の受信アンテナに到達する信号の到来角差が大きいほど，チャネル相関を下げられる可能性が高くなる．図 1.5 には，LOS 環境における送受信局間距離の異なる MIMO 伝送路の様子を示す．アンテナ間距離に対して送受信間距離が大きくなると，複数の送信アンテナからの信号間の到来角差が小さくなることが分かる．ここで，単一衛星-単一ユーザ端末において複数アンテナを利用した MIMO 伝送であるシングルユーザ MIMO(Single User MIMO: SU-MIMO) を適用した場合，各局のアンテナ間距離が概ね 1m 程度であるのに対して，LEO 衛星だと 1,000km 程度，GEO 衛星だと 36,000km 程度の伝搬距離となり，アンテナ間距離に比べて多大な伝搬距離であることが分かる．この場合，複数送信アンテナからの到来角差がほぼ 0 に等しくなる．以上のような特徴から，衛星 MIMO 伝送における SU-MIMO はチャネル相関が高くなり，周波数利用効率向上は見込めない．

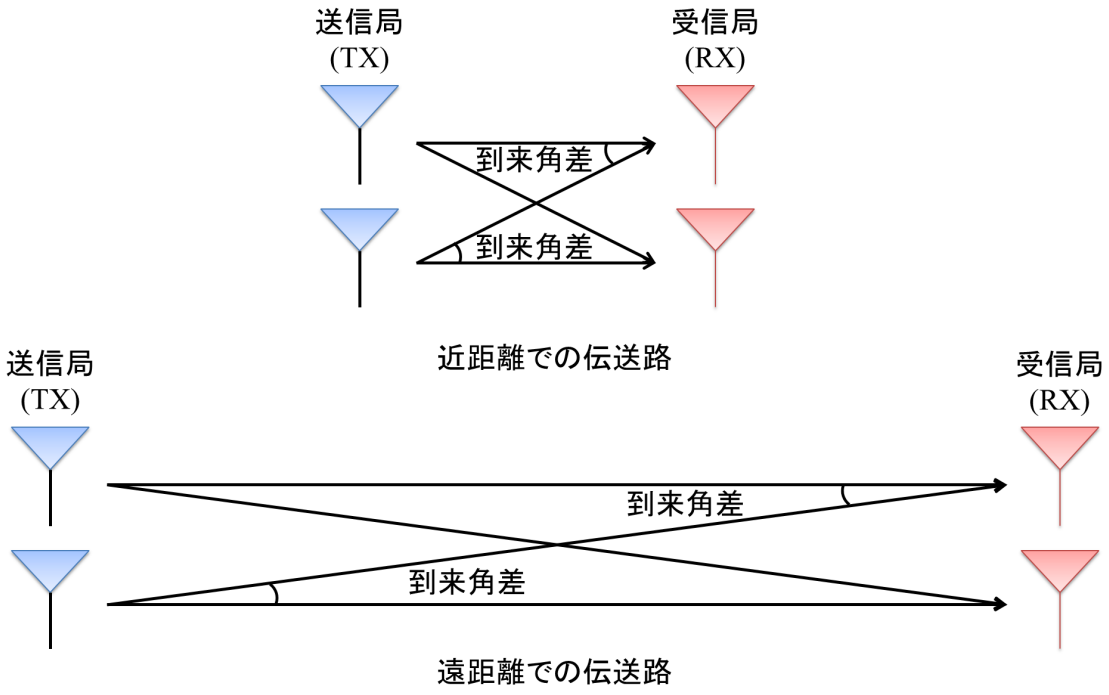


図 1.5: 異なる送受信局間距離における MIMO 伝送

1.3.3　本論文が着目する既存衛星 MIMO 技術

本論文で想定する条件において，適用可能な既存衛星 MIMO 技術を説明する．衛星-地上局間通信において低相関 MIMO チャネルが形成されるケースとして，以下の 3 例の衛星 MIMO 技術が存在する．

1. 衛星偏波 MIMO 技術
2. マルチビーム衛星 MIMO 技術
3. 複数衛星 MIMO 技術

1. 衛星偏波 MIMO 技術は，前述の直交する V 偏波と H 偏波を多重して伝送する偏波多重方式の一つである．偏波 MIMO は送受信機でそれぞれ V·H 両偏波のアンテナを所有し，それぞれの偏波から異なる信号を送受信することで，2 倍のスループット

向上効果が得られる．偏波 MIMO 技術を用いることで，電子的に送受信機間の偏波軸を合わせることができ，さらに等化処理を行うことで，衛星において各偏波で異なる局部発振器を使用していたことによって周波数誤差が生じる環境でも，両偏波の信号を分離することが可能となる [58,59]．この場合 V 偏波と H 偏波の 2×2MIMO の形態をとることが考えられるため，衛星 MIMO 技術の一種として検討がなされている．

2. マルチビーム衛星 MIMO 技術は，マルチビーム衛星の大容量化技術である．1.1.2 節で述べた HTS の例にもあるように，大容量衛星にはマルチアンテナを搭載し，サービスエリアに 3 周波数繰り返しのマルチビームを形成することで，システムスループットの向上を行うことが一般的である [108–110]．これに対し，マルチビーム衛星 MIMO 技術は，本システムを 1 周波数繰り返しで利用し，複数の地上局に同時に送信することで，仮想的に複数の受信アンテナを所有する受信局とみなした通信形態となる．このように送信局が複数アンテナを用いて複数ユーザに対して行う MIMO 伝送を，マルチユーザ MIMO (MU-MIMO) と呼ぶ [111]．通信対象には距離の離れた地上局を選択することで，衛星の複数の送信アンテナから各地上局への信号の到来角差をつけることができるため，低相関チャネルを形成することができる．さらに隣接ビーム間の干渉低減に MIMO 技術を適用することで，低干渉の 1 周波数繰り返しのマルチビームシステムを構築することが可能になる．この技術により，マルチビーム衛星通信の大幅な周波数利用効率の改善を図ることが可能となる．

3. 複数衛星 MIMO 技術は，複数の衛星から同一周波数で空間多重伝送を行い，複数のアンテナを所有したマルチアンテナ地上局と MIMO 伝送を行うものである [46, 106, 112]．ダウンリンクの場合，複数の衛星を経由して送信する基地局をマルチアンテナ送信局とみなすことで，送受信局間で MIMO 伝送と同等の通信形態であると考えることができる．この伝送において，離れた場所に配置された複数衛星から送信された地上局の各アンテナへの信号の到来角差をつけることができるため，低相関チャネルを形成することが可能となる．

前節までの考察を経て，表 1.1 に各衛星 MIMO 構成の比較を示す．このように，1. 偏波 MIMO は直交偏波を利用した多重伝送方式であるため，次元数が 2 に制限され，伝送容量の向上効果が限定的である．これに対し，空間多重方式である 2. マルチビーム及び 3. 複数衛星の次元数は，それぞれビーム数と衛星数に依存する．偏波

表 1.1: 既存衛星 MIMO の技術比較

	1. 偏波	**2.** マルチビーム	**3.** 複数衛星
MIMO 構成	1 衛星-1 端末 (V/H 偏波)	1 衛星 (マルチビーム) -複数端末	複数衛星 -1 端末 (マルチアンテナ)
チャネル相関	0	低	低
低相関チャネル要因	直交化	ユーザ間の長距離化	衛星間の長距離化
MIMO 次元数	2	ビーム数	衛星数

による大容量化は既存研究により 2 倍の伝送容量向上が確認されていることに対し，2. マルチビーム MIMO と 3. 複数衛星 MIMO は，次元数の自由度が高いため，大容量化に大きく寄与できることが期待できる．

1.3.4 衛星 MIMO 研究動向

図 1.6 は，Google scholar にて調査した，衛星 MIMO に関する文献投稿件数の遷移を示したものである [113]．衛星 MIMO は 2005 年に英国 · サリー大学にて複数衛星を用いた MIMO 伝送の検討 [112] を開始した例があり，その後無線分野の MIMO 研究全盛の流れを受け，件数が増加している．その中で，空間多重に関連のある研究は，大きく分けて 1. 偏波 MIMO，2. マルチビーム衛星 MIMO，3. 複数衛星 MIMO である．それぞれの件数を表すと，1. 偏波 MIMO は毎年わずかな投稿件数が存在し，23 は件数が増加している．特に 2. マルチビーム衛星 MIMO に関連する研究は著しく増加していることが分かる．これは，マルチビーム衛星 MIMO は特に欧州の宇宙研究開発に関わる企業 · 機関によって検討されている分野であり，実用化に向けて検討を進めているところが要因として挙げられる．

これに伴い，2010 年以降から年の投稿数が一定の数に増加していることが分かる．これは，2010 年に投稿された代表的な調査論文 [107] にて，衛星 MIMO に特化して様々な研究領域を分類 · 特定し，FSS，MSS，周波数帯といった条件に従って解説を

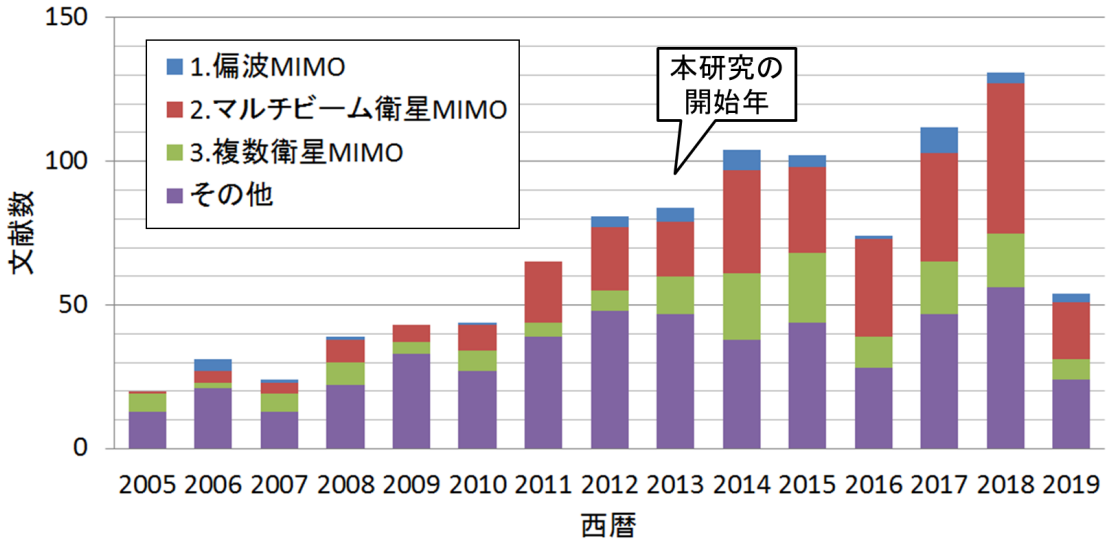


図 1.6: 衛星 MIMO 技術の文献数 (Google Scholar にて 2019 年 7 月調査結果)

行ったことで，衛星 MIMO 分野を具体化したことが大きな要因となっていることが考えられる．本論文の研究は，衛星 MIMO 研究投稿数が増え始めた 2013 年より開始している．

1.4 本論文の目的

本論文では，衛星 MIMO 技術を利用した衛星通信システムの更なる大容量化を目的とする．上記の目的を達成するために，本論文では，以下の 3 つ事項を掲げ検討していく．

- マルチビーム GEO 衛星システムにおける FSS の大容量化
- LEO 衛星システムにおける FSS の大容量化
- 地上局のマルチアンテナパターン推定による取得簡易化

本論文では，伝送容量の拡張性が高い，複数衛星およびマルチアンテナを利用した空間多重方式に着目し，GEO 衛星および LEO 衛星における各システムの大容量化について検討する．さらにこれらのシステムに共通するマルチアンテナ地上局に必要なアンテナパターン取得の簡易化に向けた推定手法の精度評価を行い，GEO 衛星および LEO 衛星における各システムへの適用の実用性について考察する．

1.4.1 マルチビーム GEO 衛星システムにおける FSS の大容量化

本論文では，まず，マルチビーム GEO 衛星システムにおける FSS の大容量化を目的に，複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システムを提案する [114]．本システムはチャネルの変動量が小さい GEO 衛星の利用を想定し，送信プリコーディングによって同一周波数マルチビーム利用を可能にするマルチビーム MIMO 技術と，異なる軌道の衛星から多重伝送を行う複数衛星 MIMO 技術を併用したシステムである．本システムの課題として，既存の MIMO 技術を組み合わせることで，複数衛星による経路長差による受信タイミング誤差と，それぞれの局部発振器による周波数誤差が同時に発生する,「時間-周波数非同期チャネル」となり，MIMO 伝送にとっては非常に劣悪な環境となる．これに対し，マルチアンテナを所有する受信端末による等化処理を適用することで，両技術の組み合わせによる特性劣化を低減することを検討する．

1.4.2 LEO 衛星システムにおける FSS の大容量化

前述の LEO 衛星は，グローバルカバレッジ化のために複数衛星によって運用している．このことを利用し，本論文では，受信端末一機あたりに対して複数衛星による MIMO 伝送を行うことで伝送容量向上を図る，複数 LEO 衛星 MIMO システム（以下，LEO-MIMO システム）を提案する [115]．想定するシステムとしては航空機，船舶，車載端末といった大型の移動体衛星通信システムであり，複数衛星からの多重伝送をマルチアンテナを所有した移動端末の信号処理によって等化する．本論文では，LEO 特有の衛星毎の異なるドップラー周波数と信号の到来遅延が生じる環境下において，複数衛星 MIMO を行うことを想定した LEO-MIMO のシステム構

成を検討する．本技術においても，マルチアンテナを所有した受信端末による等化処理が必要となる．

1.4.3　地上局のマルチアンテナパターン推定による取得簡易化

上述の複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システムおよび LEO-MIMO システムのいずれも，適切な地上局のマルチアンテナパターンが必須となる．たとえば，衛星通信を実用化するにあたり，地上局からの送信電波が別軌道において周波数を共用する他システムの衛星への干渉を与えてはいけない．このような状況を把握するため，無線通信規則 (Radio Regulation: RR) では，送信電力の指標である等価等方放射電力 (Equivalent Isotropically Radiated Power: EIRP) マスク及びアンテナ放射パターンマスクを規定が規定されており，送信時にはこのマスクを超過しないように送信電力を設定する必要がある．衛星 MIMO 技術で必要とされるマルチアンテナを用いた地上局は，マルチアンテナパターンの取得が必要となる．このことから本論文では，マルチアンテナパターン取得の簡易化を目的とした推定法による取得を検討し，実測値との誤差を実証することで，精度を確認する．

1.5　本論文の構成

本論文の第 2 章以降の構成は以下の通りである．第 2 章では，MIMO 伝送の概要を述べた上で，衛星通信の MIMO 技術適用に関する解説を行う．

第 3 章では，本論文の一つ目の研究である複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システムの説明を行う．従来の MIMO 技術とは異なる，衛星 MIMO 特有の時間 · 周波数非同期環境における MIMO 伝送手法として，送信プリコーディング · 受信等化技術を提案する．計算機シミュレーションによる伝送容量特性評価を行い，従来の MIMO 技術と比較して特性が向上することを示す．

第 4 章では，もう一つの提案方式である LEO-MIMO システムの説明を行う．グローバルカバレッジを形成するために必要な複数衛星運用を利用し，複数衛星からの同時伝送を同一周波数で行うことを MIMO 技術によって可能とし，伝送容量向上を図る．LEO 特有のチャネル変動に対応するために制御信号とデータ信号を分離し

て周波数割当を行い，これらを考慮した周波数利用効率を従来のLEOシステムと比較し，特性評価を行う．

第5章では，衛星MIMO技術を実用するにあたり必要不可欠となる，地上局でのマルチアンテナパターンの取得方法に着目する．MIMOのアンテナ配置は様々であるため，全てのパラメータに基づいてアンテナパターンを取得することは困難となるため，本章ではアンテナ素子のみ実測によるパターン取得を行い，マルチアンテナパターンは計算により導出し，アレーパターンを取得することを検討する．このような推定パターンが実測パターンと誤差がないことを確認するため，大規模アンテナパターン実験を行った．2台の60cm径パラボラアンテナで周波数・偏波・アンテナ配置等のパラメータを変えて測定，比較を行い，推定パラメータの精度が高いことを確認する．

最後に，第6章において，本論文の総括を行い，今後の課題についての説明を行う．

第2章　衛星通信へのMIMO適用技術

2.1　はじめに

本章では，本論文で着目するマルチビーム衛星 MIMO 技術，複数衛星 MIMO 技術の詳細説明を行う．

2.2　衛星MIMOモデル

2.2.1　MIMO伝送の定式化

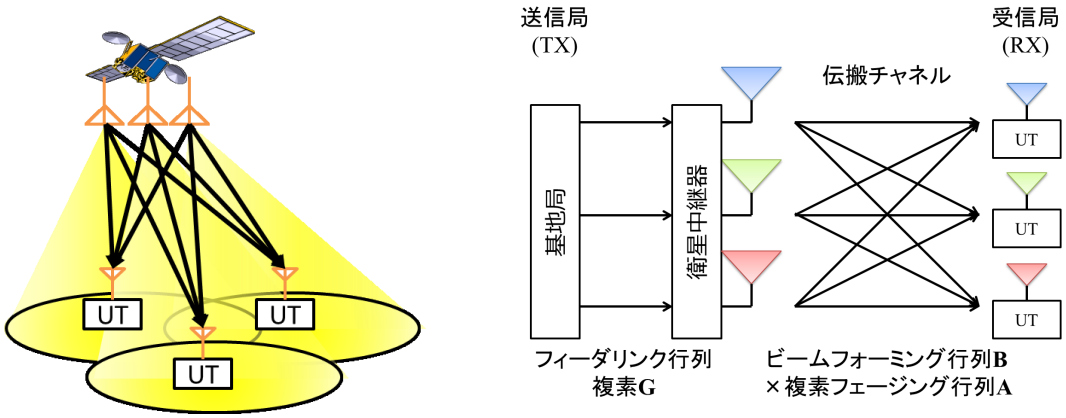
一般的に N_t 個の送信アンテナ，N_r 個の受信アンテナを用いては MIMO 伝送を行う場合，受信信号は以下のような式で表現される [15].

$$\boldsymbol{r} = \mathbf{H}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n} \tag{2.1}$$

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_{N_r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{N_t} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{pmatrix} \tag{2.2}$$

ここで，$\boldsymbol{r}$ は i 行目の受信信号成分 r_i を持つ N_r 次元の受信信号ベクトル，$\boldsymbol{s}$ は i 行目の送信信号成分 s_i を持つ N_t 次元の送信信号ベクトル，$\boldsymbol{n}$ は N_r 次元の受信機雑音ベクトルを表し，i 行目の成分 n_i は，i 番目の受信アンテナにおける独立同一分布 (independent identically distributed: i.i.d) の零分散の複素ガウス分布のランダム雑音である．チャネル行列 $\mathbf{H}$ は，$N_r \times N_t$ の行列であり，l 行 m 列のチャネル成分 h_{lm} は，m 番目の送信アンテナから l 番目の受信アンテナまでの複素チャネル成分を表す．

受信機においてチャネル行列 $\mathbf{H}$ が理想的に得られていた場合，MIMO の単位帯域あたりの伝送容量であるチャネル容量 C[bps/Hz] を決定付ける式は下記の通りとな



(a) マルチビーム MIMO 伝送　　(b) チャネルモデル

図 2.1: 周波数 1 色繰り返しマルチビーム MIMO 構成

る [15].

$$C = \log_2\left(\det\left(\mathbf{H}^H\mathbf{H}\left(\gamma_0/\left(N_t\right)\right)\right) + \mathbf{I}_{N_r}\right) \tag{2.3}$$

$(\cdot)^H$ はエルミート転置を示す．γ_0 は送受信アンテナ数が 1 の場合の信号対雑音電力比 (Signal-to-Noise power Ratio: SNR) を表す．$\mathbf{I}_{N_r}$ は，$N_r \times N_r$ の対角行列である．式 (2.3) に示すように，行列 $\mathbf{H}$ の相関行列 $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ のチャネル相関が低いこと，高 SNR であることが，MIMO の伝送容量を高める上で重要なファクタとなる．

これを踏まえ，以下にマルチビーム衛星 MIMO，複数衛星 MIMO の構成の説明を行う．

2.2.2　マルチビーム衛星 MIMO

周波数の 1 色繰り返しを用いたマルチビーム MIMO システムの概要を図 2.1 に示す [108]．図 2.1(a) のように，衛星は複数のスポットビームを形成し，各ビームで異なるロケーションにサービスエリアを形成している．基地局から各サービスエリアに存在するユーザ端末 (User Terminal: UT) に対して通信を行うダウンリンクを想定する場合，ビーム間で発生する干渉が問題となる．通常ビーム間で異なる周波数を割り当てることで干渉を回避するが，本方式では 1 周波数繰り返しによって，周波数利用効率の改善を図っている．一方，これによって隣接ビーム間干渉が発生する．

図 2.1(b) のように衛星が 3 ビームに並列伝送するための 3 アンテナから 3 機の UT に送信することを仮定すると，隣接ビーム間干渉によって各 UT は衛星の 3 アンテナから信号を受けることになる．これは図 1.4(a) で説明した 3x3 の MIMO と同様の形態となることが分かる．

基地局はチャネル推定情報を用いて UT 間の干渉をあらかじめ補償した送信プリコーディングを施すことで，低干渉で 1 色繰り返しマルチビームを実現する MU-MIMO 技術が検討されている．文献 [108] では，干渉低減の効果が最適ではないが，計算量の簡易な線形プリコーディング手法を採用している．式 (2.1) の MIMO 伝送に対するプリコーディングは以下のような式となる．

$$\boldsymbol{r} = \mathbf{H}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{n} \tag{2.4}$$

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_{N_r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{pmatrix} \tag{2.5}$$

ここで，

$$\boldsymbol{x} = \mathbf{P}\boldsymbol{s} \tag{2.6}$$

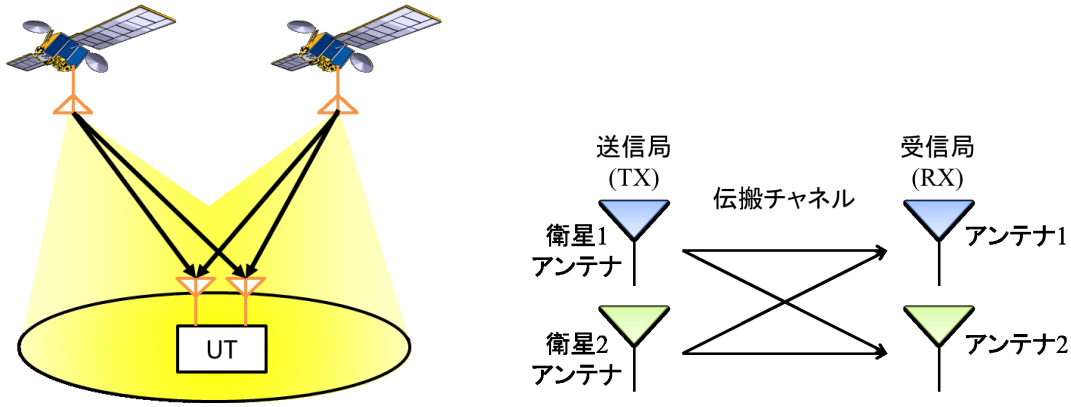
$$\begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_{11} & \cdots & p_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{N_t1} & \cdots & p_{N_tN_t} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{N_t} \end{pmatrix} \tag{2.7}$$

$\boldsymbol{x}$ は $N_t \times 1$ の送信のプリコーディング信号ベクトルである．$\mathbf{P}$ は $N_t \times N_t$ のプリコーディング行列である．

Zero Forcing (ZF) による線形プリコーディングを行う場合，行列 $\mathbf{P}$ は以下の式によって算出される．

$$\mathbf{P} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H \tag{2.8}$$

基地局においてチャネル行列 $\mathbf{H}$ を理想的に得られた場合，行列 $\mathbf{HP}$ が単位行列となることにより，ユーザ間干渉が除去された形で UT が受信することになる．この方式は，MIMO 伝送に必要な等化処理は基地局側のみでよいため，UT の回路規模増大を招くことなく，システムの周波数利用効率向上が図れる点にある．



(a) 複数衛星 MIMO 伝送　　(b) チャネルモデル

図 2.2: 複数衛星 MIMO 構成

本方式は，異なるサービスエリアに位置している複数ユーザへのマルチユーザ MIMO 伝送を想定しているため，受信アンテナ間距離が大きくなることで，チャネル相関を低下させる可能性が高まる．これにより，衛星通信への MIMO 適用による伝送容量増大を実現している．また MIMO の次元数は，ビーム数 N_t に依存することが分かる．

2.2.3　複数衛星 MIMO

複数衛星からの MIMO 伝送のイメージを図 2.2(a) に，チャネルモデルを (b) に示す [116]．偏波軸は同一とした場合の空間多重に着目した場合，衛星 1，衛星 2 から送信される信号をそれぞれ s_1，s_2 とした時，2 アンテナを所有する受信機の受信信号は式 (2.1)，(2.2) と同様になる．この場合，N_T が衛星数となる．

前述の通り，衛星通信は基本的に LOS 環境での通信となる．文献 [116] では，LOS 環境でのチャネルモデルを以下のようなライスモデルで説明している．

$$\mathbf{H}(f) = \sqrt{\frac{K}{1+K}}\mathbf{H}_{\mathrm{LOS}}(f) + \sqrt{\frac{1}{1+K}}\mathbf{H}_{\mathrm{NLOS}}(f) \tag{2.9}$$

$\mathbf{H}_{\mathrm{LOS}}(f)$ は周波数 f の関数となる直接波のチャネル行列，$\mathbf{H}_{\mathrm{NLOS}}(f)$ は間接波のチャネル行列，K はライスファクタである．本文献で想定している衛星 MIMO 伝送はマルチパス成分が直接波に比べて著しく影響が小さいことを想定し，$\mathbf{H}(f) = \mathbf{H}_{\mathrm{LOS}}(f)$

とみなしてアンテナ配置の最適化を行っている．また l 番目の送信衛星から k 番目の受信アンテナにおけるチャネル成分は想定される周波数帯でのアンテナ間の伝搬距離によって決定される以下の式によって表される．

$$h_{kl}(f) = a_{kl}(f) \cdot \exp\left\{-j\frac{2\pi f}{c_0}d_{kl}\right\} \tag{2.10}$$

ここで，

$$a_{kl}(f) = \frac{c_0}{2\pi f d_{kl}}e^{j\phi} \tag{2.11}$$

c_0 は光速，d_{kl} はアンテナ間の距離，ϕ は位相オフセットである．複数衛星 MIMO の場合，衛星間の軌道が離れていることで，仮想的に送信局側のアンテナ間距離が長くなるため，低相関チャネルを形成することが可能になるが，衛星とアンテナ間の距離関係に大きく依存する．文献 [106] では，チャネル相関を最適化するアンテナ配置を解析的に導くことで，複数衛星 MIMO のチャネル容量を最大化する検討を行っている．

受信機は線形等化を行う場合，重み行列 $\mathbf{W}$ を算出して受信信号と乗算することにより，干渉成分を除去する．例として式 (2.8) と同様に ZF によって重み行列 $\mathbf{W} = \left(\mathbf{H}^H\mathbf{H}\right)^{-1}\mathbf{H}^H$ を算出する場合，復調信号 $\boldsymbol{s}' = \left(s'_1, s'_2\right)^T$ は以下のように算出される．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{s}' &= \mathbf{W}\boldsymbol{r} && (2.12) \\ &= \mathbf{W}(\mathbf{H}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n}) && (2.13) \end{aligned}$$

$\mathbf{W}$ の計算において行列 $\mathbf{H}$ が理想的に得られた場合，$\mathbf{WH}$ が単位行列となることで，所望の信号が復調される．一方，雑音強調と言われる $\mathbf{W}\boldsymbol{n}$ の多寡が信号対雑音電力比（SNR) に影響を与える．相関が低い場合，雑音強調成分が小さくなり，SNR が向上しやすいことが分かっている．一方このようなチャネルモデルでは，衛星に対するアンテナの向きによって容易に相関が上昇し，SNR が低下することで信号品質が劣化することが懸念される．文献 [46] では，復調した信号を再度変調して元信号から減算した後に復調するといった処理を繰り返す「多段階干渉補償」によって，高相関チャネルにおける品質劣化を抑えている．

MIMO の次元数に関しては，受信可能な軌道に位置する衛星数を増加させることで，式 (2.13) の送信信号を増加させることができ，伝送容量の向上が見込まれる．このことから，複数衛星 MIMO のチャネル容量は衛星数に依存することが分かる．

2.3　本章のまとめ

本章では，本論文で着目するマルチビーム衛星 MIMO 技術と複数衛星 MIMO 技術のチャネルモデルを紹介した．

第3章　複数GEO衛星·マルチビームMIMOシステムの提案

3.1　はじめに

本章では，2章で紹介した衛星MIMO技術から，GEO衛星を想定したマルチビーム衛星MIMOと複数衛星MIMOの両技術を組み合わせることで大容量化を図る複数GEO衛星·マルチビームMIMOシステムを提案する．両技術は単純に組み合わせることだけでは，品質劣化を生じることが問題となる．提案方式では，チャネル容量を改善するための送信機プリコーディングと受信機等化技術を検討する．時間·周波数の非同期条件下において，提案システムが従来のMIMOシステムよりチャネル容量の観点で優れていることを示す.

3.2　衛星MIMOシステムの概要と技術課題

3.2.1　システム概要

図3.1に複数GEO衛星·マルチビームMIMOシステムのシステムモデルを示す．本章では，地上基地局(Base Station: BS)から衛星を介してユーザ局への伝送である，フォワードリンクに焦点を当てる．

BSと衛星との通信(フィーダリンク)においては，BSにおいて直径の十分大きいアンテナを用いることで指向性を鋭くし，衛星間で相互干渉が生じないことを前提とする．またマルチビーム衛星から送信される複数の信号をフィーダリンクで並列伝送する方法として，時分割多重(Time Division Multiplexing: TDM)や周波数分割多重(Frequency Division Multiplexing: TDM)といった任意の多重伝送方式を用いる

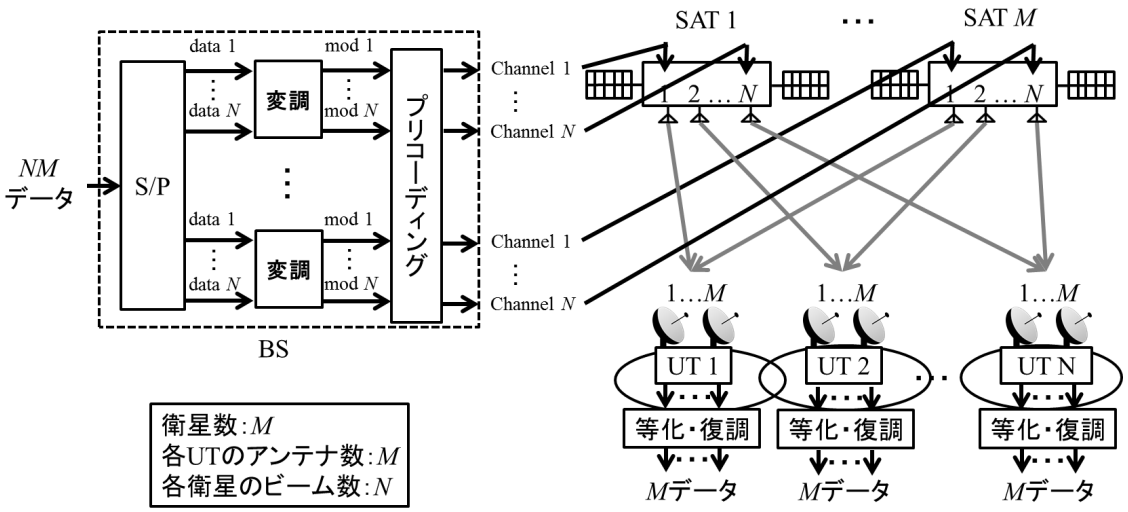


図 3.1: 提案する複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システム

ことによって，信号間の干渉が生じることなく伝送されるものとする．一方，ユーザ局は複数の小型アンテナを所有することで，複数衛星と同時通信が行えることとする．さらに，各衛星は 1 周波数繰り返しのマルチビームを形成する．衛星の電力制限条件を考慮し，Peak-to-Average-Power-Ratio (PAPR) の低いシングルキャリア伝送の利用を想定する．チャネル環境においては，LOS 環境で直接波のみが到来するモデルを想定する．

上記の条件下では，ユーザ局は衛星間の伝搬を異なるタイミングで受けることになる．本節では，既存技術をそのまま適用することによる，特性劣化に関する説明を行う．

3.2.2 複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システム実現の課題

時間 · 周波数誤差による特性劣化

前述の通り，複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システムは直接波のみを考慮するため，帯域内の周波数特性はフラットであると仮定し，MIMO チャネル行列は時間軸のみで表現する．したがって，文献 [108] によると，1 周波数繰り返しのマルチ

ビームシステムにおける受信信号ベクトルは以下のように表すことができる．

$$\boldsymbol{r}(t) = \mathbf{H}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{n}(t). \tag{3.1}$$

ここで，$\boldsymbol{r}(t) = (r_1^{(1)}(t), r_2^{(1)}(t), \cdots, r_M^{(N)}(t))^T$ は $MN \times 1$ の受信信号ベクトルを表し，$r_i^{(k)}(t)$ は k 番目の UT の i 番目の受信アンテナの受信信号を表す．N は UT の台数，M は UT 一機あたりのアンテナ数である．$\boldsymbol{x}(t) = (x_1(t), x_2(t), \cdots, x_{MN}(t))^T$ は $MN \times 1$ の送信ベクトルであり，x_i は i 番目の送信信号である．$\boldsymbol{n}(t) = (n_1^{(1)}(t), n_2^{(1)}(t), \cdots, n_M^{(N)}(t))^T$ は $MN \times 1$ の雑音ベクトル，$n_i^{(k)}$ は，k 番目の UT の i 番目の受信アンテナにおける独立同一分布 (i.i.d) の零分散ガウスランダム雑音である．$\mathbf{H}$ は $MN \times MN$ のチャネル成分行列である．3.2.1 節で述べた通り，BS-衛星間の MN チャネルのフィーダリンクは干渉なく並列伝送されることを想定するため，行列 $\mathbf{H}$ は衛星-UT 間の伝搬路情報を示すものとする．提案システムでは，LOS 環境において静止衛星のチャネルを想定し，一フレーム範囲内において準静的チャネルであることと仮定する．既存技術 [108] では，プリコーディングを BS の送信に適用することで，受信機におけるビーム間干渉を低減する．プリコーディング行列は，以下のように表される．

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= \alpha(\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \mathrm{diag}(\boldsymbol{n})^{-1}\mathbf{H}^H) \\ \text{where} \quad \boldsymbol{x}(t) &= \mathbf{P}\boldsymbol{s}(t). \end{aligned} \tag{3.2}$$

$\boldsymbol{s}(t) = (s_1^{(1)}(t), s_2^{(1)}(t), \cdots, s_M^{(N)}(t))^T$ は $MN \times 1$ の送信データベクトルであり，$s_i^{(k)}(t)$ は k 番目の UT の i 番目の送信データである．α は $\sum_{i=1}^{N} \left|x_{M(i-1)+m}(t)\right|^2 \leq P$ となる正規化パラメータであり，P は各衛星の送信電力の総和である．式 (3.2) は Minimum Mean Square Equation (MMSE) を用いて算出した重み行列を表す．BS は各 UT において推定した Channel State Information (CSI) を BS にフィードバックすることによってプリコーディングを行い，1 周波数繰り返しによって発生する干渉成分を低減する．ここで，2 基の衛星が 2 ビームを形成し，各ビームに 2 台のアンテナを所有する UT が存在する場合，$\mathbf{H}$ は以下のように表現できる．

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11}^{<1>} & h_{12}^{<2>} & h_{13}^{<1>} & h_{14}^{<2>} \\ h_{21}^{<1>} & h_{22}^{<2>} & h_{23}^{<1>} & h_{24}^{<2>} \\ h_{31}^{<1>} & h_{32}^{<2>} & h_{33}^{<1>} & h_{34}^{<2>} \\ h_{41}^{<1>} & h_{42}^{<2>} & h_{43}^{<1>} & h_{44}^{<2>} \end{pmatrix} \tag{3.3}$$

h_{kl} は l 番送信アンテナから k 番目の受信アンテナのチャネル成分である．上付き文字 $< m >$ は m 番目の衛星のパラメータであることを示す．

2 基衛星の MIMO システムでは，周波数誤差行列 $\mathbf{F}$ が衛星の周波数変換器によって発生し，チャネル行列 $\mathbf{H}$ に対して以下のように影響を与える．

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} \left(f_e^{<1>}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \left(f_e^{<2>}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \left(f_e^{<1>}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \left(f_e^{<2>}\right) \end{pmatrix}. \tag{3.4}$$

ここで，$\left(f_e^{<1>}\right)$ と $\left(f_e^{<2>}\right)$ は衛星 1,2 による時間周波数誤差の線形作用素であり，以下のように表現される．

$$\left(f_e^{<1>}\right)(x_1(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{j2\pi\Delta f_1(t-\tau)} x_1(t-\tau) d\tau \tag{3.5}$$

$$\left(f_e^{<2>}\right)(x_2(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t+\Delta\tau) e^{j2\pi\Delta f_2(t-\tau)} x_2(t-\tau) d\tau, \tag{3.6}$$

ここで，$\Delta f_1, \Delta f_2$ はそれぞれ SAT-1·2 の周波数誤差を表す．$\Delta\tau$ は SAT-1·2 の受信タイミング誤差を表す．最後に，受信信号は以下のように表現される．

$$\boldsymbol{r}(t) = \mathbf{HFP}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t). \tag{3.7}$$

周波数誤差行列 $\mathbf{F}$ は $\mathbf{HFP}(t)$ の対角行列以外の成分を増加する要因となり，干渉増大につながる．理想的には，誤差行列 $\mathbf{F}$ があらかじめ推定できれば，行列 $\mathbf{HF}$ を推定することでプリコーディングの誤差を抑えることができる．しかし，各衛星の周波数オフセットは独立した時変動を生じるため，受信側で推定した $\mathbf{HF}$ をフィードバックすることによるプリコーディングでは，誤差を完全に除去することは困難である．

チャネル推定誤差による特性劣化

前述の通り，マルチビーム衛星 MIMO のプリコーディング送信には，チャネル行列 $\mathbf{H}$ の推定が必要である．3.2.2 節では，提案する複数 GEO 衛星 · マルチビームシステムのチャネル推定において，既存のフレームフォーマットを用いて推定するこ

とによる技術的な課題を説明する．図.3.2(a) は従来の典型的なフレームフォーマットの例である．ここでは，連続する UW シンボル系列とデータシンボル系列で構成される．UW は受信タイミング同期と各チャネルの推定に使用される．V/H 偏波の多重伝送を行う既存技術では，各偏波の信号が同期した状態で送信される [58, 59]．この場合，UW シンボルを直交系列で構成することで，受信側で各 UW の整合フィルタによる検出を行うことで，複数の UW 間の相互干渉を防ぐことができる．一方，提案システムでは複数衛星による同時伝送を行うことで，UT において受信タイミング誤差を被り，UW 間の直交性を失うこととなる．

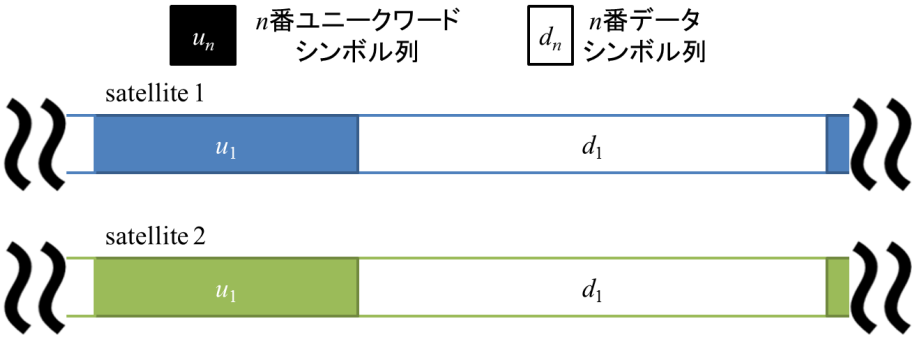
二つの非同期受信のケースでは，2 衛星からの受信タイミング誤差が異なる．

ケース 1. 衛星 1 の UW 系列が衛星 2 のデータ系列部分と重畳（図 3.2(b)）．

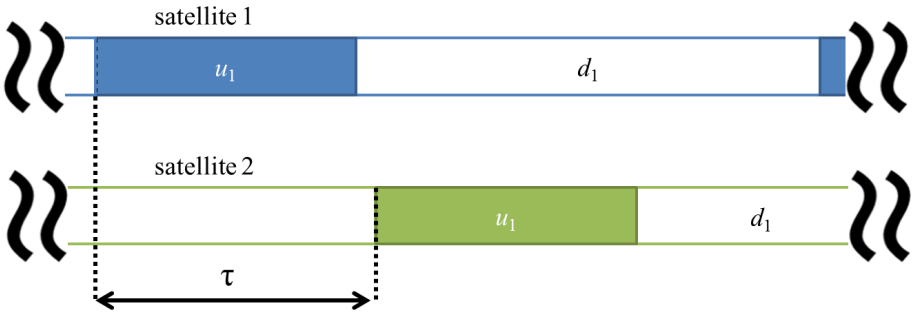
ケース 2. 衛星 1 の UW と衛星 2 の UW が部分的に重畳（図 3.2(c)）

ケース 1 では，衛星 1 の UW と衛星 2 のデータ系列の相互相関が推定値への干渉となる．この干渉は，UW 長を増加させることで，データ系列との信号帯干渉電力比 (Signal − to − Interference plus Noise power Ratio: SINR）を減少させることができるため，チャネル推定精度の向上が可能である．しかしながら，長大な UW はフレーム効率を低下させるため，チャネル推定精度とのトレードオフを考慮する必要がある．

ケース 2 では，衛星 1 と衛星 2 の UW の相互相関が，チャネル推定値への干渉に起因する．このケースでは，ケース 1 のように UW の増加をしても，相互相関の値を減少させることはできず，チャネル推定精度の劣化の原因となる．

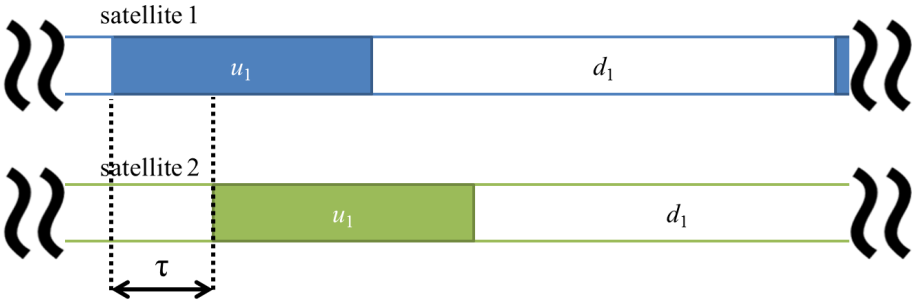


(a) 時間軸で同期した信号



(b) 時間非同期 ($\tau \neq 0$) で受信

（衛星 1 の UW 系列が衛星 2 のデータ系列と重畳して受信した場合）



(c) 時間非同期 ($\tau \neq 0$) で受信

（衛星 1 と衛星 2 の UW 系列が部分的に重畳して受信した場合）

図 3.2: 従来の衛星 MIMO フレームフォーマット

3.3 送受信局における干渉補償技術の提案

本節では，3.2.2 節で説明した特性劣化を改善するための提案手法を紹介する．始めに，干渉補償における時間-周波数非同期環境下の特性劣化に対して，送信プリコーディングと受信等化の組み合わせの方法を，3.3.1 節と 3.3.2 節で説明する．二つ目は，フレームフォーマットによるチャネル推定誤差による特性劣化に対し，分散 UW 割り当て手法を 3.3.3 節にて説明する．これにより，UW 間の相互相関によるチャネル推定劣化を低減する．最後に，提案システムにおける時間-周波数非同期環境下においても等化を行う空間フィルタと自動周波数制御 (Autonomous Frequency Control: AFC) を 3.3.4 節で提案する．

3.3.1 送信プリコーディング

本節では，複数衛星による時間-周波数オフセットの時間変動による特性劣化を低減する送信プリコーディングを提案する．簡単のため，$M = N = 2$ とした時，送信プリコーディング行列を以下のように表現する．

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} p_{11}^{<1>} & 0 & p_{13}^{<1>} & 0 \\ 0 & p_{22}^{<2>} & 0 & p_{24}^{<2>} \\ p_{31}^{<1>} & 0 & p_{33}^{<1>} & 0 \\ 0 & p_{42}^{<2>} & 0 & p_{44}^{<2>} \end{pmatrix} \tag{3.8}$$

(3.8) 式の主な特徴として，**HP** の成分のうち異なる衛星の成分が乗算される場合，つまり $h^{<k>}p^{<l>}$ において $k \neq l$ となる場合，プリコーディング行列 **P** の成分を強制的に 0 に設定する．また，プリコーディング行列 **P** の生成方法としては，各衛星におけるビーム間干渉のみを低減する形をとり，$\begin{pmatrix} p_{11}^{<1>} & p_{13}^{<1>} \\ p_{31}^{<1>} & p_{33}^{<1>} \end{pmatrix}$ は $\begin{pmatrix} h_{11}^{<1>} & h_{13}^{<1>} \\ h_{31}^{<1>} & h_{33}^{<1>} \end{pmatrix}$ から，$\begin{pmatrix} p_{12}^{<2>} & p_{14}^{<2>} \\ p_{41}^{<2>} & p_{44}^{<2>} \end{pmatrix}$ は $\begin{pmatrix} h_{12}^{<2>} & h_{14}^{<2>} \\ h_{41}^{<2>} & h_{44}^{<2>} \end{pmatrix}$ から式 (3.3) に基づいて算出する．行列 **P** を式 (3.8)

と仮定すると，行列 **FP** は以下のように変換することができる．

$$\mathbf{FP} = \begin{pmatrix} \left(f_e^{<1>}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \left(f_e^{<2>}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \left(f_e^{<1>}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \left(h_e^{<2>}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_{11}^{<1>} & 0 & p_{13}^{<1>} & 0 \\ 0 & p_{22}^{<2>} & 0 & p_{24}^{<2>} \\ p_{31}^{<1>} & 0 & p_{33}^{<1>} & 0 \\ 0 & p_{42}^{<2>} & 0 & p_{44}^{<2>} \end{pmatrix} = \mathbf{PF} \tag{3.9}$$

式 (3.9) から，**HFP=HPF** とできるため，行列 **HP** は行列 **F** に影響していないことが分かる．これにより，周波数誤差による影響によってプリコーディングによる干渉低減の劣化が生じない．したがって，行列 **F** を受信側で適切に補償することができれば，送信データの復調が可能となる．

一方，行列 **P** の成分を 0 にすることにより，アンテナの自由度が低下するため，干渉を完全に取り除くことが困難となる．言い換えると，BS は一衛星あたり各 UT の 2 アンテナのうちの一つ分のチャネル情報のみを用いてプリコーディング行うことになるため，他方のアンテナへの干渉を取り除くことができなくなる．しかし，衛星一機に対する各 UT のアンテナ間距離は，衛星-UT 間距離に比べて非常に小さいため，アンテナ間の相関はほぼ 1 である．この特性により，BS は各衛星毎に UT のアンテナ一つ分の CSI のみを用いてビーム間干渉を低減するプリコーディングを行うことで，他方のアンテナにおいても同様にビーム間干渉特性を与えることができ，残留する干渉成分は複数衛星間の干渉のみと考えることができる．

3.3.2 受信等化

3.3.1 節において，BS の送信プリコーディングによるビーム間干渉の低減の説明を行った．一方，UT は残留する干渉成分である，衛星間干渉を補償する必要がある．各 UT の受信信号 $\boldsymbol{r}$ は式 (3.10) と (3.11) のように表現される．

$$\begin{pmatrix} r_1^{(1)} \\ r_2^{(1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}^{<1>}p_{11}^{<1>} + h_{13}^{<1>}p_{31}^{<1>} & h_{12}^{<2>}p_{22}^{<2>} + h_{14}^{<2>}p_{42}^{<2>} \\ h_{21}^{<1>}p_{11}^{<1>} + h_{23}^{<1>}p_{31}^{<1>} & h_{22}^{<2>}p_{22}^{<2>} + h_{24}^{<2>}p_{24}^{<2>} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \left(f_e^{<1>}\right) & 0 \\ 0 & \left(f_e^{<2>}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1^{(1)} \\ s_2^{(1)} \end{pmatrix}$$
$$+ \begin{pmatrix} h_{11}^{<1>}p_{13}^{<1>} + h_{13}^{<1>}p_{33}^{<1>} & h_{12}^{<2>}p_{24}^{<2>} + h_{14}^{<2>}p_{44}^{<2>} \\ h_{21}^{<1>}p_{13}^{<1>} + h_{23}^{<1>}p_{33}^{<1>} & h_{22}^{<2>}p_{24}^{<2>} + h_{24}^{<2>}p_{44}^{<2>} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \left(f_e^{<1>}\right) & 0 \\ 0 & \left(f_e^{<2>}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_3^{(2)} \\ s_4^{(2)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1^{(1)} \\ n_2^{(1)} \end{pmatrix} \tag{3.10}$$

$$\begin{pmatrix} r_3^{(2)} \\ r_4^{(2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{31}^{<1>}p_{13}^{<1>} + h_{33}^{<1>}p_{33}^{<1>} & h_{32}^{<2>}p_{24}^{<2>} + h_{34}^{<2>}p_{44}^{<2>} \\ h_{41}^{<1>}p_{13}^{<1>} + h_{43}^{<1>}p_{33}^{<1>} & h_{42}^{<2>}p_{24}^{<2>} + h_{44}^{<2>}p_{44}^{<2>} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \left(f_e^{<1>}\right) & 0 \\ 0 & \left(f_e^{<2>}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_3^{(2)} \\ s_4^{(2)} \end{pmatrix}$$
$$+ \begin{pmatrix} h_{31}^{<1>}p_{11}^{<1>} + h_{33}^{<1>}p_{31}^{<1>} & h_{32}^{<2>}p_{22}^{<2>} + h_{34}^{<2>}p_{42}^{<2>} \\ h_{41}^{<1>}p_{11}^{<1>} + h_{43}^{<1>}p_{31}^{<1>} & h_{42}^{<2>}p_{22}^{<2>} + h_{44}^{<2>}p_{42}^{<2>} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \left(f_e^{<1>}\right) & 0 \\ 0 & \left(f_e^{<2>}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1^{(1)} \\ s_2^{(1)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_3^{(2)} \\ n_4^{(2)} \end{pmatrix} \tag{3.11}$$

各 UT は受信信号に対し，重み行列 $\mathbf{W}$ を乗算することで復調ベクトルを以下のように算出する．

$$\mathbf{W}^{(1)} \begin{pmatrix} r_1^{(1)} \\ r_2^{(1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(f_e^{<1>}\right) & 0 \\ 0 & \left(f_e^{<2>}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1^{(1)\prime} \\ s_2^{(1)\prime} \end{pmatrix} \tag{3.12}$$

$$\mathbf{W}^{(2)} \begin{pmatrix} r_3^{(2)} \\ r_4^{(2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(f_e^{<1>}\right) & 0 \\ 0 & \left(f_e^{<2>}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_3^{(2)\prime} \\ s_4^{(2)\prime} \end{pmatrix} \tag{3.13}$$

各 UT は行列 $\mathbf{HP}$ の推定後，2×2 の重み行列を算出する．MMSE アルゴリズムを用いると，以下のような式になる．

$$\mathbf{W}^{(1)} = \left\{ ((\mathbf{D}_{ii})_{1 \le i \le 2})^H ((\mathbf{D}_{ii})_{1 \le i \le 2}) + \mathrm{diag}\left(\boldsymbol{n}^{(1)}\right) \right\}^{-1} ((\mathbf{D}_{ii})_{1 \le i \le 2})^H \tag{3.14}$$

$$\mathbf{W}^{(2)} = \left\{ ((\mathbf{D}_{ii})_{3 \le i \le 4})^H ((\mathbf{D}_{ii})_{3 \le i \le 4}) + \mathrm{diag}\left(\boldsymbol{n}^{(2)}\right) \right\}^{-1} ((\mathbf{D}_{ii})_{3 \le i \le 4})^H \tag{3.15}$$

$$\text{where} \qquad \mathbf{D} = \mathbf{HP}. \tag{3.16}$$

$((\cdot)_{ii})_{p \le i \le q}$ は $(\cdot)$ における $p \sim q$ 番目の成分における $q - p + 1$ の正方行列を表す．周波数オフセットは式 (3.14)() の各信号において独立して補償できる．

UT は 3.3.3 節の方法で周波数誤差行列 $\mathbf{F}$ を推定し，3.3.4 の方法で補償を行う．

3.3.3 UW 分散配置を用いたフレームフォーマット

提案システムでは，衛星間干渉補償のためのチャネル推定を行うためのフレームフォーマットに，UW の分散配置を適用する．図 3.3 に，UW 分散配置を用いたフレームフォーマットの一例を示す．フレームフォーマットでは，各 UW シンボルが 1~ 複数データシンボルを跨いで配置されていることが分かる．さらに，衛星毎に異

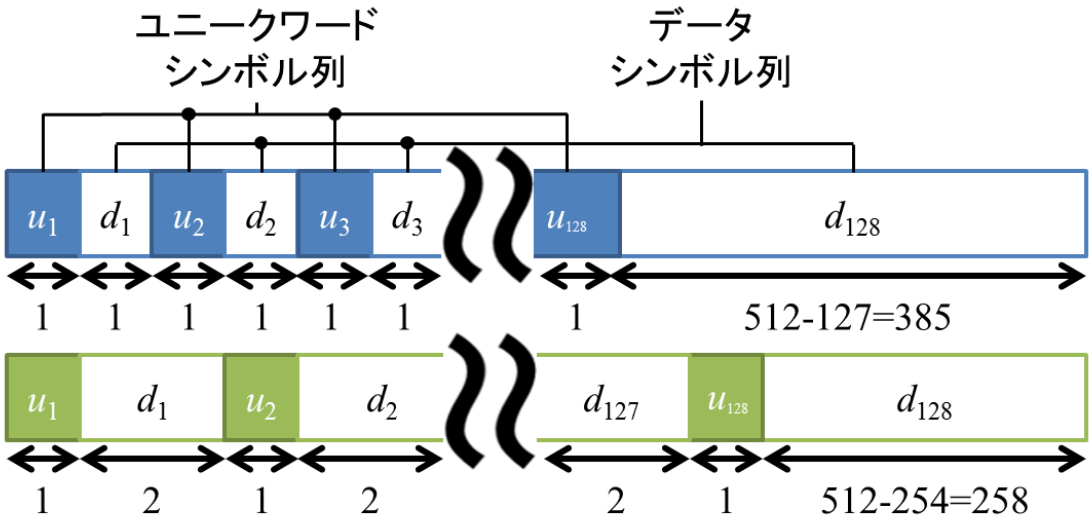


図 3.3: UW 分散配置における異なる配置間隔の適用

なる配置間隔を設定することで，全 UW の相互相関を低減する効果がある．UW の分散配置を適用すると，各 UW シンボルの間のデータシンボルの総数は $(d-1)\times$ UW 長となる ($d = 1$ は従来の UW 連続配置を意味する．)．したがって，1 フレームにおいてデータシンボル数が 512 である場合，$(d-1)\times$ UW 長 ≤ 512 を満たす必要がある．UW 長が 128 シンボルであると仮定した場合，整数 d は 1 ~5 から選択することが可能となる．

3.3.4 空間フィルタと自動周波数制御 (AFC)

提案システムにおける空間フィルタと自動周波数制御（AFC) の構成を図 3.4 に示す．ここでは，3 つのステップで周波数オフセット Δf の推定を行う．周波数オフセット (FO) 推定器 A では周波数スイーパによって Δf_A の粗推定を行い，FO 推定器 B では残留オフセット周波数をシンボル単位で Δf_B を推定して，FO 推定器 C では最終的なオフセット周波数をフレーム単位で Δf_C を推定する．結果として，$\Delta f_A + \Delta f_B + \Delta f_C$ によって実際の周波数オフセットである Δf の推定を行う．推定器 A では，文献 [58]

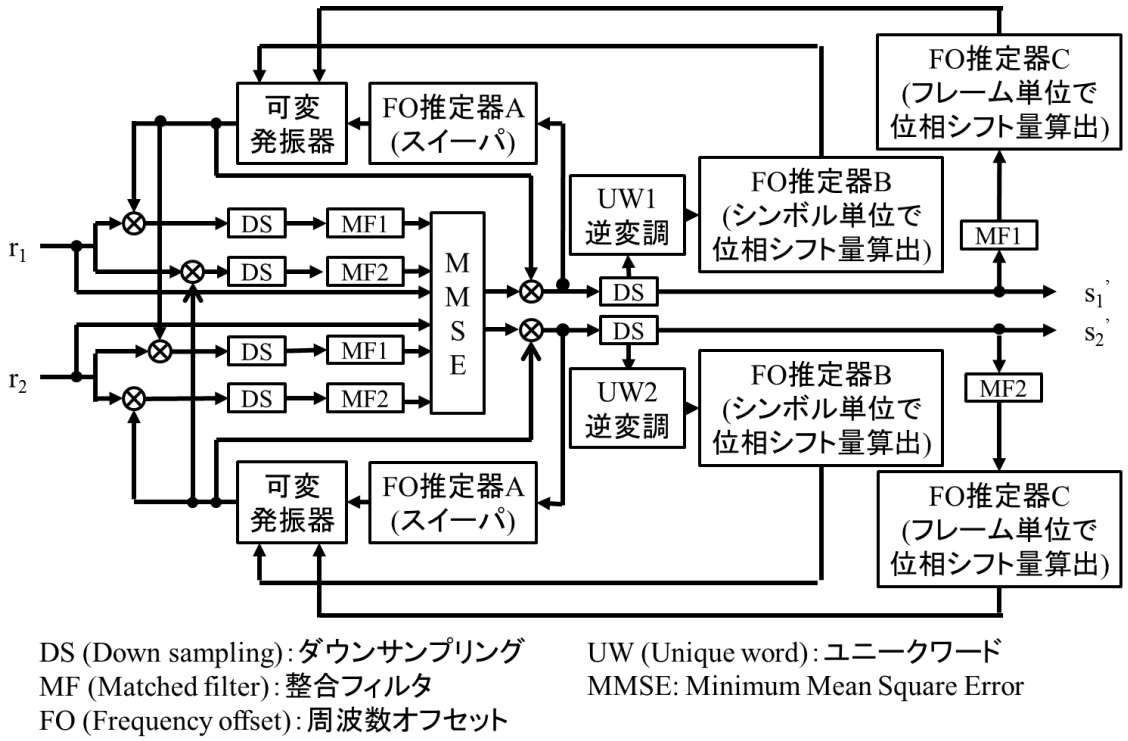


図 3.4: 提案システムにおける空間フィルタと AFC 構成

に基づき，以下の式によって周波数をスイープする．

$$\Delta f_A(k) = \{T_s k - \mathrm{floor}\,(T_s k + 1/2)\}\,\Delta f_{range} \tag{3.17}$$

ここで k はスイープを行うフレーム数，$1/T_s$ はスイープ区間，Δf_{range} はスイーパの周波数範囲である．Δf_A は $-\Delta f_{range} \sim \Delta f_{range}$ の範囲でスイープすることが可能である．FO 推定器 A は整合フィルタ (Matched Filter: MF) 出力を検出し，予め設定した閾値を満たすと，スイープを中止する．

一方，FO 推定器 B はシンボル間隔で残留周波数オフセットを推定する．MMSE を用いた空間フィルタを行った後，フレームの先頭に存在する UW を検出する．UW を逆変調し，前後のシンボル間の位相偏差の平均値を $\Delta\theta_B$ とする [59]．$T[sec]$ をシンボル区間とした場合，周波数オフセットの推定値を $\Delta f_B = \Delta\theta_B/\{2\pi T\}$ に設定する．

表 3.1: シミュレーション諸元

中心周波数	2.5 [GHz]
シンボルレート	500 [kHz]
変調方式	シングルキャリア ·QPSK
誤り訂正符号 (FEC)	畳み込み符号，軟判定ビタビ復号
FEC レート	1/2
ユニークワード (UW) 系列	Gold 系列
UW シンボル長	32, 64, 128 シンボル
データシンボル長	512 シンボル
受信等化アルゴリズム	Minimum Mean Square Error (MMSE)
チャネル行列	$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} e^{j\alpha} & e^{j\alpha} \\ e^{j\beta} & e^{j\beta+\theta} \end{pmatrix}, \theta = 90°$
受信タイミングオフセット	UW 相互相関値を最大に設定
スイープ周波数ステップ	150Hz ($1/T_s$=1/20)
スイープ周波数範囲 $-\Delta f_{range}$~Δf_{range}	-3 [kHz] ~ 3 [kHz]
周波数誤差 ($\Delta f_1, \Delta f_2$)	(1) (0 [Hz], 0 [Hz])
	(2) (2.5 [kHz], -250 [kHz])
	(3) (2.5 [kHz], 2.5 [kHz])

最後に，FO 推定器 C を用いて，周波数オフセットを除去する．各フレームの UW の MF 出力値を 1 つの位相情報として，フレーム間の位相シフト成分 $\Delta f_C = \Delta\theta_C/\{2\pi L\}$ を検出し，Δf_C を推定する．ここで，L[sec] はフレーム区間である [58]　．

3.4　伝送容量特性評価

3.4.1　時間-周波数非同期環境下のチャネル推定

本節では初めに，良好なチャネル推定精度が達成できる適切な UW 長を設定する．シミュレーション諸元を表 3.1 に示す．本検討では降雨減衰の影響が生じない周波

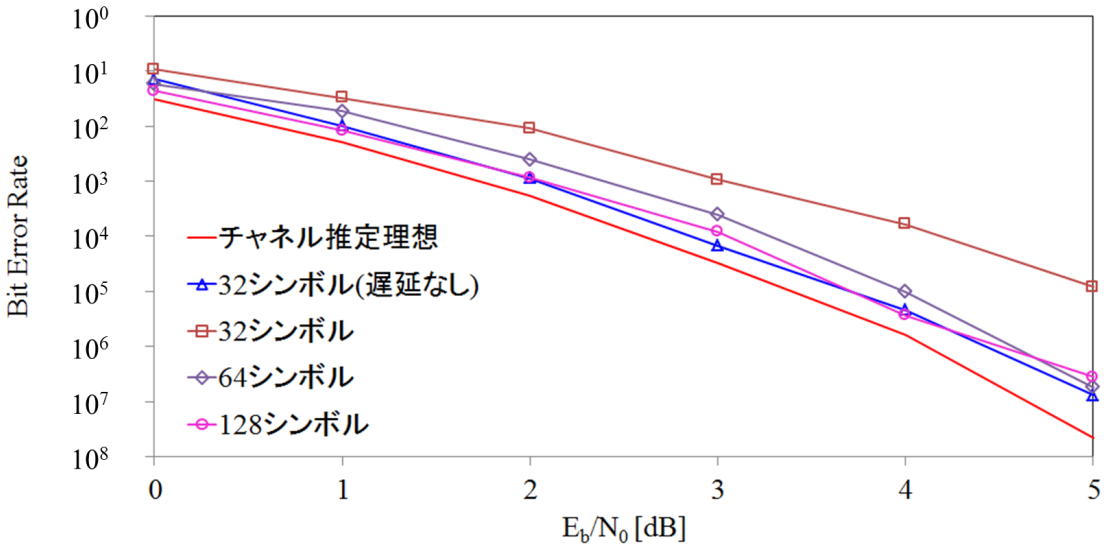
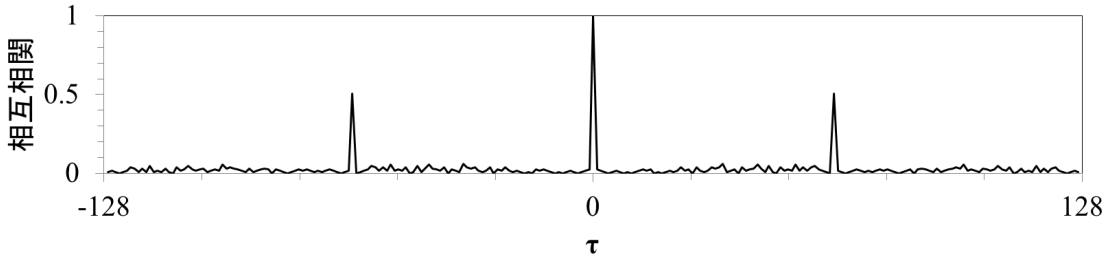


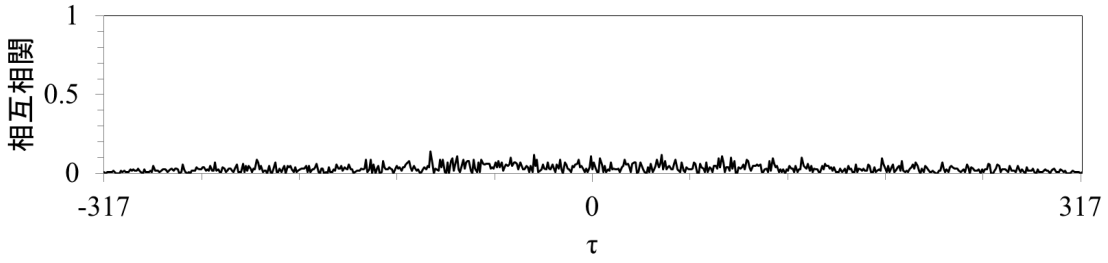
図 3.5: 時間非同期環境における BER 比較 (Δf = 0Hz)

数 2.5GHz を利用するが，LOS 環境でかつ指向性アンテナを用いることで，マルチパスの影響のない FSS と同等のシステムとして扱う．UW 系列は，衛星ビーム数分の直交系列が必要であり，ビーム数が多い程多くの系列が必要である．本論文では，相互相関が低い系列数が多く存在する Gold 系列を用いる [117]．一例として，一回のシミュレーション試行において，2 アンテナを所有する一機の UT が 2 基衛星から同電力で受信する 2×2 の MIMO チャネルを想定し，4 成分のうち一つのみ $\pi/2$ の位相オフセットを与え，他 3 成分を同位相に設定した低相関チャネルを設定する．始めに，時間非同期環境における UW の非直交条件においてチャネル推定誤差を低減する UW 長の所要値を評価する．時間遅延は，図 3.2(b) に示したような信号値の遅延による UW の部分的な重畳が生じるケースを設定する．図 3.5 に時間非同期環境下において異なる UW 長に設定した場合の BER 特性を示す．比較のために，チャネル推定が理想的な場合の BER 特性を示す．この図では，時間非同期環境下において UW 長を 128 に設定した場合，同期環境下で UW 長 32 に設定した場合と同等の特性が得られていることが分かる．このことから，2 基衛星においては時間非同期環境下で UW を 128 に設定することで良好なチャネル推定値が達成できることが分かる．

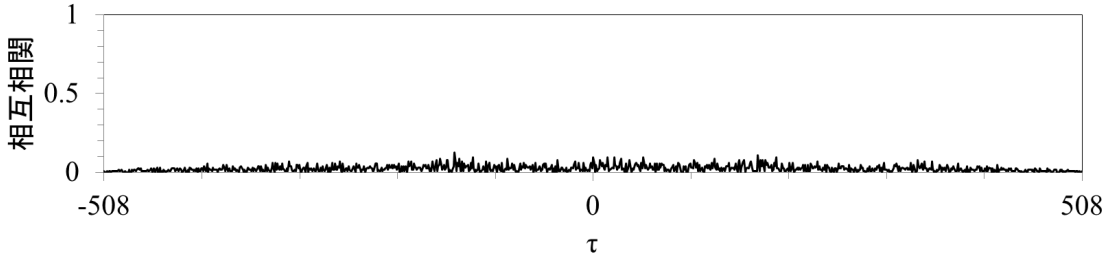
UW の分散配置に関しては，3.3.3 節で説明した $(d-1)\times$ UW 長 (=128) $\leq$ データシ



(a) $d_1 : d_2 = 1 : 1$(UW 連続配置)



(b) $d_1 : d_2 = 2 : 3$



(c) $d_1 : d_2 = 3 : 4$

図 3.6: UW1 と UW2 の相互相関

ンボル長 (=512) の条件を満たすのは $d \leq 5$ であることを明らかにした．ここでは，各信号の UW 分散係数を互いに素となるように設定する．つまり，$d_1 : d_2$ を 2:3, 3:4, 2:5, 3:5, 4:5 の組み合わせが考えられる．図 3.6(a) に d_1 と d_2 の相互相関を $d_1 : d_2$=1:1 に設定したものを，図 3.6(b) に 2:3，3.6(c) に 3:4 に設定した場合の相互相関を示す．連続配置した (a) のケースでは，3 点の高い相関が検出されている．前述の通り，これは衛星 1 と衛星 2 の UW の部分的な重畳によるものである．一方，図 3.6(b) と図 3.6(c) には UW の分散配置によって低相関を作れていることが分かる．

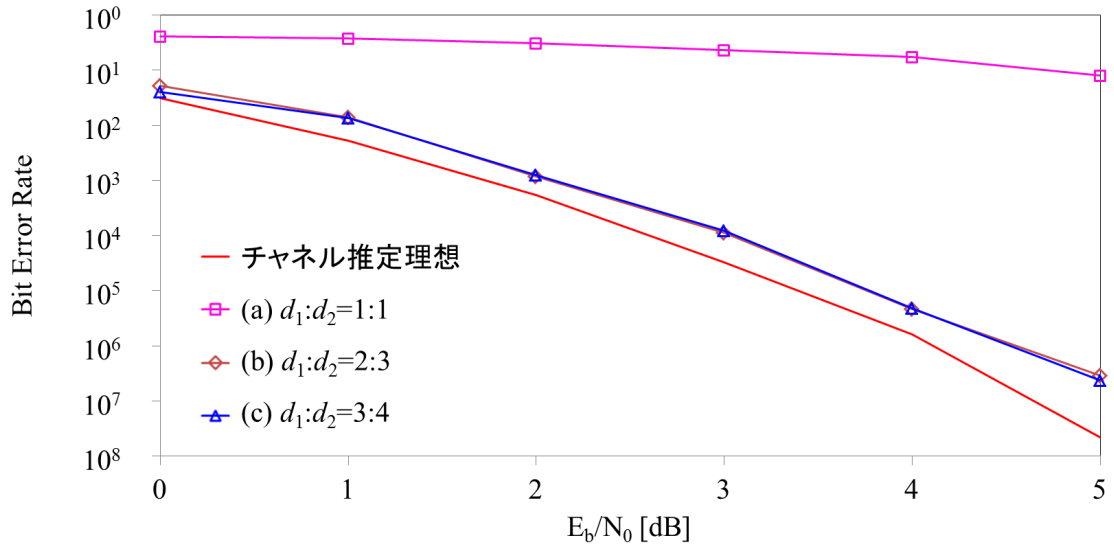


図 3.7: 分散間隔の異なる UW で BER 評価 (Δf = 0Hz)

図 3.7 は 3 ケースの BER 特性を示す．図 3.7(a) が示すように，BER は大きく劣化していることが分かる．これは UW の高い相互相関によって干渉を生み，チャネル推定精度が劣化がしていることが原因である．一方図 3.7(b)(c) では，相互相関が小さくなったことによる BER 特性の向上が見られる．

次に，時間非同期かつ E_b/N_0 = 0dB の環境における，UW 分散 d_1 : d_2=2:3 を用いた AFC 特性を評価する．図 3.8 では，($\Delta f_1, \Delta f_2$)=(1)(0Hz, 0Hz), (2)(2.5kHz, 250Hz) and (3) (2.5kHz, 2.5kHz) における周波数誤差の比較を行った．(1) では，周波数オフセットが生じていないため，最初のフレームから周波数追従が達成できていることが分かる．(2) と (3) の場合，式 (3.17) で説明した FO 推定器 A の周波数スイープによる粗推定により，残留周波数誤差をほぼ 0 にできていることが分かる．さらにその他の FO 推定器 B,C により，他の 3 つのパターンにおいても 25 フレーム以内で収束できていることが分かる．図 3.9 はケース (2) である時間-周波数非同期環境下における BER 特性を表す．結果的に，(b) と (c) の BER 特性はほぼチャネル推定値を理想とした場合に近い BER 特性を示すことが分かった．これにより，提案する空間フィルタと AFC，UW 分散配置を採用したフレームフォーマットにより，時間-周波数非同期チャネル環境下においても正確なチャネル推定が行えることを示した．

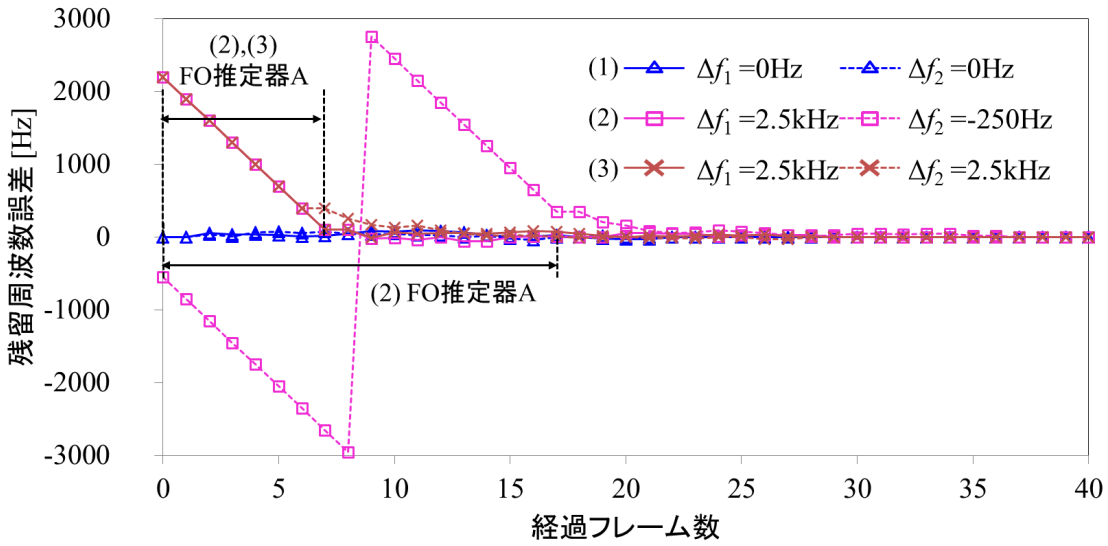


図 3.8: AFC による周波数の追従

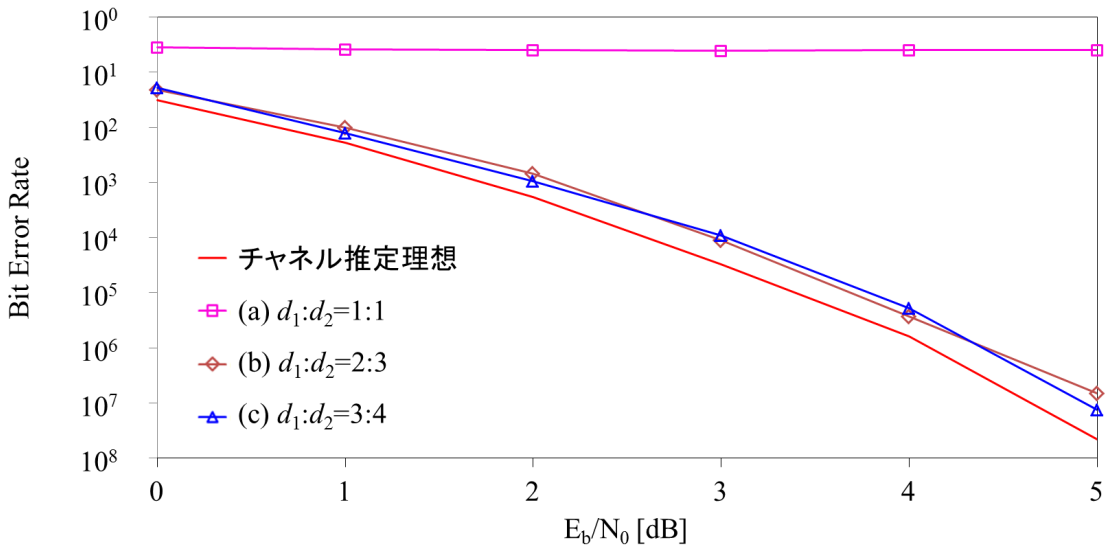


図 3.9: 異なる UW 分散配置におけるビット誤り率比較 ($\Delta f = -2.5 \sim 2.5$kHz)

表 3.2: シミュレーション諸元 2

衛星数	2
ビーム数	4
受信端末アンテナ数	2
ビーム半径 (半値角)	600 [km]
受信端末アンテナ間距離	1 [m]
ビーム中心 ~ ビーム端の CNR	7~10, 10~13 [dB]
各ビームの受信端末位置	ランダム
送信プリコーディング	Zero Forcing (ZF)
受信端末等化	Minimum Mean Square Equation (MMSE)
UW シンボル長	128 シンボル
UW 分散パターン	d_1:d_2=3:4
チャネル推定値フィードバック	理想
チャネルモデル	AWGN

3.4.2 チャネル容量

本節では，BS から衛星を介して UT まで通信を行うフォワードリンクのチャネル容量の評価を行う．シミュレーション諸元を表 3.2 に，シミュレーションモデルを図 3.10 に示す． このモデルでは，4 ビームを同じ場所に形成する 2 基の衛星が配置され，各ビームにおける UT に通信を行う．前述の通り，BS は衛星毎に対応した大型アンテナを所有し，BS-衛星間の通信を行うことを想定する．このためアンテナビームパターンは狭ビーム化し，衛星間干渉は無視できるレベルまで低減されているものと仮定する．各衛星はビーム毎に UT を一基選択し，一度の伝送で合計 4 基の UT に同一周波数伝送を行う．UT は各ビームにランダムに存在しているものと仮定し，各ビームの位置によって受信 CNR(Carrier-to-Noise Ratio) が決定されるものとする（例えば，半値幅となるビームエッジではビーム中心に比べて CNR が 3dB 低下する）．UT の向きはランダムに設定され，2 基衛星と UT の 2 アンテナの伝搬距離によって位相が設定される．衛星と UT のアンテナ間の距離は 1m に設定する．

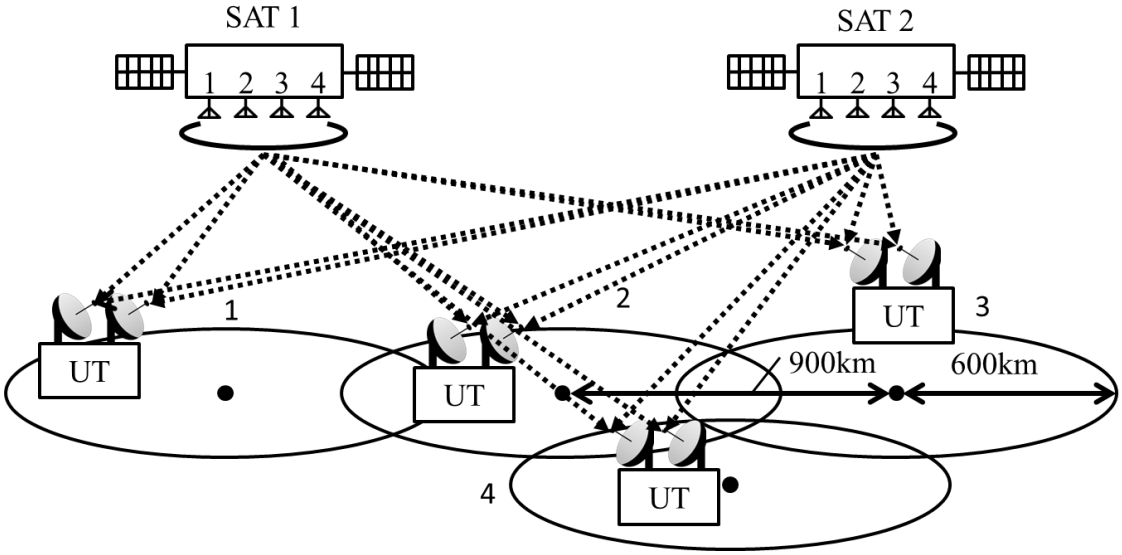


図 3.10: 複数 GEO 衛星 · マルチビーム衛星 MIMO のシミュレーションモデル

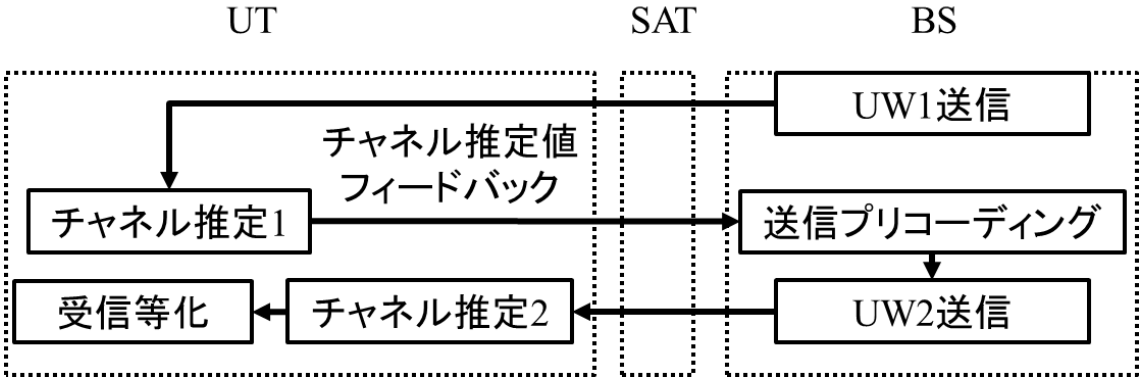
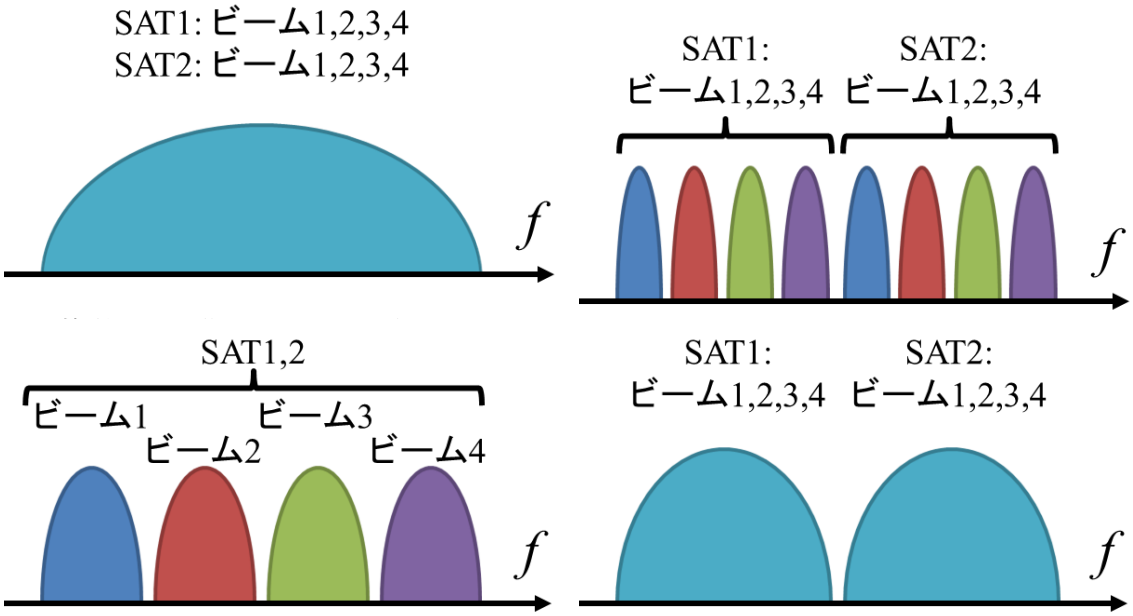


図 3.11: チャネル推定の手順

図 3.11 は送信局 (BS) のプリコーディングと受信局 (UT) の等化を行うためのチャネル推定の工程を表す．チャネル推定は UT の整合フィルタは各フレームにおいてプリコーディングを行っていない UW を用いて行われる．UT は CSI を推定し，アップリンクのフレームで BS にフィードバックする．本論文は，静的なチャネル環境を想定する．つまり，UW1 の送信から受信機の等化まで，チャネル状態は時変動を起こさないことを想定する．BS から送信する信号は，CSI に基づいてプリコーディングを行う．



複数衛星 MIMO [112] (D = 4)　　(d) マルチビーム MIMO [108] (D = 2)

図 3.12: 2 基衛星 ·4 マルチビームの周波数スペクトル利用方法

UT はプリコーディングされた UW とデータ信号を受信し，UW を用いて再度チャネル推定を行い，受信等化を行う．

理想的には，複数 GEO 衛星 · マルチビームシステムは提案処理を用いて実現され，MIMO 技術の効果によるシステム容量の向上が期待できる．しかし，実際は不完全なチャネル推定によってチャネル容量が劣化する．この理由により，時間-周波数非同期環境下におけるチャネル推定精度劣化を考慮したチャネル容量の評価を行う．2 衛星 4 ビームを用いた場合の周波数の割当方法を図 3.12 に示す．図では，(a) 提案システムは衛星とビームが全て同一周波数で用いることから，システム帯域を全て占有する．スペクトル分割係数を D とした場合，$D = 1$ となる．(b) 既存の衛星通信システムのおいては，2 基衛星 ·4 マルチビームの全てのリソースにおいて周波数領域で干渉を防ぐため，8 つに分割する．この場合，$D = 8$ となる．(c) は複数衛星伝送にのみ MIMO を適用するシステムであり，4 ビームは周波数分割によって割り当てるものとするため，$D = 4$ となる [46]．(d) はマルチビーム伝送に MIMO 技術を適用するものであり，2 基衛星による伝送を周波数分割によって実現するものとするため，$D = 2$ となる [108].

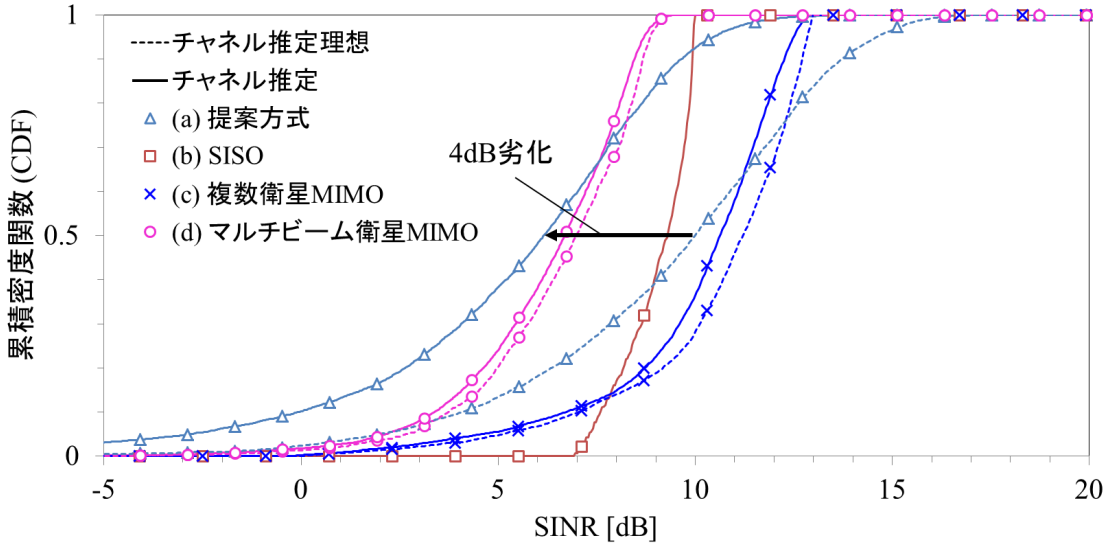


図 3.13: SINR 評価 (CNR = 7 ~ 10 [dB])

チャネル行列 **H** の成分は伝送路長による位相シフトと減衰量のみによって決定し，マルチパスフェージングは存在しないこととする．各 UT は 2 基の衛星に対して同電力で受信するものと仮定する．$MN \times 1$ の雑音ベクトル $\boldsymbol{z}$ は受信 CNR によって決定されるものとする．この評価では，n 番目の UT のチャネル容量を以下のように表現できる．

$$C_n = \frac{1}{D} \sum_{k=M(n-1)+1}^{Mn} \log_2 (SINR_k + 1) \tag{3.18}$$

$$\text{where} \quad SINR_k = \frac{|b_{kk}|^2}{\left(|g_k|^2 + \sum_{l=1, l \neq k}^{MN} |b_{kl}|^2\right)} \tag{3.19}$$

b_{kl} は，$MN \times MN$ の行列 **B**=**WHP** における，k 行 l 列目の成分を示す．g_k は，$MN \times 1$ のベクトル $\boldsymbol{g}$=**WZ** の k 行目の成分である．係数 $(1/D)$ は前述に示した，MIMO 伝送を行わない場合に異なる周波数帯域に分割することによるスペクトル分割係数であり，容量が除算される一方で干渉成分を 0 にする．(b) は MIMO を用いず，衛星及びマルチビーム間で干渉が生じないことを想定するため，**B**=**H** 及び $\boldsymbol{g} = \boldsymbol{z}$ となり，SINR=CNR となる．

図 3.13，3.14 に式 (3.19) の SINR におけるそれぞれ CNR=7 ~ 10dB と 10 ~ 13dB

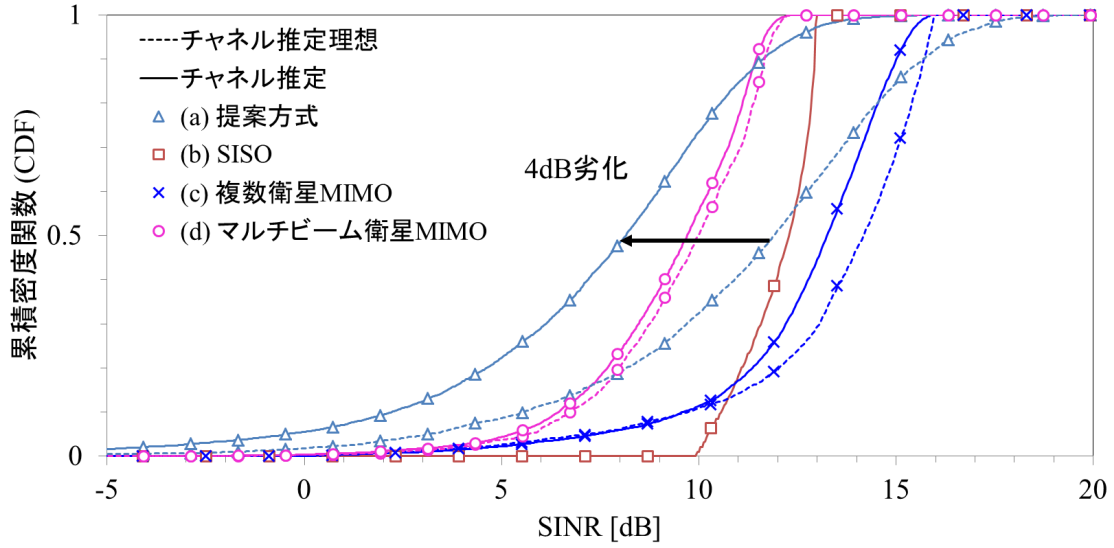


図 3.14: SINR 評価 (CNR = 10 ~ 13 [dB])

の場合の累積密度関数 (Cumulative Distribution Function: CDF) を示す．実線はチャネル推定を行った場合，点線はチャネル推定が理想的に達成された場合の結果を示す．(a) の複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO は (b)SISO に比べて 90%の領域で特性が劣化していることが分かる．さらに，(a) のチャネル推定による特性劣化は，システム (c)，(d) に比べて大きく，CDF 50%値で 4dB の SINR 低下が見られる．この結果から，提案システムはチャネル推定精度による劣化が生じやすいシステムであることが分かる．図 3.14 は CNR 10 ~ 13dB の CDF 比較である．全てのシステムにおいて SINR 特性が向上していることが分かるが，ここでも (a) のチャネル推定劣化による SINR の低下は図 3.13 と同様に 4dB に及んでいることが分かる．このことから，チャネル推定精度の劣化は CNR に比べて CIR に依存することが分かる．

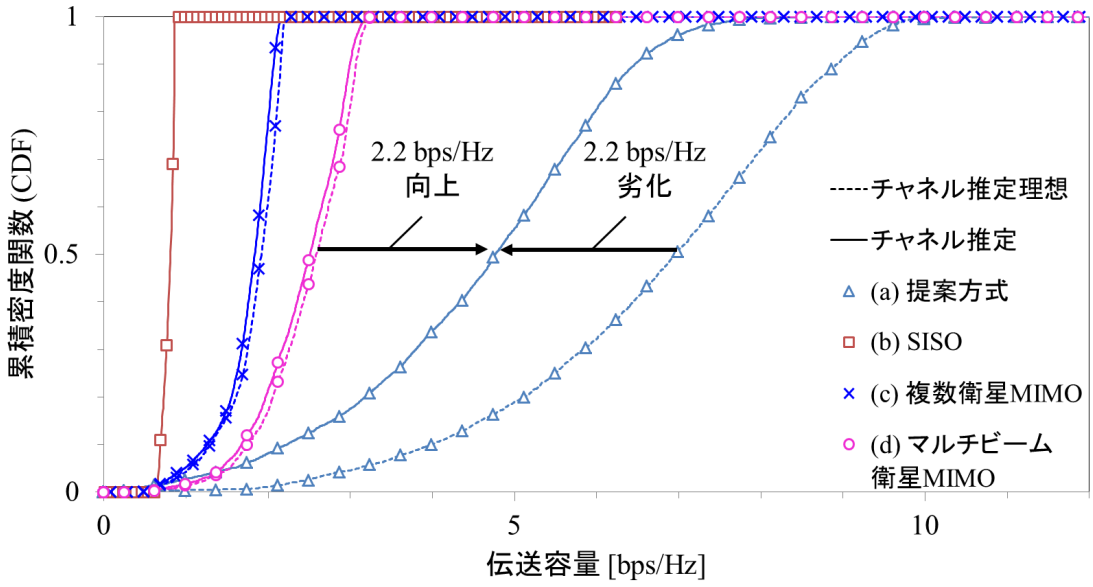


図 3.15: チャネル容量評価 (CNR = 7 ~ 10 [dB])

最後に，式 (3.18) のチャネル容量の評価を図 3.15 に示す．図より，明らかに (a) の複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO はチャネル推定劣化によりチャネル容量の劣化が生じていることが分かる．50%値においては，2.2 bps/Hz の劣化となっている．一方でその他の MIMO システム (c)(d) は推定劣化によるチャネル容量の劣化はほとんど見られない．一方，チャネル推定による劣化を考慮しても，提案システム (a) はその他のシステムより大きくチャネル容量特性の向上を確認することができる．50%値で比較すると，既存システムで最も高特性を示すマルチビーム MIMO(d) に比べて 2.2bps/Hz の向上を見ることができる．これは，SINR の劣化条件下においても，図 3.12 で示したように，全帯域を 2 基衛星 ·4 マルチビーム間で周波数共用できていることが大きな要因であると言える．図 3.16 は CNR=10~13dB のチャネル容量比較である．ここにおいても，特性劣化は 2.3bps/Hz と図 3.16 と同様の結果を示しており，システム (d) に比べて 2.4bps/Hz の特性向上も確認することができた．

以上のことから，提案する複数 GEO 衛星 · マルチビームシステムはチャネル推定精度の影響が大きいシステムでありながら，チャネル容量特性を大きく向上できるシステムであることを確認することができた．

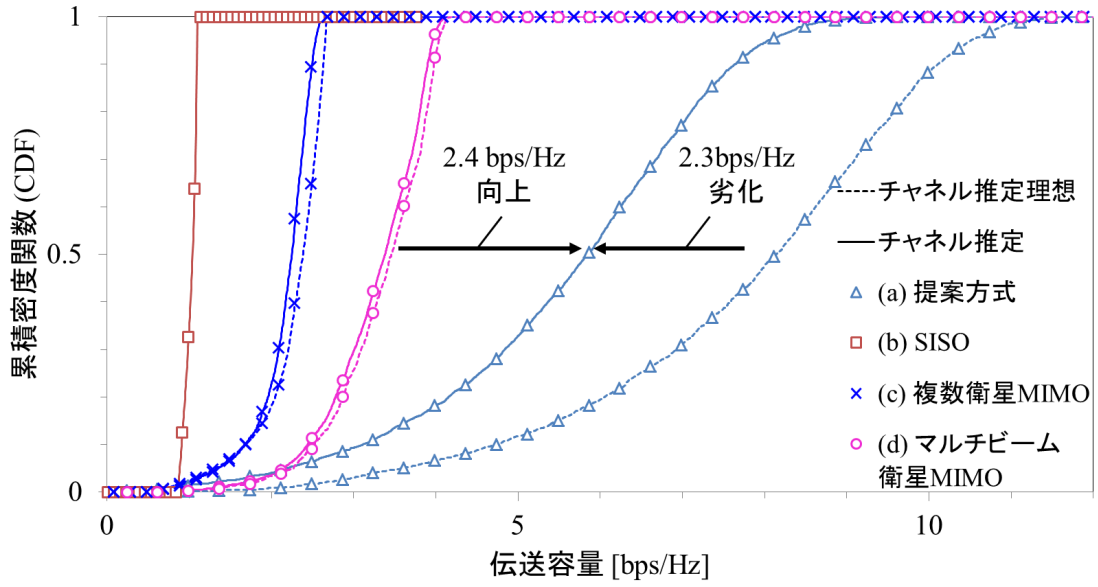


図 3.16: チャネル容量評価 (CNR = 10 ~ 13 [dB])

3.5 まとめ

本章では，複数 GEO 衛星 · マルチビームシステムの同一周波数並列伝送の提案を行った．本システムにおける時間-周波数非同期環境下での伝送を達成するために，送信プリコーディング，受信等化，空間フィルタ及び AFC の提案を行った．シミュレーションの結果，提案システムは従来の衛星 MIMO システムに比べて大きなチャネル容量向上を確認することができた．

この結果，大容量化の見通しのあるマルチビーム衛星 MIMO と複数衛星 MIMO を融合することによる，更なる大容量化が可能であることが分かった．

第4章　複数LEO衛星MIMO(LEO-MIMO)システムの提案

4.1　はじめに

本章では，複数のLEO衛星によってMIMO伝送を行うLEO-MIMOシステムの提案と伝送容量評価を行う．

LEO衛星システムは，前述の通り衛星の高度がGEO衛星に比べて低いことによる低減衰，低遅延の長所がある一方，衛星が常時移動するため，接続性を持続するには複数の衛星を地球上空に周回する必要がある．これを利用し，複数衛星によるMIMO伝送を適用することが本技術の目的である．

本システムでは，LEOシステムの課題であるドップラーシフトの影響を考慮し，同期，チャネル推定に用いる制御キャリアとガードバンドや帯域幅を設定した．

さらに衛星のビーム配置や受信UTのアンテナ構成を検討し，LEO-MIMOによって更に容量を向上する方法も検討する．

4.2　従来のLEOシステム

本節では従来の衛星ダイバーシティを採用したLEOシステムのシステムモデル及び周波数利用効率を説明する．前述の通りサービスエリア内で受信可能な複数衛星間で異なる周波数を用いたFDMA方式を前提とする．

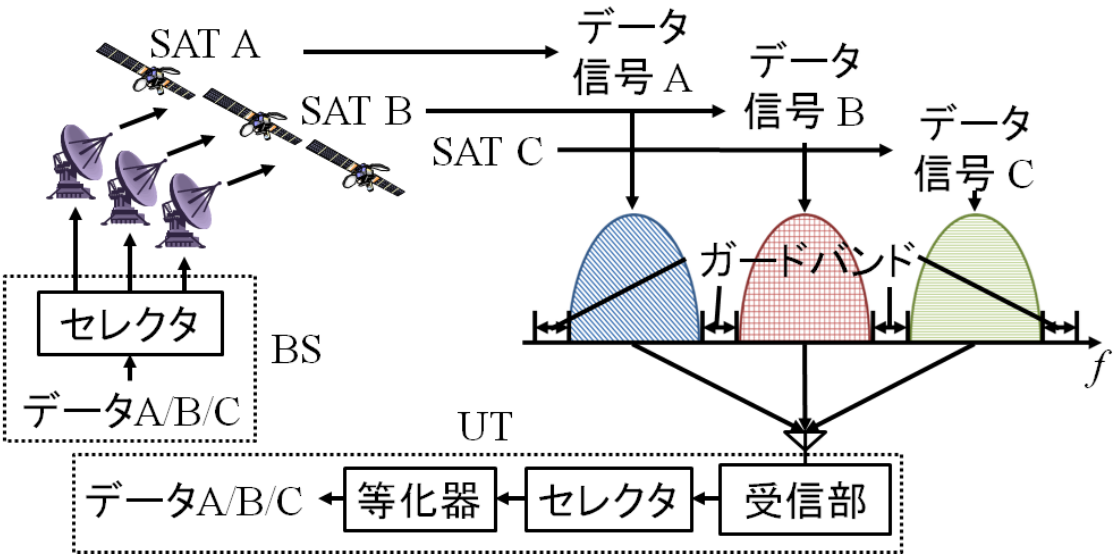


図 4.1: 従来 LEO のダウンリンクシステムモデル (各衛星が専用の周波数チャネルに割り当てられる FDMA（ダウンリンク）)

4.2.1 システムモデル

従来 LEO の伝送イメージを図 4.1 に示す．本システムは，サービスエリアの総帯域幅に対して衛星毎に異なる周波数に信号を割当て，受信 UT は各衛星に対して信号の同期，データ信号復調を行う．BS は複数衛星の軌道情報を把握することで，サービスエリアを認識できるものとする．サービスエリア内で衛星間干渉を回避するため，異なる周波数を各衛星に割り当てる．BS は上述の通り衛星軌道を把握することで，サービスエリアが重畳する衛星間で異なる周波数を割り当てることとする．

m 番目の衛星の送信信号 $x_m(t)$ は以下のように表現される．

$$x_m(t) = s_m(t)\exp(j2\pi f_m t). \tag{4.1}$$

s_m は m 番衛星を経由して送信されるベースバンド信号，f_m はサブチャネル周波数である．LEO 衛星のドップラーシフトを考慮するため，f_m は下記のように設定する．

$$f_m - f_{m-1} = \frac{W_m + W_{m-1}}{2} + W^{<GB>} \tag{4.2}$$

ここで

$$W^{<GB>} \geq 2\left(\max_{1\leq m\leq M}(\Delta f_m)\right). \tag{4.3}$$

M は受信可能な衛星数，W_m は m 番目の衛星の信号の帯域幅，$W^{<GB>}$ はガードバンド，Δf_m は m 番目の衛星によって生じるドップラー周波数を示す．$W^{<GB>}$ の最小値を本システムで発生する最大のドップラー周波数の 2 倍に設定することで，キャリア間干渉を回避することが可能である．受信 UT は各衛星固有の制御信号を受信し，制御情報を取得する．取得した制御情報を用いて，最も特性が得られる基準に基づいて通信を行う衛星を一機選択する．一般的には，以下のように通信可能な衛星のうち最も受信電力が高い衛星を選択する．

$$m_d = \arg\max_{1\leq m\leq M} |r_m|^2 \tag{4.4}$$

ここで，

$$r_m(t) = (h_m(t) * x_m(t)) + n(t). \tag{4.5}$$

$r_m(t)$ は受信信号，$h_m(t)$ は m 番目の衛星のチャネル成分，$n(t)$ は受信 UT の白色ガウス雑音成分を示す．$(a * b)$ は a と b の畳み込みを表現する．本論文では，衛星と受信 UT 間の伝搬が一波のチャネルモデルであり，さらにチャネル推定および等化を行う区間では静的なチャネルモデルであることを想定し，以下のような式となることとする．

$$(h_m(t) * x_m(t)) = h_m \exp\left(j2\pi\Delta f_m t\right) x_m(t). \tag{4.6}$$

チャネル成分の推定値 h'_m は，$\langle u_m(t) \cdot u^*_m(t)\rangle = 1$ を満たす既知信号 $u_m(t)$ を送信信号 $x_m(t)$ に挿入することで，相互相関によって得ることができる．ドップラー周波数の推定値 $\Delta f'_m$ が理想的に検出できており，かつ $x_m = u_m$ と仮定すると，

$$\begin{aligned} h'_m &= \langle r_m(t) \cdot u^*_m(t) \exp\left(-j2\pi\left(f_{m_d} + \Delta f'_m\right) t\right)\rangle && (4.7)\\ &= h_m\langle u_m(t) \cdot u^*_m(t)\rangle + \langle n(t) \cdot u^*_m \exp\left(-j2\pi\left(f_{m_d} + \Delta f_m\right) t\right)\rangle && (4.8)\\ &= h_m + \langle n(t) \cdot u^*_m \exp\left(-j2\pi\left(f_{m_d} + \Delta f_m\right) t\right)\rangle. && (4.9) \end{aligned}$$

ただし $(\cdot)^*$ は複素共役を示す．ドップラー周波数の推定に関しては，例えば以下のように既知信号のシンボル間の平均位相差 $E[\Delta\theta_u]$，シンボル区間を T_u[sec] とした場合に，以下のように推定することができる．

$$\Delta f'_m = \frac{E[\Delta\theta]}{2\pi T_u}. \tag{4.10}$$

復調信号 s'_{m_d} は，受信信号に対して所望のサブチャネル周波数にドップラーシフト周波数オフセットを補償した副搬送波の内積をとった後，推定したチャネル成分 h_m で除算することで得られる．

$$s'_{m_d} = \langle r_m \cdot \exp\left(-j2\pi\left(f_{m_d} + \Delta f_m\right)t\right)\rangle(1/h'_m) \tag{4.11}$$

4.2.2 周波数利用効率

従来の LEO システムは，サービスエリアに M 機の衛星があるのと同じ数の M サブチャネル信号を使用するので，周波数利用効率は総帯域幅からガードバンドを差し引いた値で計算される．各衛星の送信信号の帯域幅を $W^{<x>}$ とすると，システムの総帯域幅 W は以下のように説明できる．

$$W = MW^{<x>} + (M+1)W^{<GB>}. \tag{4.12}$$

よって周波数利用効率 R は以下のように表現できる．

$$R = \frac{W - (M+1)W^{<GB>}}{W}. \tag{4.13}$$

4.3 提案 LEO-MIMO システム

本節では大容量化を目的とした LEO-MIMO システムのシステムモデル及び周波数利用効率を説明する．本システムは制御信号とデータ信号が異なる周波数に割り当てられる．制御信号は各衛星固有の周波数に配置され，帯域幅を想定される最大ドップラー周波数の 2 倍に設定することで，受信 UT は衛星固有の制御信号に含まれる既知信号から，素早くドップラーシフトの検出，同期，チャネル推定を可能とする．データ信号は複数衛星間で同周波数に割り当てられ，前述の制御信号を用いた同期を行った後に，信号を分離する．

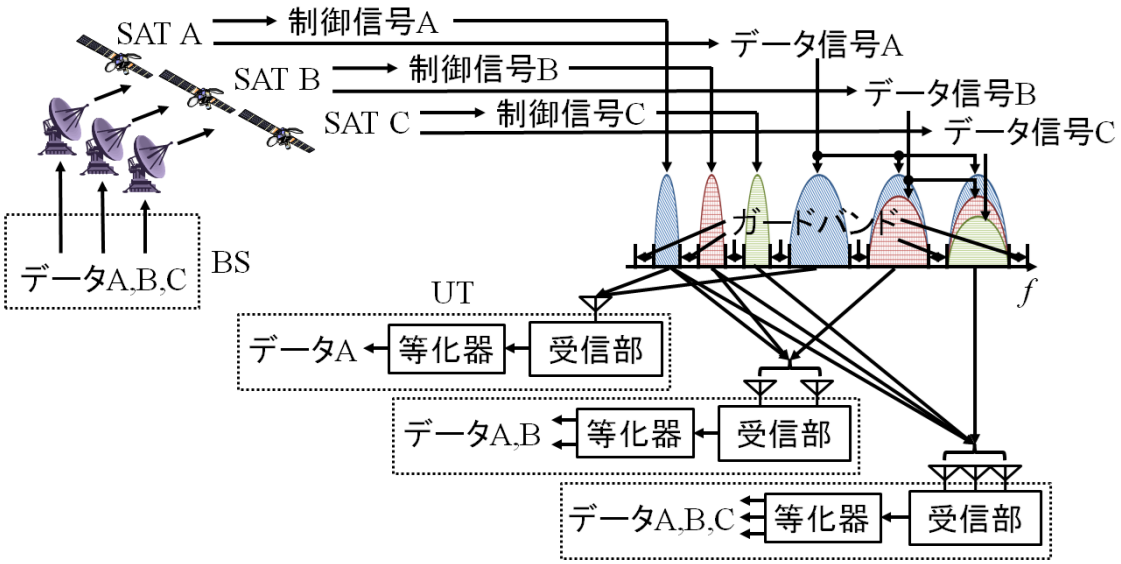


図 4.2: 提案する LEO-MIMO のダウンリンクシステムモデル（各チャネルは複数衛星による専用の SISO / MIMO 帯域に割当）

4.3.1 システムモデル

提案する LEO-MIMO システムのシステムモデルを図 4.2 に示す．制御信号は，従来の LEO と同様に各衛星の周波数に割り当てられるが，データ信号の周波数は MIMO 多重化に適合するように動的に選択される．m 番目の衛星から送信された無線信号 $x_m(t)$ は以下のように表される．

$$x_m(t) = C_m(t) + \sum_{n=1}^{N} S_{n,m}(t). \tag{4.14}$$

C_m は m 番目の衛星の m 番目の制御信号である．C_m の帯域幅が同じであると想定すると，C_m は以下のように表すことができる．

$$C_m(t) = c_m(t) \exp\left(j2\pi \left\{ m \left[W^{<c>} + W^{<GB>} \right] - W^{<GB>}/2 \right\} t \right). \tag{4.15}$$

$W^{<c>}$ は制御信号の帯域幅を示す．$c_m(t)$ は m 番目の衛星のベースバンド制御信号である．$S_{n,m}(t)$ は，n 番目の帯域の m 番目の衛星からのサブバンド信号である．

$$S_{n,m}(t) = s_{n,m}(t) \exp\left(j2\pi \left\{ f_{n-1}^{\langle data \rangle} + \left[W_{n-1}^{\langle data \rangle} + W_{n}^{\langle data \rangle} \right]/2 + W^{<GB>} \right\} t \right). \tag{4.16}$$

ここで，

$$f_1^{\langle data \rangle} = M(W^{<c>} + W^{<GB>}) + W^{<GB>} + W_1^{\langle data \rangle}/2. \tag{4.17}$$

$s_{n,m}$ は n 番目の帯域の m 番目の衛星 (SAT) からのベースバンドデータ信号，$f_n^{\langle data \rangle}$ は n 番目のデータ信号のサブバンド周波数，$W_n^{\langle data \rangle}$ は データ信号の帯域幅，M はサービスエリア内の衛星の数である．UT の k 番目のアンテナの受信信号は以下のように表現される．

$$r_k(t) = \sum_{m=1}^{M} h_{km} \exp(j2\pi\Delta f_m t) \left\{ C_m(t + \Delta t_{d_m}) + \sum_{n=1}^{N} S_{n,m}(t + \Delta t_{d_m}) \right\} + n_k(t) \tag{4.18}$$

ここで，h_{km} は m 番目の衛星と UT の k 番目のアンテナとの間に形成されるチャネル成分であり，Δt_{d_m} は基準時間と m 番目の受信時間との間の遅延時間である（例えば，m 番衛星を基準とすると，$\Delta t_{d_1} = 0$)).

提案する LEO-MIMO システムでは，推定のための制御信号は固有の帯域が割り当てられることで，(4.17) 式のように，個々のドップラーシフトで同一周波数帯にデータ信号を多重しても，チャネル成分 h_{km} とドップラー周波数 Δf_m を推定できる．MIMO 信号を復調するためのチャネル行列を推定するには，以下のチャネル成分を UT によって推定しなければならない．

$$\tilde{h}_{km} = \exp\left(j2\pi W^{<c>} \Delta t_{d_m}\right) h_{km} \tag{4.19}$$

ここで，h_{km} は，基準衛星との遅延差がない場合の振幅及び位相係数に関連する複素チャネル成分である．

このシステムで想定されているシングルパスチャネルの周波数特性は，振幅 · 位相係数で表されるチャネル成分と衛星間の遅延に依存するため，式 (4.19) のように線形に表現することができる．すなわち，チャネル相関は $\tilde{h}_{km}$ を推定することによって計算することができる．式 (4.14) の制御信号 C_m に既知信号 u_m を挿入することで，式 (4.7)~(4.10) と同様に各チャネル成分の推定値を取得することができる．パラメータ Δt_{d_m} は，遅延時間および周波数遷移量の推定によって算出することができる．前者は制御信号内の既知信号の受信時間を検出することによって推定することができ，後者は既知信号から中心周波数を推定することによって検出することができる．提

案システムでは，MIMO 専用の衛星を選択するために，取得したチャネル推定値を用いて相関を計算する．

$$m_d = \arg\max_{1 \le l \le L} \left| \det\left(\tilde{\mathbf{H}}_l\right) \right| \tag{4.20}$$

ここで，

$$L = \begin{pmatrix} M \\ K \end{pmatrix} \tag{4.21}$$

K は UT のアンテナ数である．$\tilde{\mathbf{H}}_l (1 \le l \le L)$ は，m 番目の衛星の K 行のチャネル成分の列ベクトル $\tilde{\boldsymbol{h}}_m$ と，受信アンテナとの任意の K 個の組み合わせから生成されたチャネル行列である．

$$\tilde{\boldsymbol{h}}_m = \begin{pmatrix} \tilde{h}_{1m} \\ \vdots \\ \tilde{h}_{Km} \end{pmatrix}. \tag{4.22}$$

例えば，UT が 3 つの受信アンテナ ($K = 3$) を有し，5 つの LEO 衛星 ($m = 5$) と通信可能な場合，$\tilde{\mathbf{H}}_l$ が $\tilde{\mathbf{H}}_1 = \left(\tilde{\boldsymbol{h}}_1, \tilde{\boldsymbol{h}}_2, \tilde{\boldsymbol{h}}_3\right)$，$\tilde{\mathbf{H}}_2 = \left(\tilde{\boldsymbol{h}}_1, \tilde{\boldsymbol{h}}_2, \tilde{\boldsymbol{h}}_4\right)$，$\tilde{\mathbf{H}}_{10} = \left(\tilde{\boldsymbol{h}}_3, \tilde{\boldsymbol{h}}_4, \tilde{\boldsymbol{h}}_5\right)$ のような $L = \begin{pmatrix} 5 \\ 3 \end{pmatrix} = 10$ 個のパターンを有する $\left|\det\left(\tilde{\mathbf{H}}_l\right)\right|$ を最大にするように MIMO 送信のために 3 つの衛星を選択する．このように L 個の組み合わせの中から式 (4.20) の行列式の最大値をとることにより，高いチャネル容量を得ることができる．復調された信号ベクトル $\boldsymbol{s}'$ は，以下のように線形変換によって導き出すことができる．

$$\boldsymbol{s}' = \begin{pmatrix} e^{-j2\pi\left(f_{n_d}^{\langle data \rangle} + \Delta f_{m_1}\right)t} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j2\pi\left(f_{n_d}^{\langle data \rangle} + \Delta f_{m_K}\right)t} \end{pmatrix} \mathbf{W} \boldsymbol{r}_{n_d} \tag{4.23}$$

ここで，$\boldsymbol{r}_{n_d}$ は，系列長 K の n_d 番目のサブチャネルの受信信号ベクトルである．n_d は，BS から通知されたデータ信号の $1 \sim n \sim N$ から選択された周波数番号である．周波数オフセット $\Delta f_{m_1}, \cdots, \Delta f_{m_K}$ は K 個の衛星のドップラー周波数であり，受信した制御信号を用いて推定及び除去される．受信ウェイト行列 $\mathbf{W}$ がゼロフォーシング (ZF) アルゴリズムによって計算される場合，$\mathbf{W}$ は次のように導くことができる．

$$\mathbf{W} = \left(\tilde{\mathbf{H}}_{m_d}'^H \tilde{\mathbf{H}}_{m_d}'\right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_{m_d}'^H \tag{4.24}$$

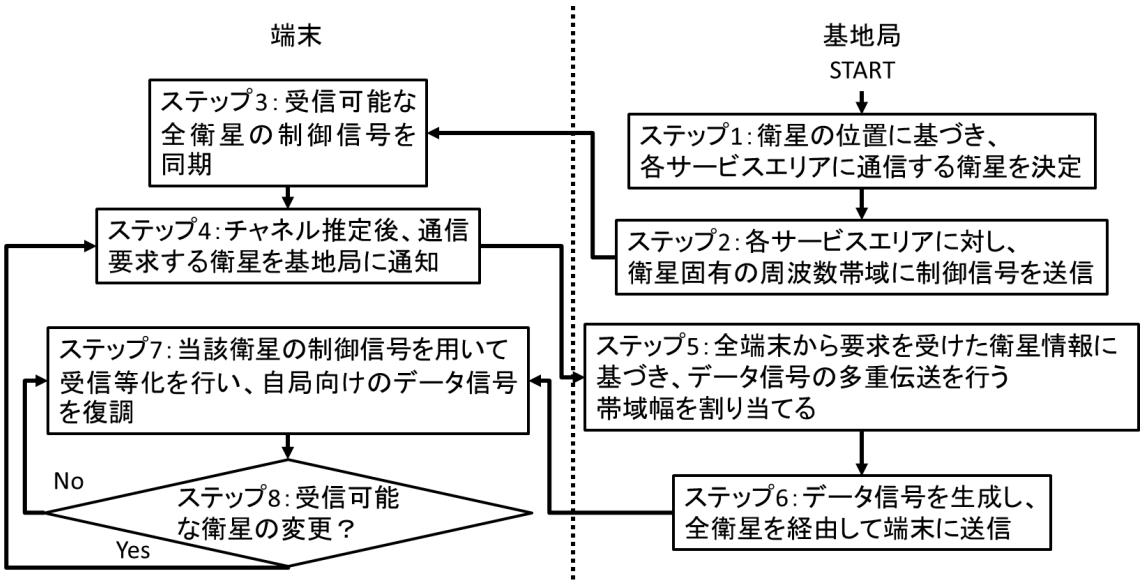


図 4.3: LEO-MIMO の帯域割当から復調までのフローチャート（BS が受信 UT の要求情報に基づいて SISO / MIMO 帯域幅割当てを決定）

$\tilde{\mathbf{H}}'_{m_d}$ は，式 (4.20) で選択された $\tilde{\mathbf{H}}_{m_d}$ の推定チャネル行列である．

4.3.2 帯域割当 · 復調の手順

LEO-MIMO の帯域割当から受信 UT の復調までのフローチャートを図 4.3 に示す．このシステムでは，ステップ 1 とステップ 2 で BS は衛星固有の制御信号の周波数を各サービスエリアに割り当て，UT は式 (4.15) によって与えられる制御信号を受信し各衛星と同期を行う．

ステップ 3 および 4 では，UT が式 (4.15) の制御信号を受信して同期した後，チャネル推定の情報に基づいて式 (4.20) によって伝送容量が向上する MIMO 伝送に適した衛星を選択し，アップリンクを介して BS に選択した衛星を通知する．

ステップ 5 において，BS は UT からの通知された情報に基づいて各衛星が送信するデータ信号に周波数リソースを割り当て，ステップ 6 にて BS が各衛星を経由してそれぞれ割り当てたダウンリンクデータ信号を送信する．また，第 n 帯域幅 $W_n^{\langle data \rangle}$ の割り当て方法は，サービスエリア内で通信可能な UT によって指定された衛星の

数に応じて BS によって制御される．

ステップ 7 では，UT は BS からの制御信号を介して周波数情報を取得し，推定情報に基づいて等化を行い，複数衛星からの MIMO 信号を復調する．

4.3.3 周波数利用効率

LEO-MIMO システムでは，システムの総帯域幅 W は，以下のようにデータ信号と制御信号，ガードバンドの帯域を含めたものとして説明できる．

$$W = \sum_{n=1}^{N} W_n^{\langle data \rangle} + MW^{<c>} + (N + M + 1)\, W^{<GB>}. \tag{4.25}$$

制御信号とガードバンドの総帯域幅が占有周波数帯域幅に対して多大になると，周波数利用効率の低下を及ぼす．周波数利用効率 R は，M 個の制御信号と N 個のデータ信号との間のガードバンドの総帯域幅を差し引くことによって計算される．

$$R = \frac{W - MW^{<c>} - (N + M + 1)\, W^{<GB>}}{W} \tag{4.26}$$

従来のシステムと比較して，専用の制御信号およびそのガードバンドに割り当てられたリソースによって周波数利用効率が低下する．

4.4 伝送容量評価 [115]

本節では，システムが達成する伝送容量を計算機シミュレーションによって評価する．シミュレーション条件として，全 UT が衛星の数と同数のアンテナ（すなわち $K = M$）を有することと想定する．また，すべての UT がすべてのアンテナで MIMO 伝送を行う（すなわちデータ信号帯域の数が $N = 1$）であると想定する．

提案システムの基本特性を評価するために，次の式を使用する．

$$Capacity = R \log_2 \left(\det \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} \left(\gamma_0 / (MK) \right) \right) + \mathbf{I}_K \right) \tag{4.27}$$

異なる受信アンテナ数の比較のため，γ_0/M を K で除算することで合計利得の公平性を保つこととした．$\mathbf{I}_K$ は，K 個の対角要素を持つ単位行列である．

表 4.1: シミュレーション諸元

中心周波数 f_c	12 [GHz], 20 [GHz]
衛星-受信 UT 間距離	1,000 [km]
ドップラー周波数 Δf_m	$f_c \times 2 \times 10^{-5}$
制御信号帯域幅 $W^{<c>}$	$2\Delta f_m$
ガードバンド W_{BG}	$2\Delta f_m$
送信衛星数 M	1-15
衛星仰角	10°-90°
衛星方位角	10°-360°
単一アンテナ時の受信 CNR	7~10 [dB]
受信 UT アンテナ数 K	送信衛星数 M
受信 UT アンテナ	円形配置 (半径 1 [m])
受信 UT アンテナパターン	無指向性

4.4.1 評価条件の設定

本節では，計算機シミュレーションを行うための評価条件の説明を行う．本検討では，本来チャネル行列を式 (4.7)~(4.10) のように推定を行うものであるが，各システムの理想的なチャネル容量を評価するため，式 (4.27) のチャネル行列 **H** は理想値を用いるものとする．また，システム帯域幅が固定設定である場合，衛星数が増加すると制御信号とガードバンドの総帯域幅が増加するため，データ伝送に用いる帯域幅が減少する．この影響を反映するため，式 (4.13) および (4.26) の周波数利用効率 R を乗算することで，システム容量を算出することとしている．表 4.1 にシミュレーション諸元を示す．また図 4.4 に本節の衛星と受信 UT の位置関係のイメージ図を示す．本検討では，シミュレーション 1 回につき 1~ 複数機の衛星の軌道位置をランダムに設定した後，1 機の受信 UT における式 (4.27) の容量を算出する．衛星及び受信 UT の位置関係は，衛星の高度，軌道，受信 UT のアンテナ間隔，傾き，地上での位置によって大きく変動する．本節の検討では，衛星高度と受信 UT のアンテナ

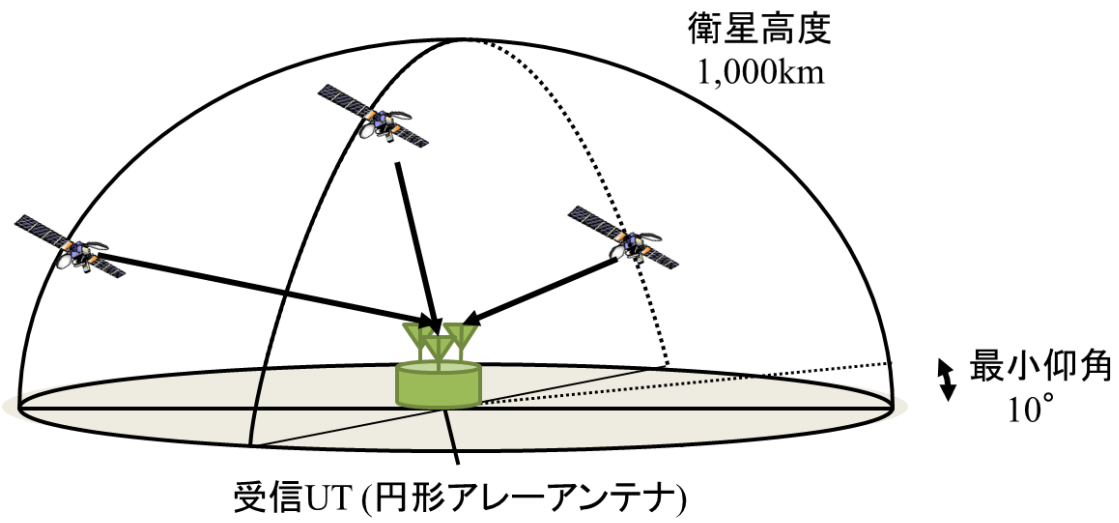


図 4.4: シミュレーション検証の衛星-受信 UT の位置設定

配置を定めた上で，汎用的な条件とするため表 1 に示す衛星仰角，方位角の範囲内でランダムに設定する．アンテナ数と衛星数は各シミュレーションで固定的に与えた値を設定する．

4.4.2　計算機シミュレーション評価

Ku 帯および Ka 帯のダウンリンクについてそれぞれ 12GHz および 20GHz の 2 つの中心周波数において検証を行う．ドップラー周波数は，[118] で述べた最大ドップラー周波数よりわずかに高く設定された中心周波数 $f_c \times 2 \times 10^{-5}$ の関数であると想定する．また，制御信号を受信し，キャリア間の干渉を防止するために，制御信号 $W^{<c>}$ とガード帯域幅 $W^{<GB>}$ の帯域幅をドップラー周波数の 2 倍に設定する．3 つの衛星を設定した場合のチャネル容量の比較を図 4.5 に示す．

狭帯域および広帯域のシステムを想定し，それぞれ総帯域幅を 20MHz と 200MHz に設定した上で，累積密度関数 (CDF) を算出した．結果を図 4.5 に示す．20MHz 帯域幅では，従来 LEO システムに比べて特性が向上しており，50%値では fc=12GHz

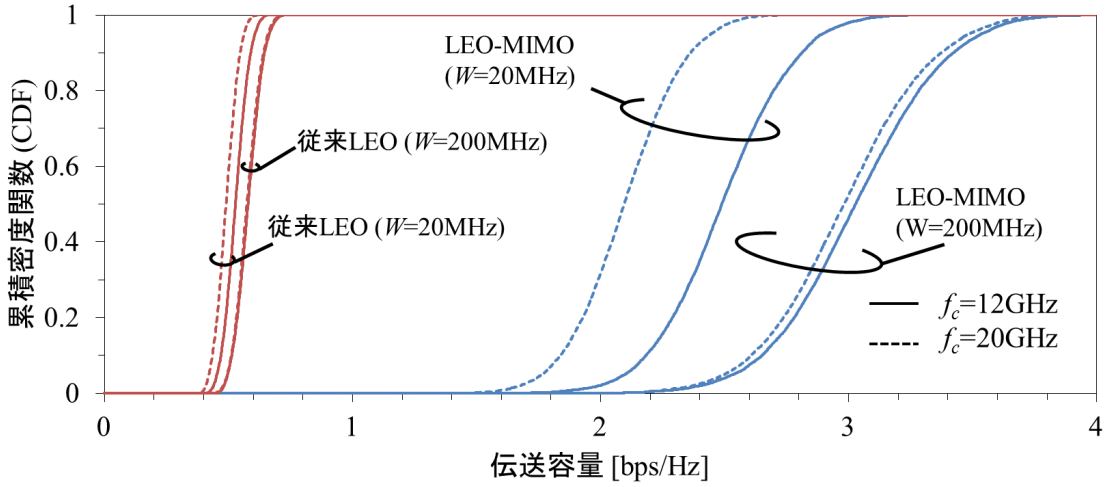


図 4.5: 衛星数 3 の場合の 12GHz（Ku 帯ダウンリンク）と 20GHz（Ka 帯ダウンリンク）における従来および提案システムのチャネル容量の CDF 比較

では約 2bps/Hz，fc=20GHz では約 1.6bps/Hz の特性向上を見ることができる．また異なる中心周波数の特性の乖離は，ドップラー周波数の増加に伴う 周波数利用効率 R の低下によって劣化する．具体的には f_c=12GHz の場合は R ≒0.81 であるのに対し，f_c=20GHz では R=0.68 となる．(b) に示す 200MHz 帯域幅では，ドップラー周波数の影響が総帯域幅 W に比べて小さいため， MIMO 多重化による容量の大きな向上が確認できる．一方，従来のシステムでは 3 機衛星毎に周波数を分割するために，伝送容量の改善が制限される．50%値の比較では，LEO-MIMO システムによって約 2.7bps/Hz の向上を確認することができる．また周波数利用効率においては，f_c=12GHz では R=0.98，f_c=20GHz では 0.97 となるため，広帯域幅の条件では両者に大きな特性差が生じていないことが分かる．

総帯域幅 W=20MHz の条件で，各衛星数において CDF1%と 50%のプロットされたチャネル容量を図 4.6 に示す．従来システムは衛星数の増加に伴い R が著しく減少するため，チャネル容量は単調減少していることが分かる．一方 LEO-MIMO に関しては，衛星数の増加に伴いチャネル容量が増加する領域が存在することが分かる．12GHz では，CDF1%と 50%の 5 衛星で最大値が達成されることが分かる．こ

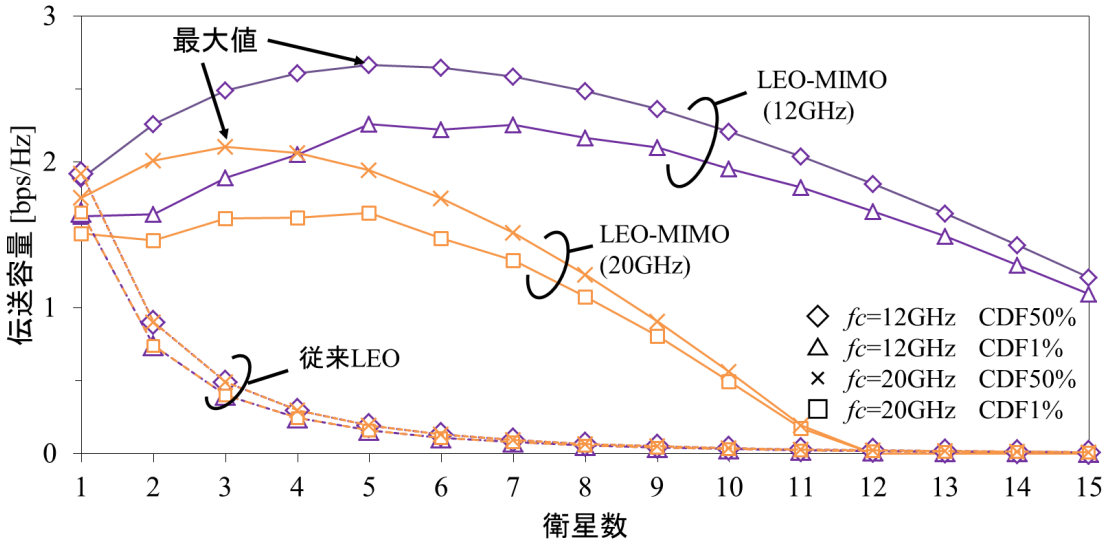
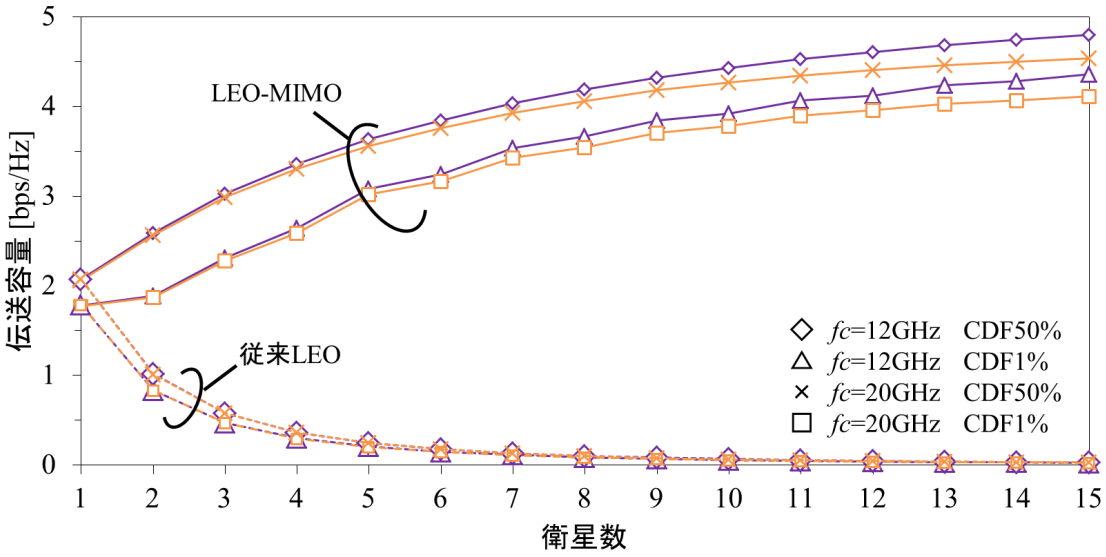


図 4.6: 衛星数毎の 12GHz（Ku 帯ダウンリンク）と 20GHz（Ka 帯ダウンリンク）の従来および提案システムの CDF 値（1%と 50%）のチャネル容量比較（W=20MHz)

れは，衛星数の増加による MIMO の容量向上効果が制御信号の増加に伴う周波数利用効率の低下を上回ったことによるものと考えられる．一方で 6 衛星以降に減少が見られているのは，制御信号とガードバンドが増加することによる周波数利用効率の減少が，MIMO による容量向上効果を上回ることによるものである．一方 20GHz では，50%値においては 3 機衛星において，1%値においては 5 機衛星で最大値を示している．それぞれ 50%値の最大値をとる衛星数で比較すると，f_c=12GHz では約 2.7bps/Hz，f_c=20GHz では約 1.6ps/Hz(図 4.5 と同条件) もの特性向上を図ることができることが分かった．

図 4.7 の帯域幅 W=200MHz の場合，LEO-MIMO システムは伝送容量の向上は徐々に飽和するものの，W=20MHz と同様に単調減少する従来システムに比べて単調増加となり，大幅に改善されていることが分かる．衛星数 M=15 では，f_c=12GHz で約 4.7bps/Hz を示していることが分かる．このことから，帯域幅を大きく設定することで，制御信号とガードバンドによる周波数利用効率の低下の影響が小さくなり，衛星数が増加した場合でも MIMO による伝送容量の向上が得られることが分かる．



(b)W=200MHz

図 4.7: 衛星数毎の 12GHz（Ku 帯ダウンリンク）と 20GHz（Ka 帯ダウンリンク）の従来および提案システムの CDF 値（1%と 50%）のチャネル容量比較（W=200MHz)

以上の検証から，帯域幅と衛星数を適切に設定することにより，従来の LEO システムに比べてシステム容量を大幅に向上できることが分かった．さらに，ドップラーシフトに対して帯域幅を十分に大きく設定すると，衛星数に関わらず，伝送容量の改善効果が大きいことが期待できることが確認できた．

4.5 衛星ビーム·受信 UT マルチアンテナ構成の検討

4.4 節では，衛星軌道をランダムに設定した場合の衛星数毎のチャネル容量の比較を行った．一方，実際はグローバルサービスエリア全体での各衛星のビーム配置と制御·データ信号の周波数割当を考慮した設計を行う必要がある．本節では，LEO 衛星のビーム配置と周波数割当，UT の受信アンテナ構成を設計することで，LEO-MIMO の更なる特性向上を検討する．

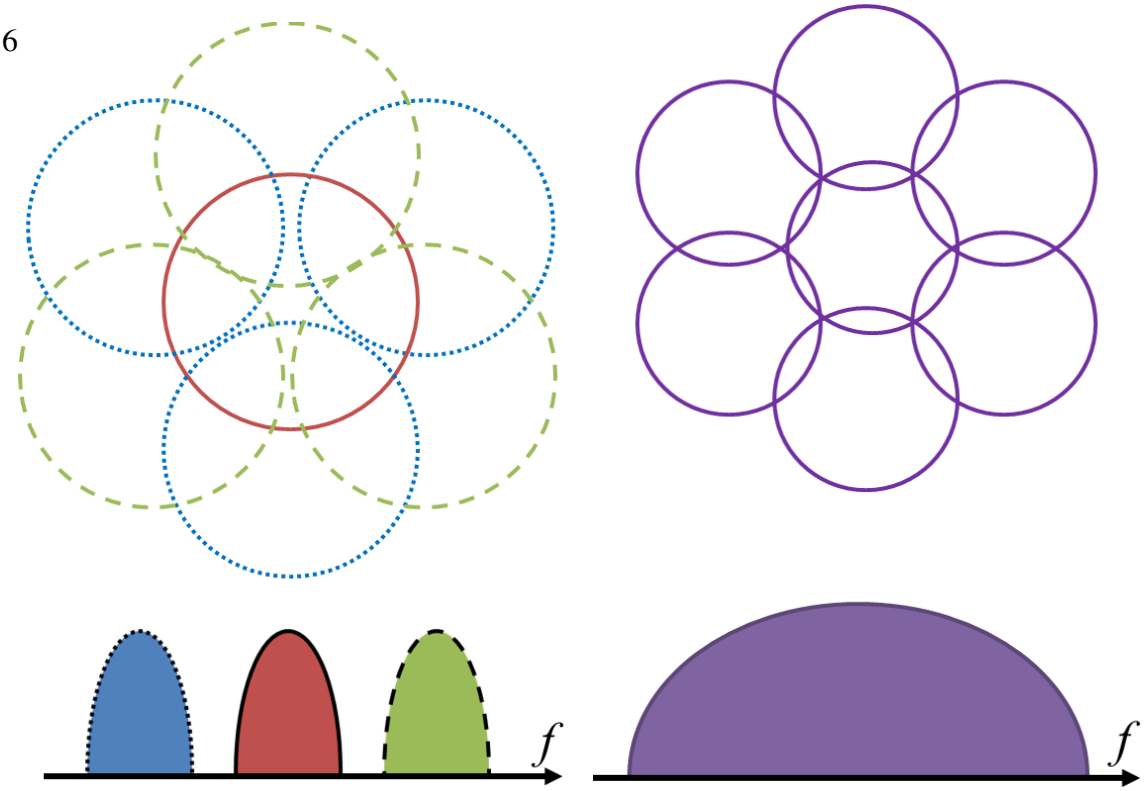
4.5.1 LEO 衛星のビーム配置と周波数割当

一般的に，周波数利用効率とサービス品質 (Quality of Service: QoS) の両面を考慮するために，以下のような方針が考えられる．

ケース 1. 図 4.8(a) では，衛星のビーム幅を広くとることで，常に UT がいずれかの衛星から十分な受信 CNR を得ることで，QoS を向上させる方法である．一方でビーム間の重畳するエリアは干渉につながるため，隣接ビーム間で異なる周波数を割り当てることで干渉を回避する．図のように周波数を三色繰り返しで割り当てることで，システム全体としては 3 つの周波数帯を設定するのみで構築が可能となる．

ケース 2. 図 4.8(b) では，全ビームを同周波数帯域に割り当てることで，周波数利用効率を重視するシステムである．一方で本方式は衛星ビーム間の重畳エリアの干渉は致命的なものになるため，できるだけ重畳エリアを小さくすることで，干渉を回避しなければならない．またビーム端に存在する受信 UT は，最も高い CNR が得られる衛星へのハンドオーバーを迅速に行うことで，QoS を担保する必要がある．

これに対し，提案する LEO-MIMO システムは，MIMO を利用することでケース 2 の周波数利用効率を実現しながらも，複数衛星からのビームを受信するためにケース 1 のようなビーム重畳を行うことがメリットとなる．本節では，図 4.9 のように六角形の簡易モデルにてビーム割当を考察する．LEO-MIMO では，できるだけ複数の衛星から高利得で信号を受信するため，ビーム半径は大きい方がよい．通常の LEO システムでは，ビーム間の重畳は衛星間干渉につながるが，LEO-MIMO では複数衛星 MIMO 伝送の品質向上に寄与する可能性がある．さらに制御信号の割当は三色繰り返しを適用することで可能である．以上のように，ビーム重畳による複数衛星からの受信 CNR の向上と，システム全体における制御信号による周波数利用効率の低下を防ぐために三色繰り返しの適用により，LEO-MIMO のシステム容量特性向上につなげる．



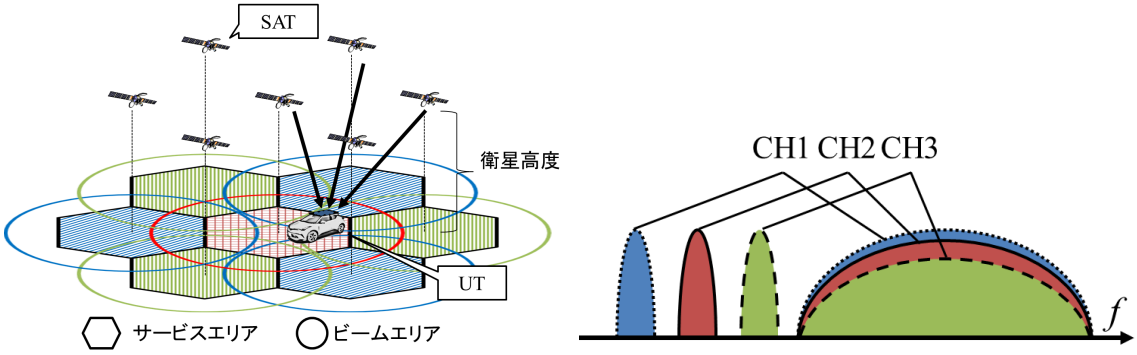
(a) 重畳ビーム&3 周波数繰り返し　　(b) 隔離ビーム&1 周波数繰り返し

図 4.8: 衛星のビーム割当と従来 LEO システムのサービスエリア

4.5.2　受信 UT のアンテナ構成

UT の受信アンテナ構成は MIMO 伝送の伝送容量向上のために最も重要な要素である．異なる軌道に位置している複数衛星から同時に信号を受信する必要があるため，アンテナのビーム幅は広いことが望ましい．一方，アンテナ利得を高めるためにはできるだけ口径の大きいアンテナを用いることが望ましいが，この場合ビーム幅が狭くなり，LEO 衛星を同時に受信することに不向きとなる．

したがって，本システムでは図 4.10 に示すようなマルチアンテナ素子を用いた正方アレー構成を検討する．本アンテナ構成に MIMO 等化技術による複数衛星信号の電子追尾を実現することで，マルチビームを広域に指向させることが可能となる．本論文では，車載や船舶での利用を想定し，一辺 1m の正方アレーを検討する．本アンテナ構成において，伝送容量を向上するための各アンテナ素子のアンテナパターンと素子数の考察が必要となる．



(a) サービスエリアイメージ　　(b) 制御 · データ信号のチャネル割当

図 4.9: LEO-MIMO のサービスエリアとビームの周波数割当

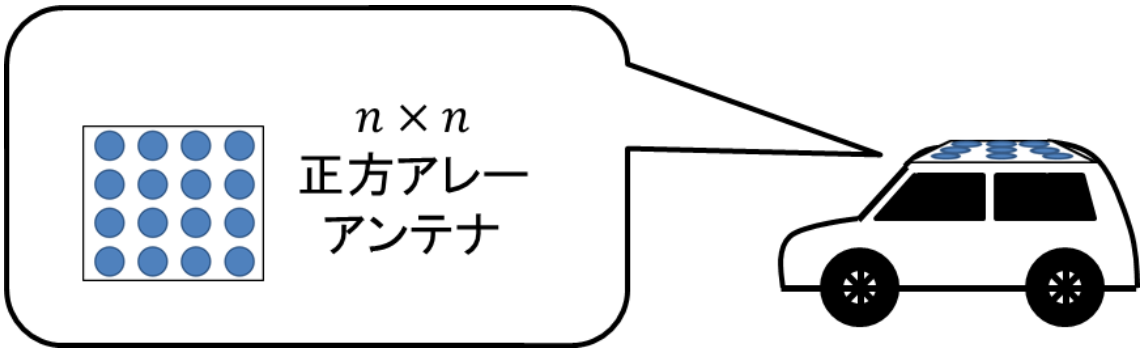


図 4.10: LEO-MIMO システムにおける受信 UT の正方アレーアンテナ構成

4.5.3　評価条件の設定

本節では，ビーム半径と受信 UT のアンテナ素子を設定した上で伝送容量を評価する．UT 毎の伝送容量のシミュレーションを行うため，UT は図 4.9(a) の中心のサービスエリア内をランダムに位置させるものとする．その他のシミュレーション諸元を表 4.2 に示す．図 4.11 に，隣接するビームに対するビーム中心間距離，離隔ビーム半径，重畳ビーム半径を示した． シミュレーション上の 7 基の衛星から近傍の衛星を送信衛星として選択する．LEO-MIMO の場合は 3 基衛星を選択し，MIMO 伝送を行う．SISO の場合は 1 基の衛星を選択し，最大比合成によってシングルビーム

表 4.2: シミュレーション諸元 2

中心周波数 f_c	12 [GHz], 20 [GHz]
システム帯域幅 W_{all}	20 [MHz]
ドップラー周波数 Δf_m	$f_c \times 2 \times 10^{-5}$
ガードバンド帯域幅 $W^{<GB>}$	$2\Delta f_m$
衛星高度	1,000 [km]
隣接ビーム中心間距離 D	1,100 [km]
ビーム半径 (半値幅)	離隔ビーム: $D/\sqrt{3}$
	重畳ビーム: $2D/\sqrt{3}$
シミュレーション上の衛星数	7
送信衛星数 M	SISO: 1
	MIMO: 3
単一アンテナ UT の	20 [dB]
ビーム中心の受信 CNR	
UT アンテナ構成	正方アレー (1 [m] × 1 [m])
UT アンテナ素子	円形開口アンテナ
UT アンテナ素子数	$1, 2^2, 5^2, 8^2, 11^2, 16^2, 25^2$
UT アンテナ素子直径 d_K	$d_k = d_1/\sqrt{K}$
	d_1 = 4m
等化アルゴリズム	SISO: 最大比合成
	MIMO: Zero Forcing (ZF)

を形成する．UT 一機あたりの伝送容量を以下のように算出する．

$$Capacity = R \cdot \sum_{m=1}^{M} \log_2 \left(|b_{mm}|^2 / \left\{ \sum_{k=1,k\neq m}^{K} |b_{mk}|^2 + \sum_{i=1}^{J} |z_{mi}|^2 + N \sum_{k=1}^{K} |w_{mk}|^2 \right\} + 1 \right). \quad (4.28)$$

ここで，$M \times K$ の重み行列 $\mathbf{W}$ の m 行 k 列の成分を w_{mk} とし，$\mathbf{B}$=$\mathbf{WH}$ と定義される 3×3 の行列 $\mathbf{B}$ の m 行 k 列の成分を b_{mk} とする．送信衛星以外の干渉衛星数を J (シミュレーションでは J=7-3=4)，干渉衛星から受信アンテナへの干渉成分を表す $K \times J$

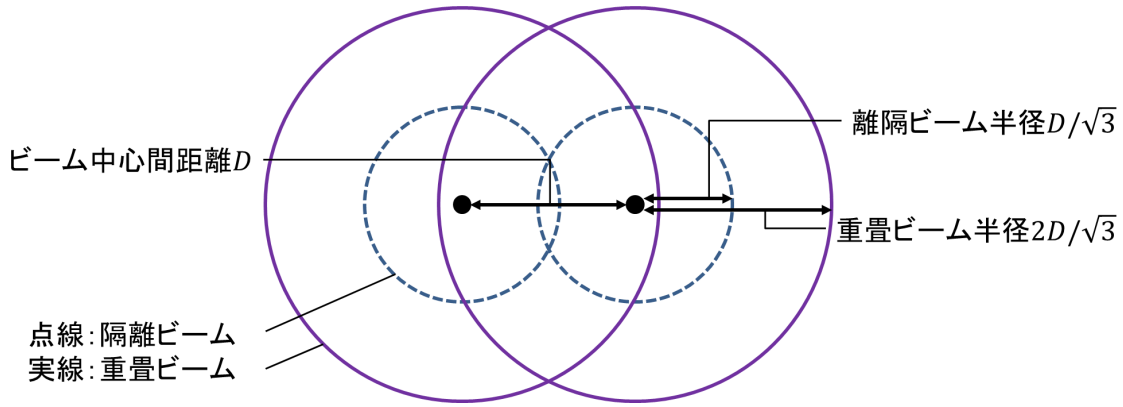


図 4.11: LEO 衛星ビーム半径と配置

の行列を $\mathbf{U}$ とした時，$\mathbf{Z} = \mathbf{WU}$ となる $M \times J$ の行列 $\mathbf{Z}$ の m 行 i 列の成分を z_{mi} とする．

チャネル行列 $\mathbf{H}$ は以下のように算出する．

$$\mathbf{H} = \frac{P_{sat}}{K}\mathbf{C}\mathbf{G}_{sat}\mathbf{C}_{ant} \tag{4.29}$$

P_{sat} は衛星の送信電力である．P_{sat} は単一アンテナを所有する UT がビーム中心に位置する場合に CNR が 20dB となるように設定する．UT のアンテナ利得は，公平性を保つために単一アンテナ時の利得から K で除算する．シミュレーションは直接波の一波のみのチャネルモデルを想定し，$\mathbf{C}$ は $K \times M$ 行列の電力 1 の位相シフト行列であり，各衛星から UT の各アンテナ素子までの経路長と波長の比によって決定する．$\mathbf{G}_{sat}$ は $K \times M$ のビーム利得を表す対角行列である．ビーム利得は，ビーム中心（最大 CNR) からビーム端 (最大 CNR-3dB) まで線形減少するものとして，各ビームの位置によって決定される．$\mathbf{G}_{ant}$ は $K \times N_{TX}$ の受信利得行列であり，メインビームの利得を 1 として，実際の受信利得は各アンテナ素子の放射パターンに対する衛星の軌道位置によって決定する．UT の全てのアンテナ素子の放射パターンは，指向方向を天頂方向に設定する．今回はアンテナ素子は円形開口アンテナと想定し，以下の式によって放射パターンを算出する [119].

$$E(\phi) = 2\frac{J_1(X)}{X} \tag{4.30}$$

$$\text{where} \qquad X = \frac{2\pi d_K \sin\theta}{\lambda} \tag{4.31}$$

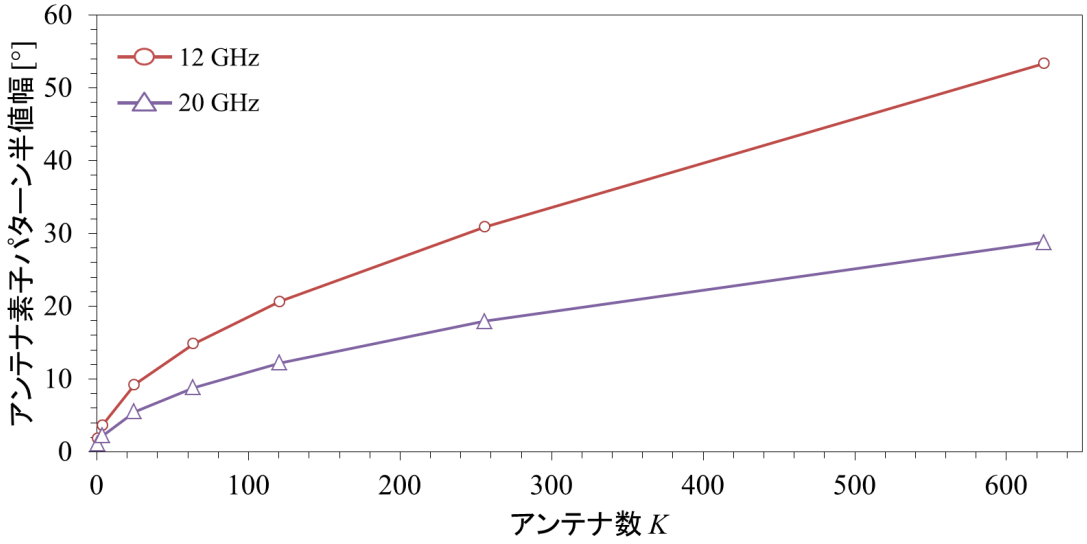


図 4.12: アンテナ素子数 K に対するアンテナパターンの半値角

ϕ は天頂方向に対する衛星軌道位置との角度，d_K は円形開口アンテナの直径，J_1 は X の第一種ベッセル関数である．前述の通り，アンテナ利得は公平性のためにアンテナ数 K に依らず一定とするため，円形開口アンテナの直径を $d_K = d_1/\sqrt{K}$ と設定する．UT のアンテナ素子は 1m×1m の正方アレーに一定距離間隔で配置されているものとする．$\mathbf{W}$ は受信重み行列である．従来 LEO の一衛星に対するビームフォーミングは最大比合成によって実現するものとし，残りの 6 衛星からの信号は干渉源として扱う．提案 LEO-MIMO システムにおいては，式 (4.24) に示した ZF アルゴリズムによって 3 衛星からの信号を復調できるように重み行列 $\mathbf{W}$ を算出するものとし，他の 4 衛星は干渉源として扱う．また，$\mathbf{W}$ を計算するために必要なチャネル行列 $\mathbf{H}$ は，今回理想的に推定できるものとする．

4.5.4 計算機シミュレーション評価

伝送容量評価の前に，UT アンテナ素子の半値幅と衛星の軌道角の関係について，シミュレーションによって確認する．図 4.12 は，アンテナ素子数 K 毎のアンテナパターンの半値角をプロットしたものである．アンテナ数が増加する度に，半値角が増

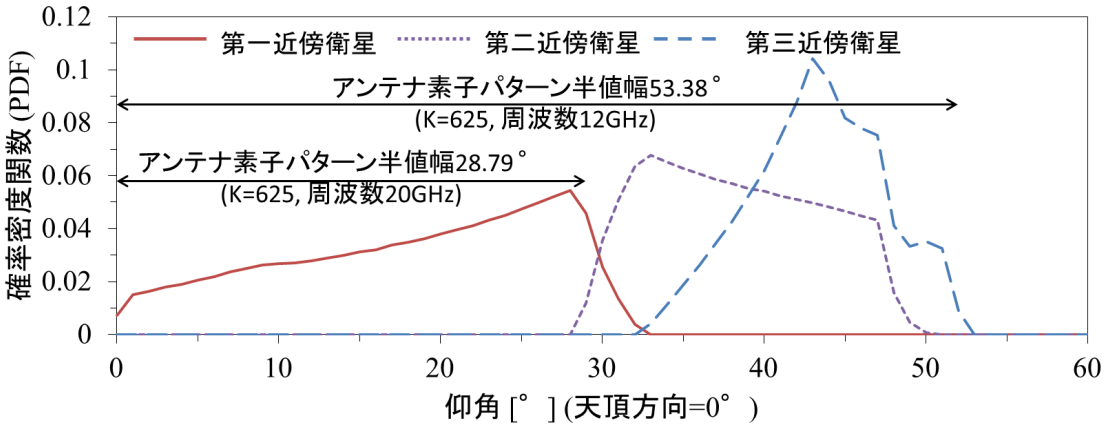


図 4.13: 近傍の 3 衛星の軌道角の確率密度関数 (Probability Density Function: PDF)

加していることが分かる．また，半値角とその利得は周波数にも依存する．図 4.12 においてアンテナ素子数を 625 のおいて比較した場合，周波数 12GHz では半値角が 50°，周波数 20GHz では半値角が 25° となる．図 4.13 は，天頂方向に対する近傍の 3 衛星の軌道角の確率密度関数 (Probability Density Function: PDF) を表す．図 4.13 では，MIMO 伝送容量を向上するために重要となる 2，3 番衛星の角度は 30° と 50° の領域を示していることが分かる．図 4.12 において，周波数 12GHz において 625 素子の正方アレーでは，約 53° の半値角を示し，この領域を概ね達成していることが分かる．一方周波数 20GHz では，29° の半値角となっており，2，3 番衛星の受信可能な領域を満たせていないことが分かる．

図 4.14 は周波数 12GHz，$K = 625$ における，従来 LEO と LEO-MIMO のダウンリンク伝送容量の CDF を比較したものである．また，それぞれにおいて離隔ビームと重畳ビームにおいて結果をプロットした．図の通り，LEO-MIMO は従来 LEO に比べて+約 6bps/Hz と大幅に伝送容量が向上していることが分かる．さらに，離隔ビームに対する重畳ビームによる伝送容量向上効果に関しても，従来 LEO はほとんど見られないが，LEO-MIMO は 1.8bps/Hz 程度の向上を確認することができる．

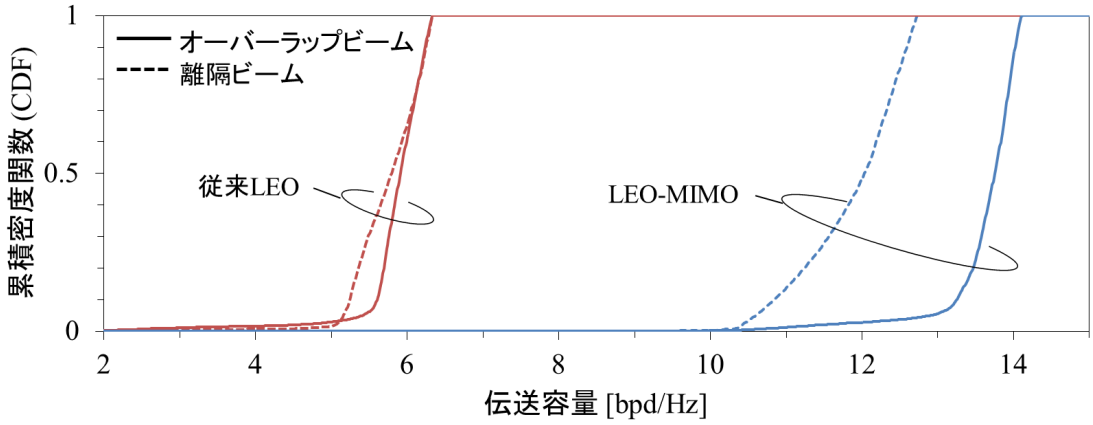
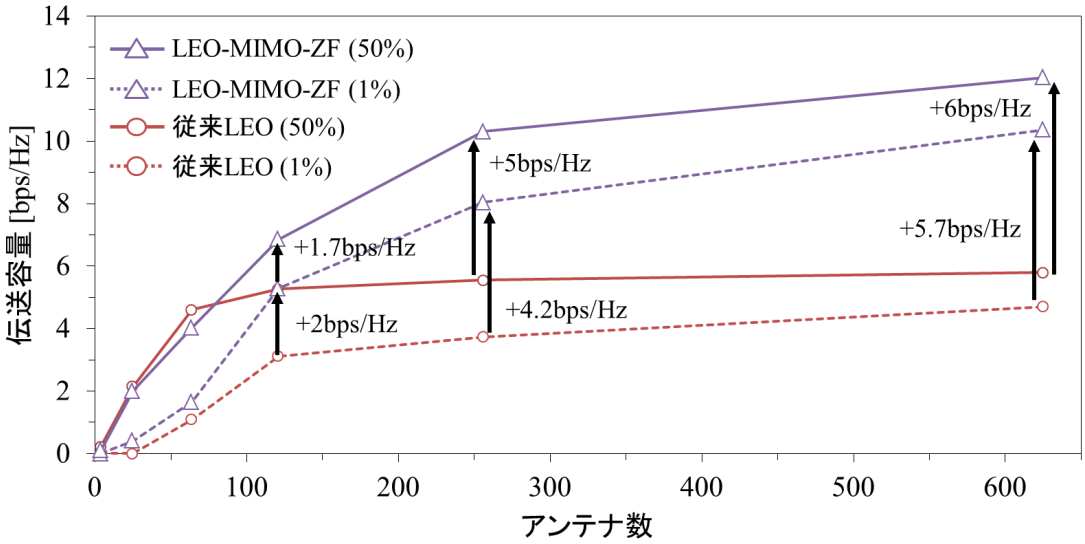
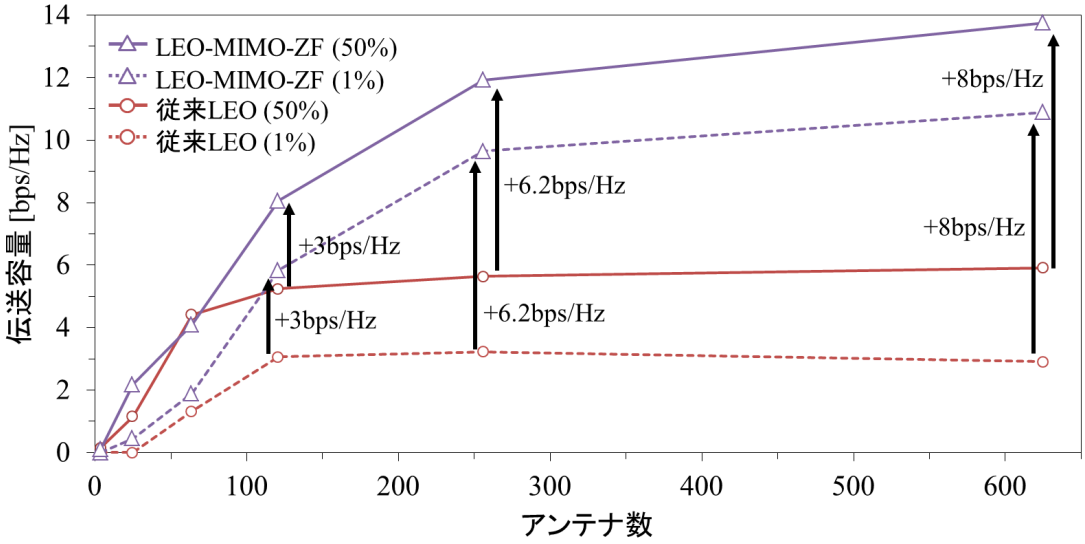


図 4.14: 従来 LEO と LEO-MIMO の伝送容量 CDF 比較 (周波数 12GHz，K = 625)

図 4.15 に，UT のアンテナ数に対する伝送容量の CDF1%値と 50%値のプロットしたグラフを示す．(a) の離隔ビームにおいては，アンテナ素子数 K = 121 以降において LEO-MIMO の優位性を確認することができる．K = 625 においては，CDF 50%値では約 6 bps/Hz の向上を確認することができる．(b) の重畳ビームにおいても，LEO-MIMIO 容量は (a) と同様に K = 121 で優位性を確認することができる．重畳ビームでは離隔ビームに比べてさらに特性向上が達成されており，K = 625 では CDF 50%値で従来 LEO に比べて+8 bps/Hz の向上効果が見られた．図 4.12 の周波数 12GHz においては，K = 256 で半値角 30° を超えていることが確認でき，図 4.13 の PDF によれば，2 番目に近い衛星の軌道に半値角が及ぶ領域となっている．これにより，複数 LEO 衛星による MIMO 伝送の効果を大きく得られたことで，容量の改善が図られているものと考えることができる．また注目すべきは，K = 121 以下の点において，重畳ビームによって従来 LEO は伝送容量がわずかに低下しているのに対し，LEO-MIMO は向上している点である．このように，ビーム半径を重畳させるように設定すると，MIMO 伝送のメリットを確認することができる．



(a) 離隔ビーム

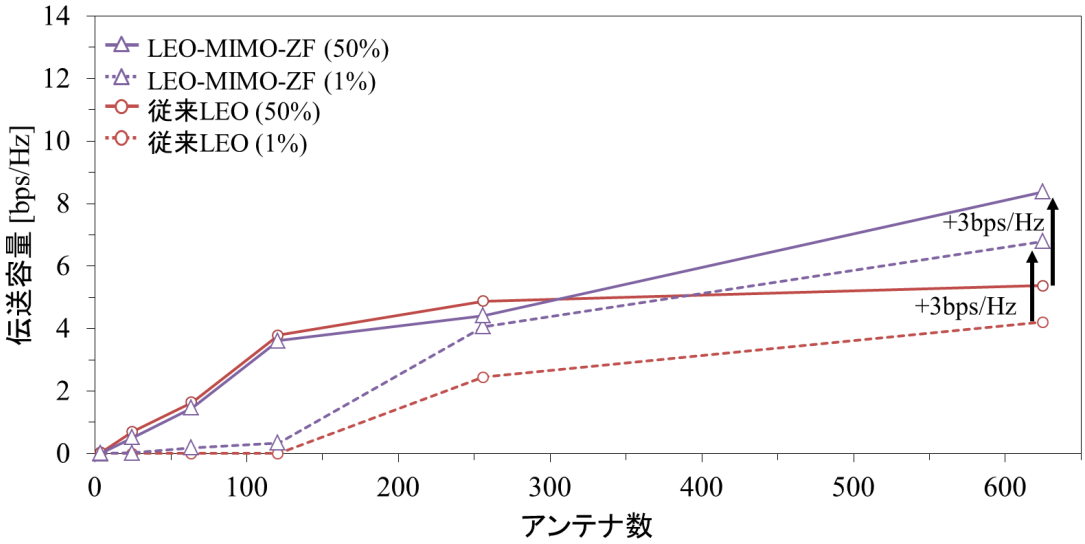


(b) 重畳ビーム

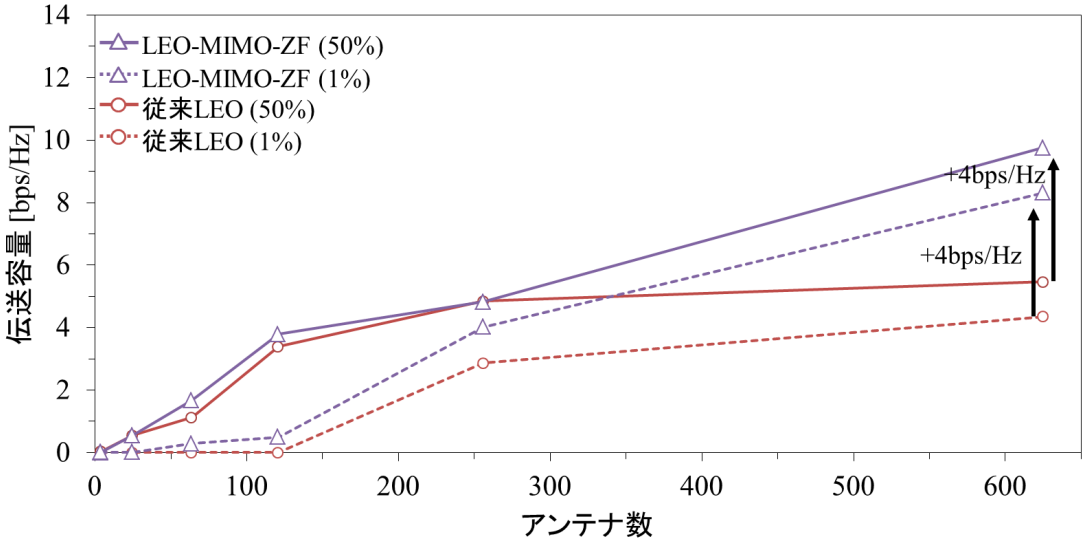
図 4.15: UT アンテナ数に対するダウンリンク伝送容量 CDF1%値と 50%値の比較 (周波数 12GHz)

図 4.16 に周波数 20GHz における CDF の比較を示す．図の結果，20GHz においては (a) も (b) もほとんどの領域で LEO-MIMO による向上効果を確認することができず，$K = 625$ のみ (a) では+3 bps/Hz，(b) では+4 bps/Hz の向上が見られるのみである．図 4.12 における 20GHz の半値角は，$K = 256$ までは 20° 未満であり，$K = 625$ で 30° 付近に到達していることが確認できる．このことから，20GHz では $K = 256$ までは 2 番目以降の衛星からの同時伝送の恩恵を受けることができず，伝送容量向上効果が達成されていないことと考えることができる．

以上の結果より，従来 LEO に対する LEO-MIMO による伝送容量向上を達成するためには，想定しうる複数衛星からの信号を十分に受信可能なアンテナ素子を複数用いることが重要であることが分かった．実際には今回のシミュレーションのような平面座標とは異なる軌道に衛星が配置されるが，同様のアプローチで受信アンテナ素子を構成することで，特性向上を見込むことが可能であると考えられる．さらに，隣接衛星間のビーム配置においても，重畳させることで MIMO 特性向上に寄与できるものであることが分かった．



(a) 離隔ビーム



(b) 重畳ビーム

図 4.16: UT アンテナ数に対するダウンリンク伝送容量 CDF1%値と 50%値の比較 (周波数 20GHz)

4.6 まとめ

本章では，複数のLEO衛星によってMIMO伝送を行うLEO-MIMOシステムの提案を行い，伝送容量評価による従来LEOシステムとの優位性の確認を行った．LEOシステムはカバレッジ確保のために複数衛星と受信UTが同時に通信を行うことが考えられるため，複数衛星を用いたMIMO伝送による伝送容量の向上が期待できる．計算機シミュレーションの結果，総帯域幅20MHzに設定した場合，中心周波数12GHzで5機衛星によるMIMO伝送が最も高い伝送容量を達成し，また中心周波数20GHzの場合は3機衛星の場合に伝送容量最大化を達成し，それぞれ従来LEOシステムに比べて約2.7bps/Hzと1.6bps/Hzの増加を達成した．さらにLEO-MIMOシステムは総帯域幅が大きいほど伝送容量が高くなり，最大で約4.7bps/Hzまで達成できることが分かった．

さらに，システム全体でのLEO-MIMOの伝送容量特性向上効果を達成するため，衛星のビーム配置や受信UTのアンテナ構成を検討した．具体的には，3基の衛星によるダウンリンクMIMO伝送を想定し，衛星ビームは重畳させて複数衛星からの利得を向上し，UTのアンテナは半値角の大きい小型素子を多数並べて設置することで，MIMOの特性向上を図った．計算機シミュレーションの結果，想定環境においては周波数12GHz，アンテナ素子数625個の条件で，従来LEOに比べて平均+8 bps/Hzの特性向上を達成することができた．

このことから，本来複数の衛星を用いて運用を行うLEOシステムMIMO技術を適用することで，更なる大容量化を実現できる可能性を見出すことができた．

第5章　地上局マルチアンテナパターンの実測定による推定精度評価

5.1　はじめに

本章では，マルチアンテナを所有する地上局を用いた衛星 MIMO の実用化を想定し，地上局で構築される複数の大型アンテナを用いたマルチアンテナパターンの推定精度について検討を行う．マルチアンテナパターンは，通常のアレーアンテナに比べてアンテナ間の距離が大きく，アンテナパターンの測定が困難である．本章の目的は，測定が困難であるマルチアンテナパターンを推定によって導出し，実測パターンと比較することにより，推定精度を検証することである．今回の実験では，Ku 帯を想定した 2 台のパラボラアンテナにおいて，周波数，アンテナ配置，偏波等の様々な条件下において，高精度にパターンが推定できることを示す．

5.2　マルチアンテナパターンの測定方法

5.2.1　マルチアンテナパターン測定の課題

Ku 帯マルチアンテナのアンテナ間隔は数 m にも及ぶため，正確な遠方界パターンを測定するには，送受信機間の所要距離が大きくなる．遠方界パターンは，アンテナパターンが平面波とみなせることが条件であり，具体的には，図 5.1 に示すように送信アンテナから到来する電波が球面波の場合と平面波の場合を想定し，これらの距離誤差で最も大きい値 ΔR が $\lambda/16$ (λ: 波長) 以下になることが必要である [119]. Ku 帯で最も高周波数である 14.5GHz で計算すると，ΔR は 1.29mm 以下である必要がある．図 5.2 は 2 台のアンテナ間距離に対する，$\Delta R \leq 1.29$mm を満たす送受信機

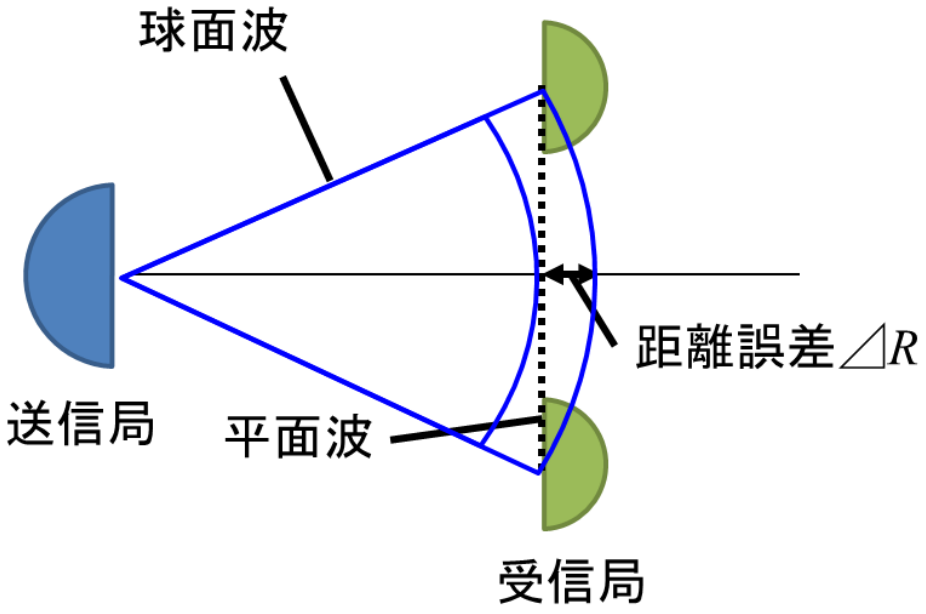


図 5.1: 距離誤差 ΔR

間距離の所要値である．図 5.2 に示すように，アンテナ間距離は 4m を越えた場合，送受信機間距離は 1.55km 以上となる．このような長距離の送受信機を所有し，かつ反射や干渉源のない条件を満たしたアンテナパターン測定場は，例が少ない．このためにマルチアンテナの実用化を困難にしている．

5.2.2　マルチアンテナパターンの推定

マルチアンテナパターン取得を簡易化するため，本論文では個々のアンテナパターンのみ実測値とし，アレーファクタを計算によって取得することで，アレーパターンを推定する．本推定方法におけるアンテナ間の相互結合に関しては，マルチアンテナは波長の十数倍以上のアンテナ間隔を想定しているため，無視できるものと考

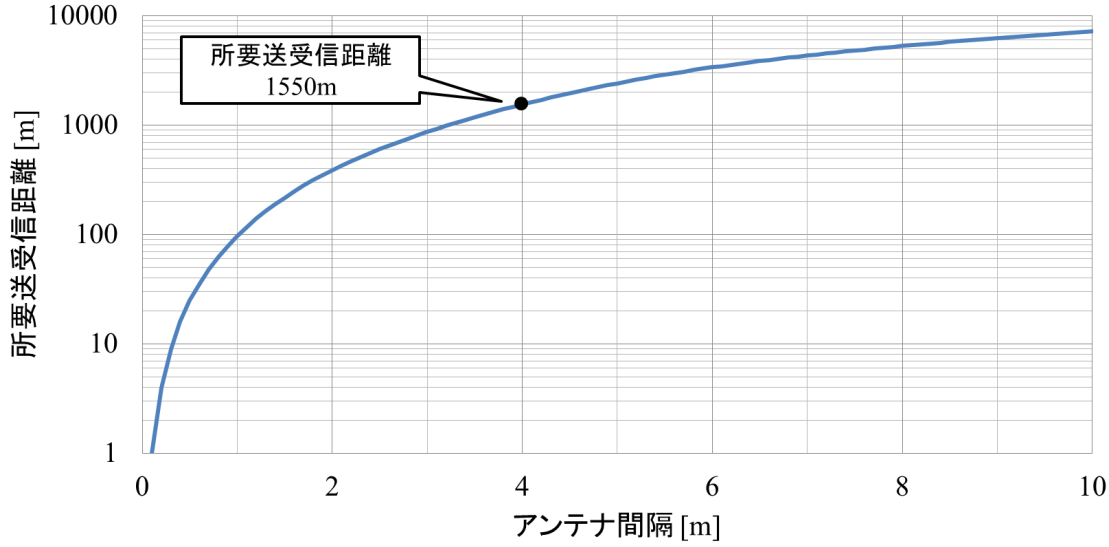


図 5.2: 14.5 GHz における送受信機間の所要値

える．推定パターンは以下の式によって導出することができる．

$$D(\theta,\phi) \quad = \quad \sum_{n=1}^{N} a_n g_n(\theta,\phi) f_n(\theta,\phi) \tag{5.1}$$

ここで，図 5.3 に示すように，$D(\theta,\phi)$ は方位角 θ と仰角 ϕ(0° は水平方向) における推定パターンである．a_n は n 番アンテナの励振振幅係数，$g_n(\theta,\phi)$ は事前に取得した n 番アンテナの実測パターンである．N はアンテナ数である．n 番アンテナの位相パターン $f_n(\theta,\phi)$ は以下のように示される．

$$f_n(\theta,\phi) = \exp\left\{\frac{-j2\pi f}{c}(d_{xn}\cos\theta\cos\phi \ + \ d_{yn}\cos\theta\sin\phi + d_{zn}\sin\phi) + \delta_n\right\}. \tag{5.2}$$

パラメータ (d_{xn}, d_{yn}, d_{zn}) は n 番アンテナの 3 次元座標を表す．δ_n は n 番アンテナの励振位相係数であり，以下のようになる．

$$\delta_n = \frac{-j2\pi f}{c}(d_{xn}\cos\theta_0\cos\phi_0 + d_{yn}\cos\theta_0\sin\phi_0 + d_{zn}\sin\phi_0). \tag{5.3}$$

ここで θ_0 と ϕ_0 は通信対象となる衛星方向における方位角と仰角を示す．ここで，$g_n(\theta,\phi) = 1$ とした場合，$D(\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} a_n f_n(\theta,\phi)$ はアレーファクタとなる．個々の

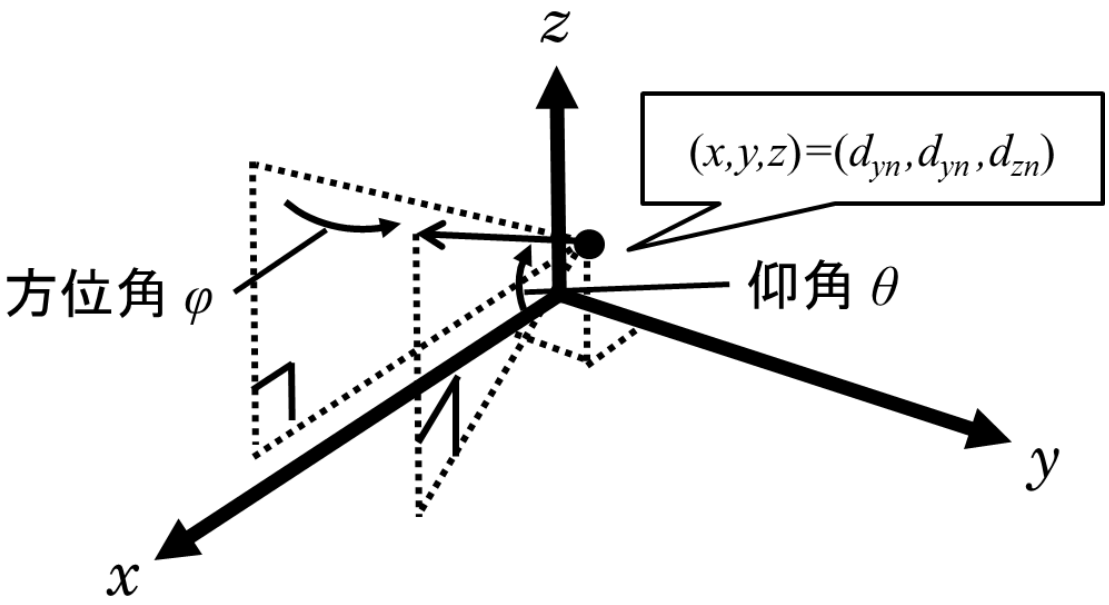


図 5.3: マルチアンテナ座標パラメータ

アンテナのパターン測定を事前に行うことは容易なので，その他のパラメータを考慮したアレーファクタを計算すれば，マルチアンテナパターンの推定値を算出することが可能である．

5.3　マルチアンテナパターン測定構成

マルチアンテナパターン推定の精度を評価するため，実測値との比較を行う．前述の通り，測定に関してはアンテナ間距離に対する送受信機間距離や，振幅，位相の合成などが必要である．本節では，測定構成に関する詳細を説明する．

表 5.1: 測定諸元

アンテナ	60 cmϕ パラボラアンテナ
アンテナ数	2
偏波	V,H 偏波の主偏波と交差偏波
中心周波数	14.0, 14.5 [GHz]
アンテナ間距離	4 [m]
受信レベル範囲	-55 [dB] ~

5.3.1 屋外試験の構成

表 5.1 に，測定諸元を示す．今回は，60cm 径のパラボラアンテナを 2 台使用し，それぞれには反射器と一次放射器が搭載されている．偏波に関しては，VH 偏波に加えて，交差偏波の測定も行った．周波数は，Ku 帯アップリンク帯域の最小･最大周波数である 14GHz と 14.5GHz を設定する．アンテナ間距離は 4m に固定設置することとした．

図 5.4 は 2 台のパラボラアンテナの 14GHz における実測パターンを示したものである．2 つのアンテナパターンは同様の形となっていることが分かる．EIRP のパターンマスクは，隣接衛星への干渉を防ぐために，±9.2° 以内の範囲で厳しく規定されている [120]．2 つのアンテナパターンは-55dB で実験機器の性能上発生するノイズフロアを示している．マスクが規定されている ±9.2° 以内のパターンにおいては-55dB に比べて十分大きい値を示しているため，実験に支障はないと考えることができる．

図 5.5 にアンテナパターン測定の概要図を示す．前述通り，受信機においては 60cm 径パラボラアンテナを 4m 離して設置し，マルチアンテナ構成としてアレーパターンを測定する．今回の測定場は送受信機間の距離が 1.7km であり，図 5.2 において 4m 間隔の場合の許容値が 1.55km 以上と確認できるため，許容値を満たすことが分かる．

始めに，2 台のアンテナを送信機に方向調整を行う．次に図 5.6 に示すように，各アンテナの信号の同相合成を行うため，各アンテナから受信した信号の振幅と位相を調整する．振幅と位相の調整後，受信機のターンテーブルを回転させながら合成

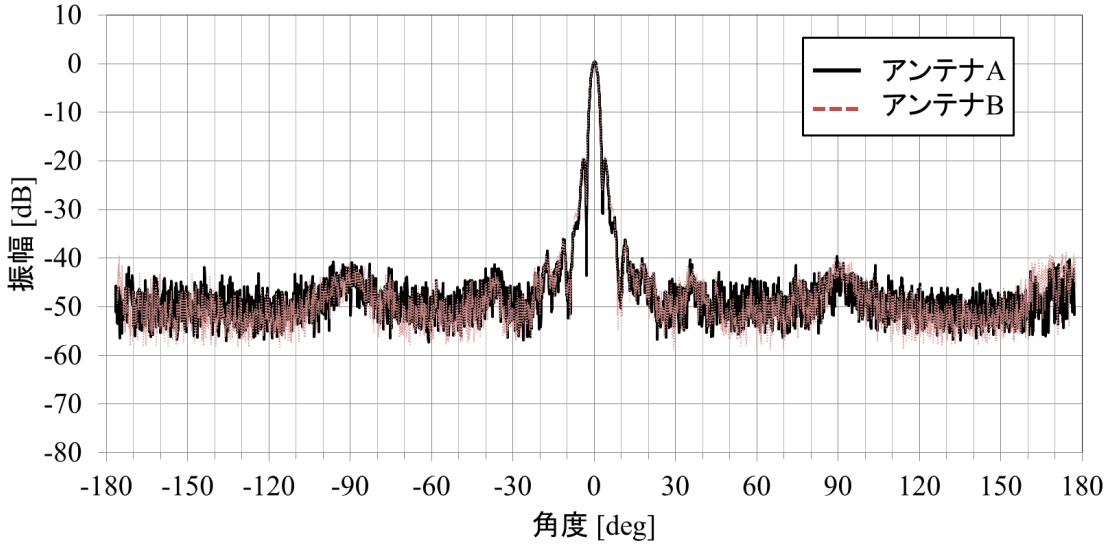


図 5.4: アンテナの実測パターン

信号電力を測定する．前述の通り，合成回路は 2 アンテナの出力信号を合成して最大電力を得るために重要なツールである．本回路の設計について，以下に説明を行う．

- テーブルが回転している間に振幅と位相が変動することを回避するため，導波管を使用する．
- 合成電力を最大値にする方法として，マジックティーのアイソレーションポートの電力が最小になるように位相と振幅を調整することで，合成ポートの電力が最大化される．本実験では，位相誤差が 2.0°，振幅誤差が 0.5dB 以下とされるマジックティーのアイソレーションレート 30dB を目標設定値とする．

マルチアンテナ配置による推定精度の確認も行うため，本実験では図 5.7 に示すように 3 つの異なるアンテナ配置についても測定を行った．図 5.7(a) はブロードサイド配置である．図 5.7(b) は仰角方向に 40° オフセットを与えた配置である．この配置法は，等価的には 4 cos(40°)m のアンテナ間隔のエンドファイヤアレーと考えることができる．図 5.7(c) は図 (b) に方位角方向に 5° オフセットを与えたものである．

図 5.7(b) と (c) の前後のアンテナによるブロッキングの可能性について，図 5.8 に詳細を示した．後方アンテナから前方アンテナの端までの角度が，軸外方向に対して 40° である．一方，図 5.4 では，2 つのアンテナパターンは ±40° 方向では-40dB 以下となっている．このことから，図 5.7(b) と (c) のブロッキングによる影響は無視できるものとして考える．

5.3.2 測定手順

以下にマルチアンテナパターン測定の手順を説明する．

1. 3 つのアンテナ配置から一つを選択し，ターンテーブルの初期位置を設定する．
2. 送信アンテナに対して受信アンテナの方向調整を行う．スペクトラムアナライザで受信電力を最大値になるように確認しながら調整する．
3. アレー合成回路のアイソレーションポートの出力電力をスペクトラムアナライザで確認できるように設定する．
4. 各受信アンテナ信号において位相トリマーを調整し，マジックティーのアイソレーション出力電力を最小化する．
5. 一方の可変減衰器を調整し，マジックティーのアイソレーション出力電力を最小化する．最小値が得られなかった場合，他方の可変減衰器で調整する．
6. 合成出力電力とアイソレーション出力電力を記録する．
7. アイソレーション電力が 30dB 以下となった場合は，3 に戻る．30dB 以上となった場合は，セットアップ完了となる．
8. ターンテーブルを回転しながら受信合成電力と方位角のデータを記録する．

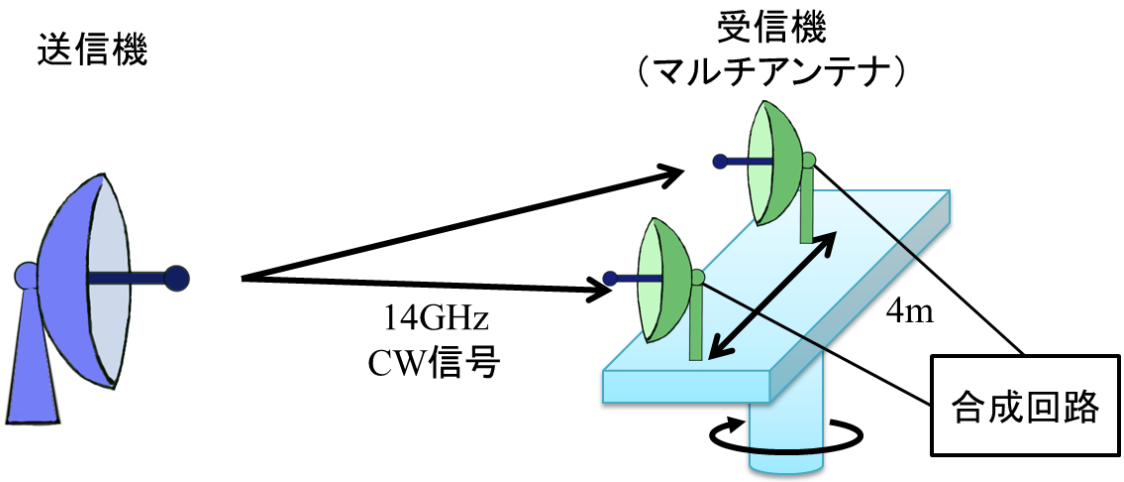


図 5.5: アンテナパターン測定の概要図

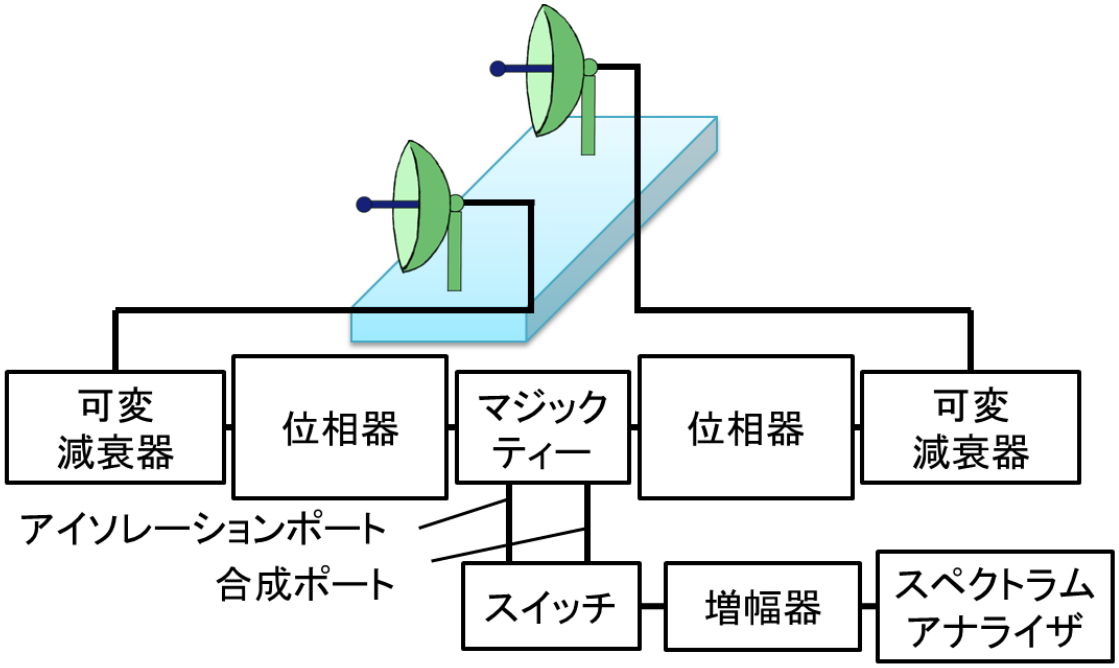
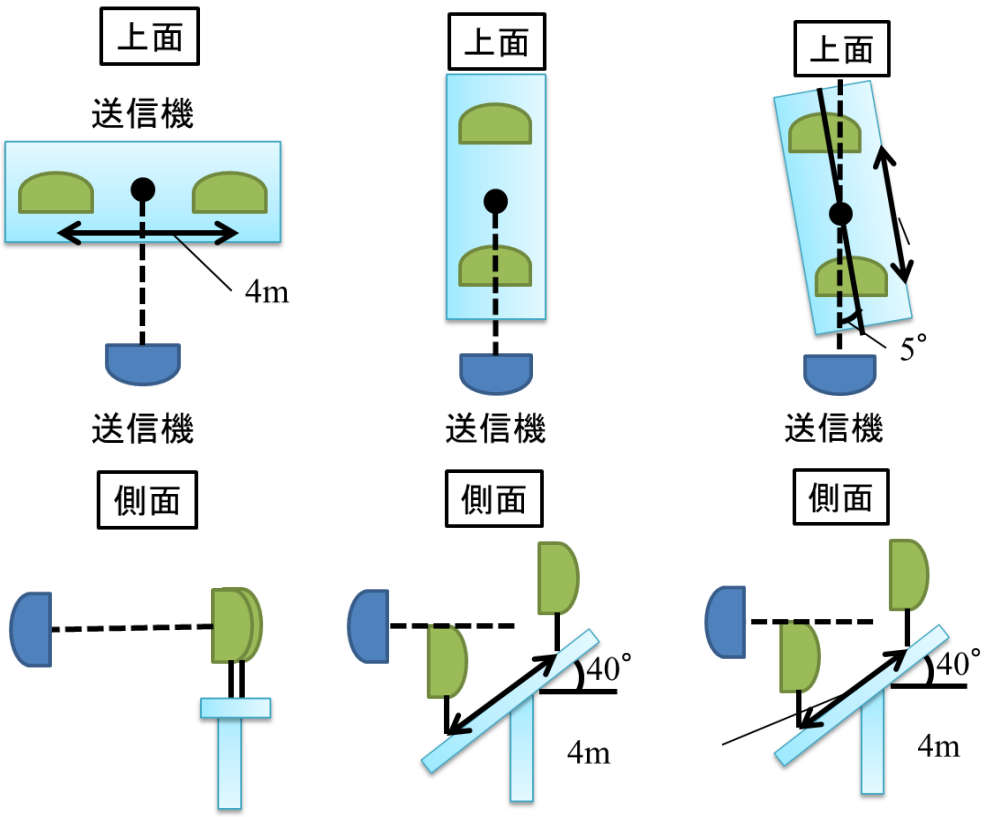


図 5.6: 受信機の合成回路



(a) アンテナ配置 1　(b) アンテナ配置 2　(c) アンテナ配置 3

図 5.7: 測定に用いるマルチアンテナ配置

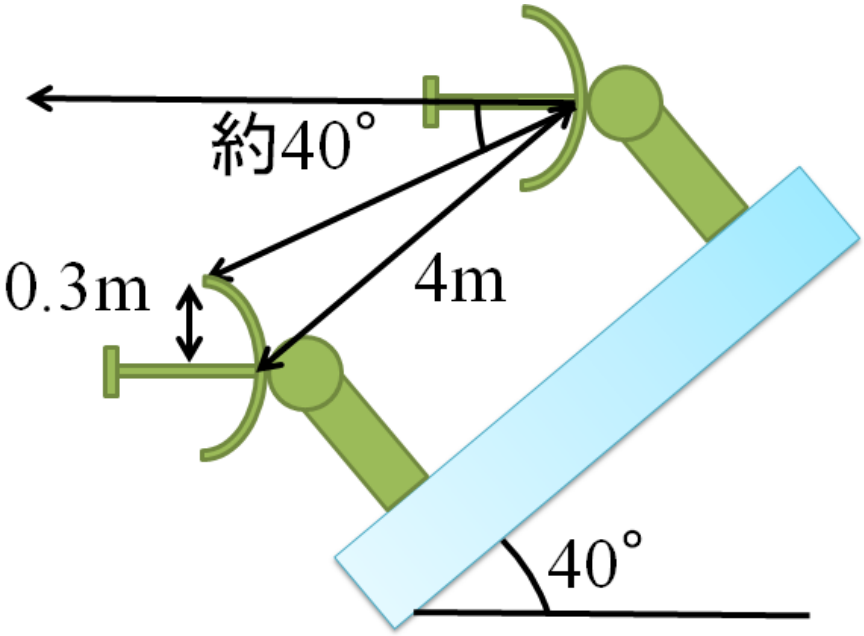


図 5.8: 前方アンテナによるブロッキングの影響

5.4 マルチアンテナパターンの推定値の精度評価

5.3.2 節で説明した手順を用いて，マルチアンテナパターンの屋外試験を行った．前述の通り，マルチアンテナパターンの推定は，個々のアンテナの実測パターンと計算したアレーファクタを式 (5.1) に基づいて算出する．

本節では，2 台のパラボラアンテナを用いた推定パターンの精度を確認するため，周波数 · 偏波 · アンテナ配置の 3 つのパラメータを変更して推定値と実測値の比較を行った．

5.4.1 マルチアンテナパターン推定の一例

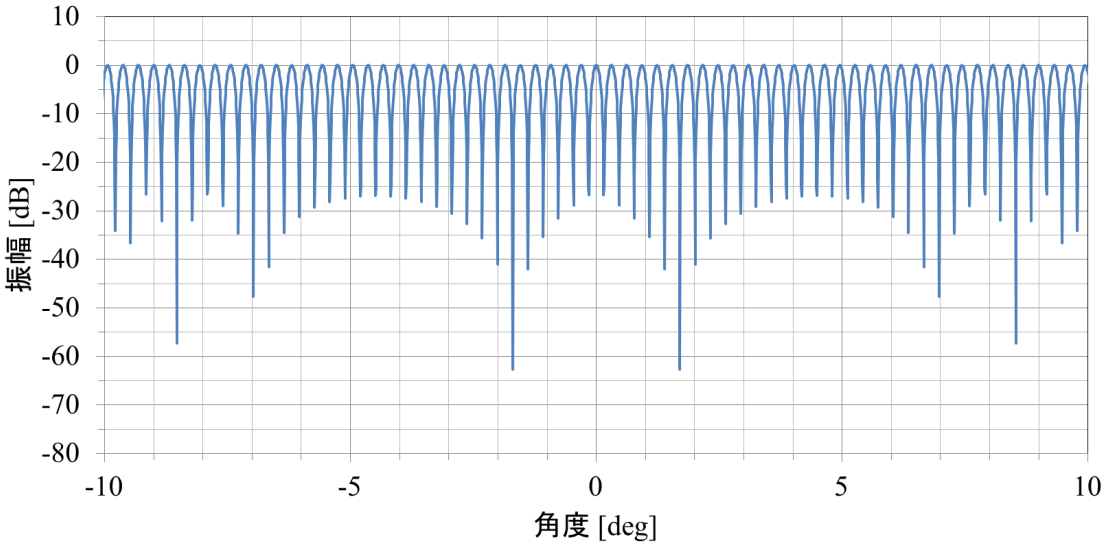
今回の評価における基本となる推定パターンを図 5.9 に示す．図 5.9 (a) はアンテナ配置 1· 周波数 14GHz の情報から算出したアレーファクタである．主方向である 0° と同相となるグレーティングローブが多数発生していることが分かる．このアレーファクタと，図 5.4 で示した 2 つのパラボラアンテナの実測値を掛け合わせたものが図 5.9(b) である．以下で確認すべきことは，推定パターンで示されている多数の細かいグレーティングローブが，高精度に推定できているかどうかである．

5.4.2 H 偏波におけるマルチアンテナパターン比較評価

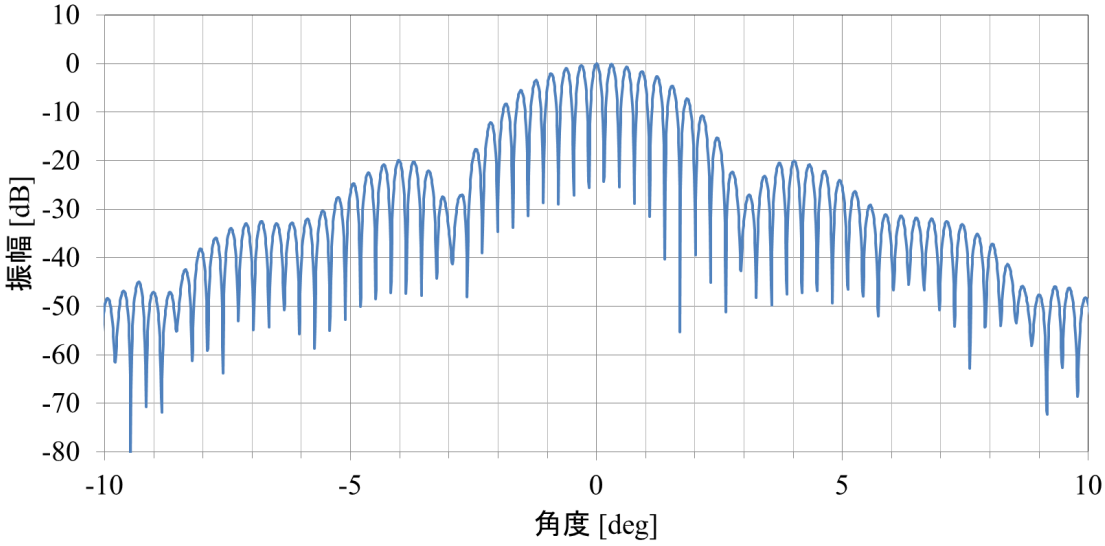
本節では，アンテナ配置 1 における H 偏波でのマルチアンテナパターンの推定値と実測値を比較する．図 5.10(a) と (b) では，それぞれ方位角 $-180° \sim 180°$ と $-10° \sim 10°$ のアンテナパターン比較を示している．

図の比較結果から，推定値と実測値は非常に精度よく一致していることが分かる．特に狭ビームとなるグレーティングローブに関しても，方位角 $-10° \sim 10°$ の範囲で見ても，推定精度の高さを確認することができる．

一方，図 5.10(a) の ±30° 以降に両パターンに乖離が見られる傾向があるが，5.3.1 節で説明した通りこれらは-55dB 以下のノイズフロアによる影響であると考えられる．

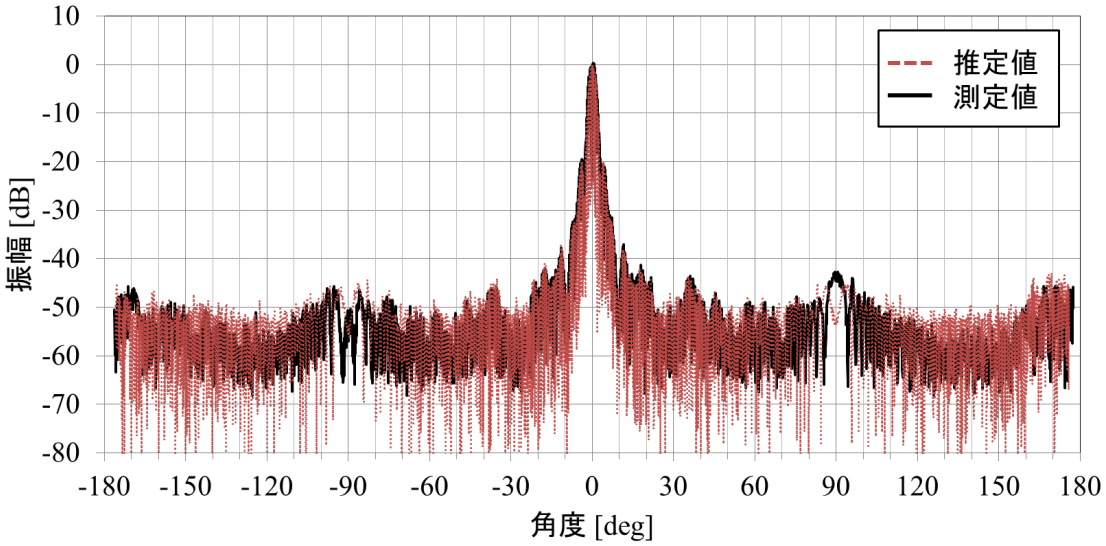


(a) アレーファクタ (−10° ~ 10°)

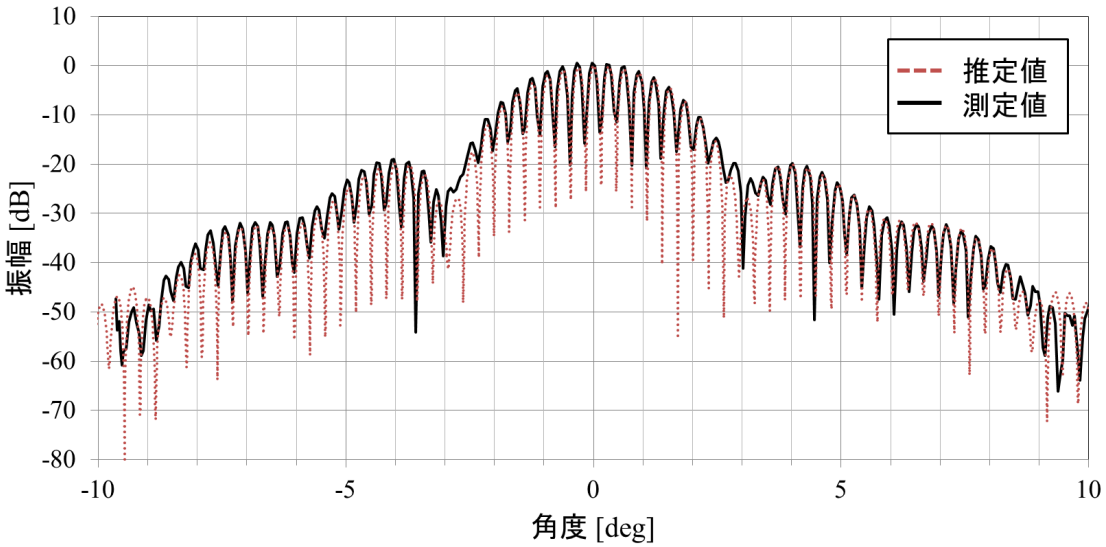


(b) 推定したマルチアンテナパターン (−10° ~ 10°)

図 5.9: アンテナ配置 1· 周波数 14GHz·H 偏波におけるマルチアンテナ推定パターン



(a) アンテナパターン (–180° ~ 180°)



(b) アンテナパターン (–10° ~ 10°)

図 5.10: 14GHz·H 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較

5.4.3　V 偏波におけるマルチアンテナパターン比較評価

図 5.11 に V 偏波におけるマルチアンテナパターン比較を行う．この結果においても，推定値と実測値は精度よく一致していることが分かる．この結果，マルチアンテナパターンの推定は偏波に関わらず精度が高いことが分かった．

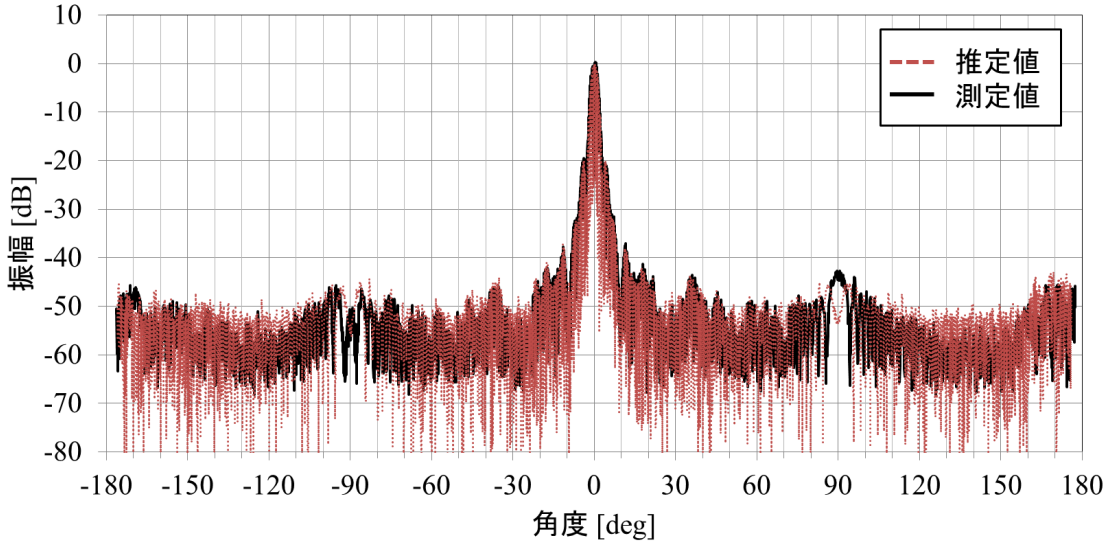
5.4.4　14.5GHz におけるマルチアンテナパターン比較評価

図 5.12 にアンテナ配置 1·H 偏波 ·14.5GHz におけるアンテナパターンを示す．ここでは 14GHz に比べて周波数が高くなったことで波長が短くなり，グレーティングローブもより細かく発生しているが，14.5GHz においても推定値と実測値は精度よく一致していることが分かる．この結果から，アレーファクタによるマルチアンテナパターン推定は異なる周波数においても有効であることが分かった．

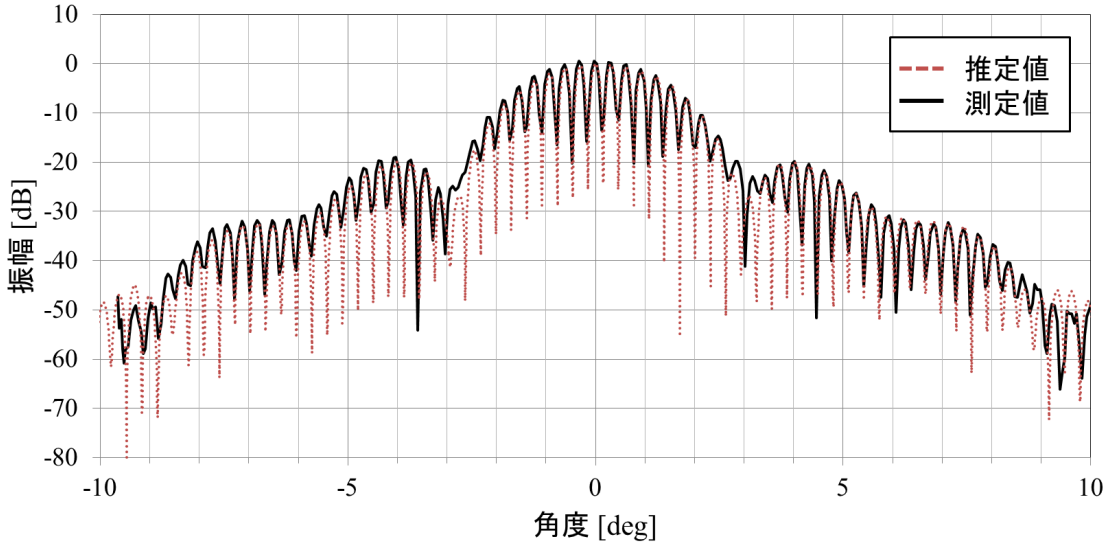
5.4.5　2 種類のアンテナ配置におけるマルチアンテナパターン比較評価

異なるアンテナ配置におけるマルチアンテナパターンの推定評価を行う．図 5.13 にアンテナ配置 2 のマルチアンテナパターン結果を示す．また，図 5.14 にアンテナ配置 3 の比較を示す．どちらも中心周波数 14GHz·H 偏波に設定した．推定精度は，アンテナ配置 2 の方位角 5° のヌル付近を除いてよく一致していることが分かる．アンテナパターンのヌル部分は非常に電力レベルが低いため，雑音に対して大きく影響を受ける．実用的には，隣接衛星間干渉を適切に回避するため，サイドローブのピーク値が規定された EIRP マスクを抵触しているかどうかが焦点となる [120,121]．つまり，マルチアンテナパターンのヌル点の電力は非常に小さいため，干渉に対する考察には影響を与えないと考えることができる．

これらの結果から，異なるアンテナ配置はマルチアンテナパターン推定誤差に大きな影響を与えないということが分かった．

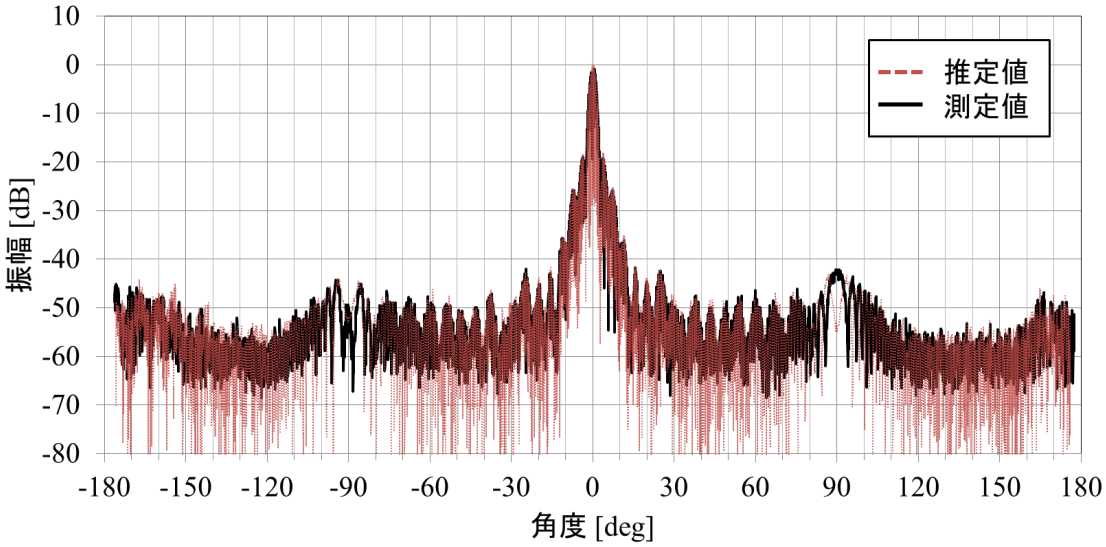


(a) アンテナパターン (−180° ~ 180°)

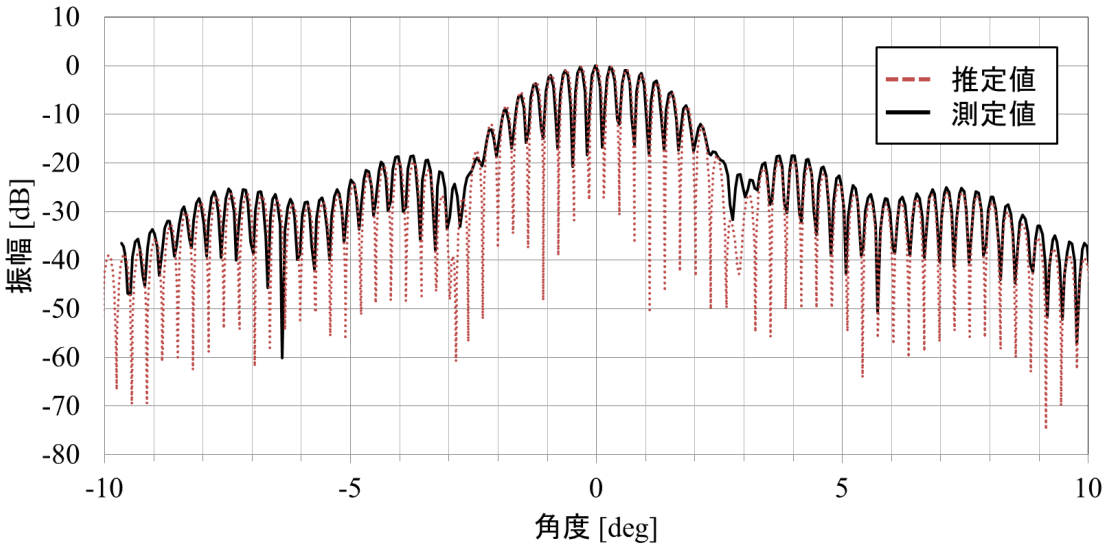


(b) アンテナパターン (−10° ~ 10°)

図 5.11: 14GHz·V 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較

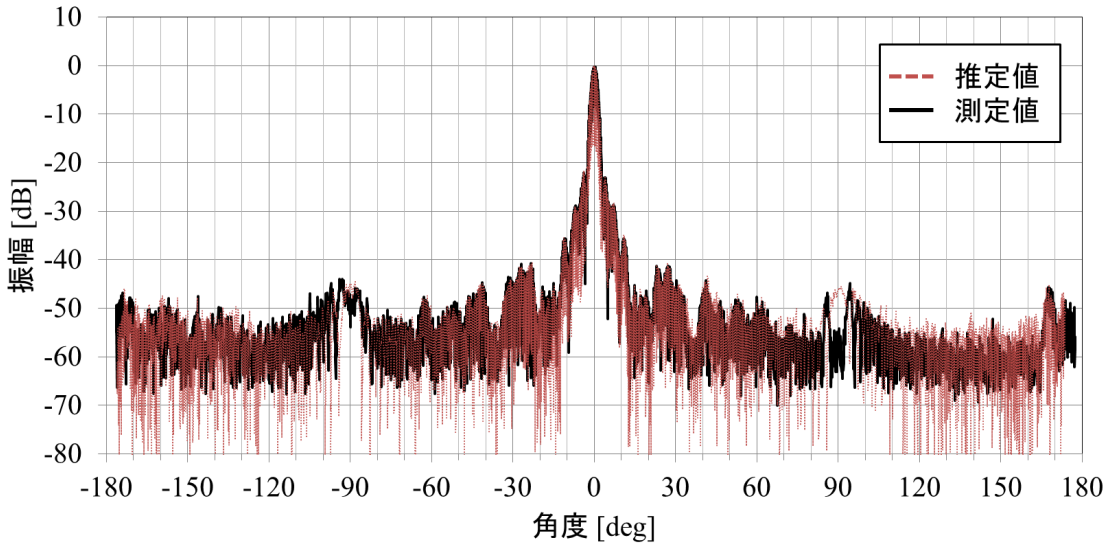


(a) アンテナパターン (−180° ~ 180°)

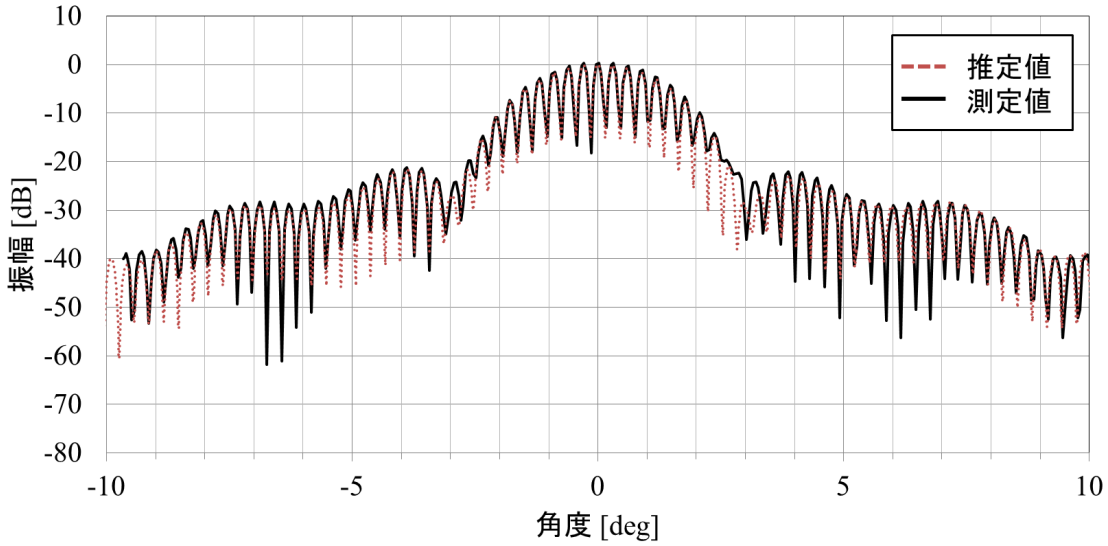


(b) アンテナパターン (−10° ~ 10°)

図 5.12: 14.5GHz·H 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較

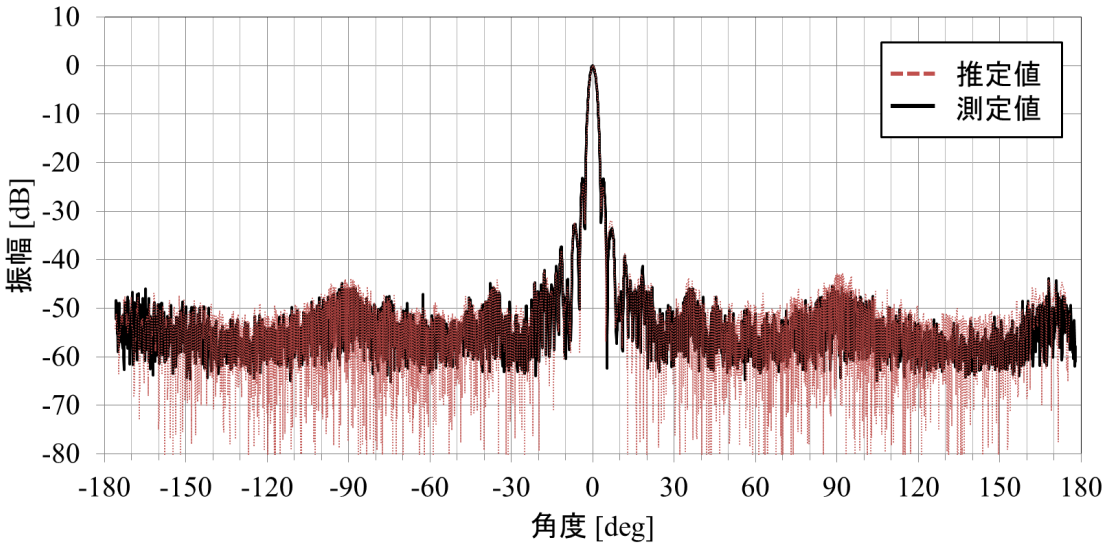


(a) アンテナパターン (−180° ~ 180°)

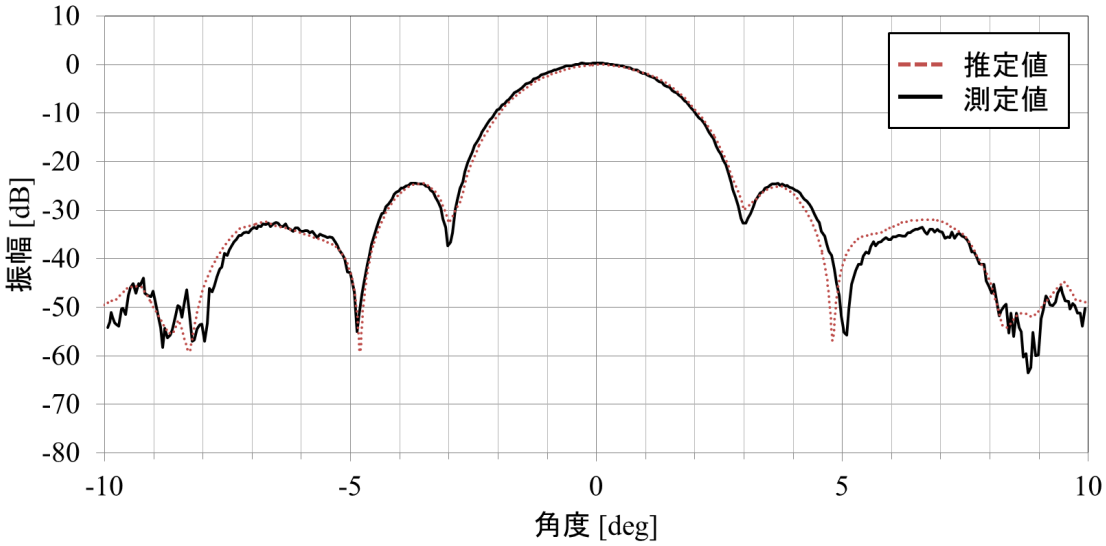


(b) アンテナパターン (−10° ~ 10°)

図 5.13: アンテナ配置 2·14GHz·H 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較



(a) アンテナパターン (−180° ~ 180°)



(b) アンテナパターン (−10° ~ 10°)

図 5.14: アンテナ配置 3·14GHz·H 偏波のマルチアンテナパターンの推定値と実測値の比較

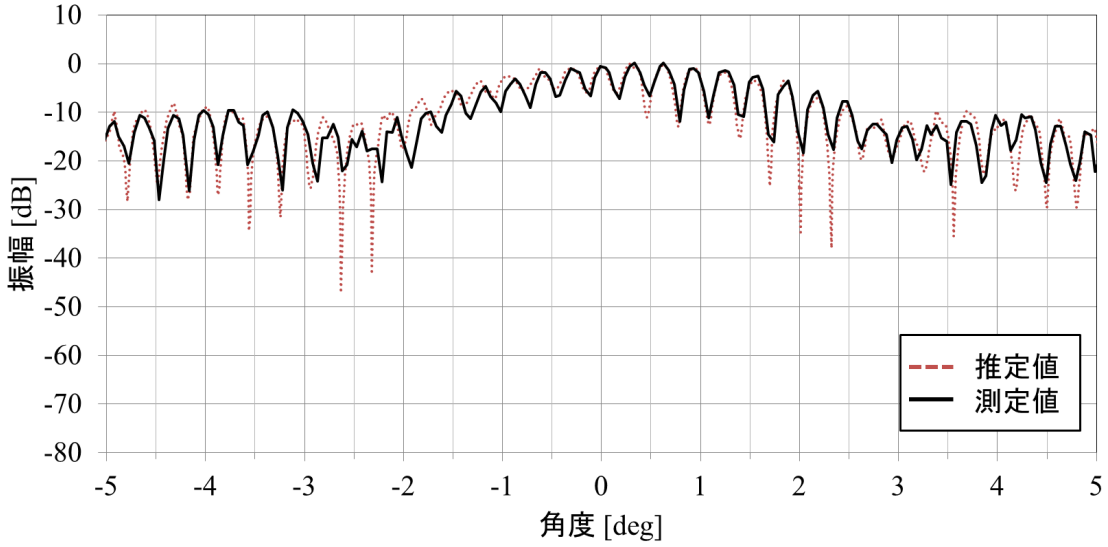


図 5.15: 14GHz·H 偏波のマルチアンテナの XPD パターンの推定値と実測値の比較 (−5° ~ 5°)

5.4.6 マルチアンテナパターン推定の交差偏波識別度 (XPD) 評価

マルチアンテナパターンの交差偏波識別度（Cross Polarization Discrimination: XPD) の推定値と実測値の比較を行った．図 5.15 に比較図を示す．これらは，ピーク値を正規化した上で比較を行っている．2 アンテナはグレーティングローブを含めて非常によく一致していることが分かる．マルチアンテナパターンの推定は，XPD においても同程度の推定精度を示すことができた．

5.4.7 マルチアンテナパターン推定の誤差評価

最後に，アンテナパターンの推定値の実測値の誤差を評価する．図 5.16 は誤差の累積密度関数 (Cumulative Distribution Function: CDF) を表す．利得誤差は，図 5.10-5.15 における推定値と実測値の誤差を取得し，CDF· 平均値 · 標準偏差を導出した．本評価では，測定の信頼性を考慮し，アンテナパターン利得-40dB 以下は反映しな

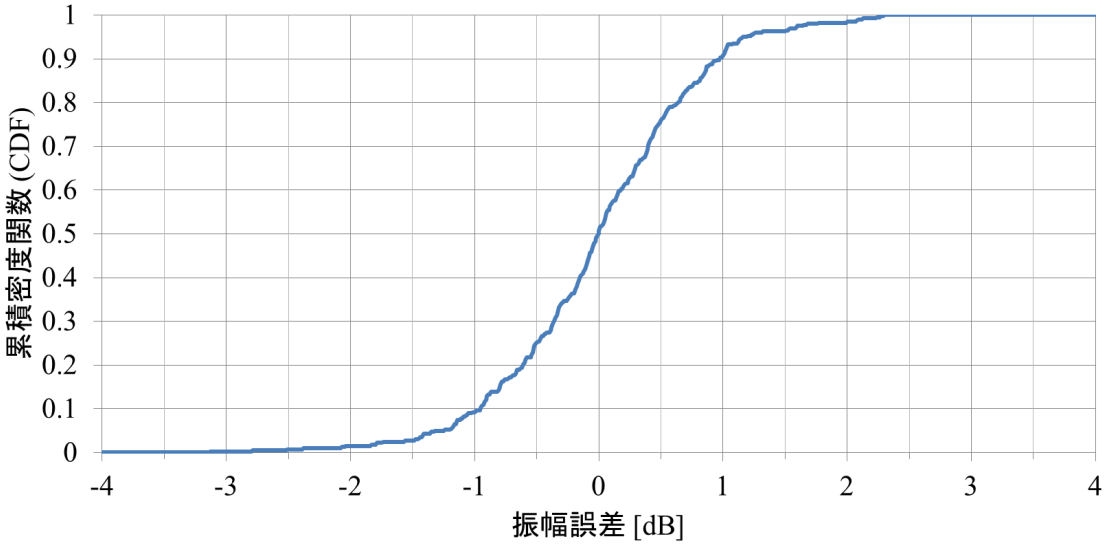


図 5.16: 推定誤差の累積密度関数 (CDF) [dB]

いこととした．計算の結果，平均誤差は約 0dB となり，標準偏差は 0.81 となった．ITU-R S580-90 によると，90%のアンテナパターンにおいてレギュレーションのマスクを超過しないことが条件となっている．図 5.16 の CDF では，約 90%の領域で 1.0dB 以下となっていることが分かる．マルチアンテナの推定パターンが誤ったと仮定した場合，推定誤差の分マスクを超過する可能性が考えられる．このような問題を回避するため，実用的には+1.0dB のマージンを与えた上で EIRP を設定することで，電力マスクの抵触を回避することが可能であると考えられる．

5.5 まとめ

本章では，マルチアンテナを用いた地上局の実用化を想定し，アンテナパターン測定の推定を検討し，精度に関する実験的検証を行った．2 台のパラボラアンテナを用いた屋外試験によりアンテナパターンの実測値を取得し，推定値と比較した結果，細かいグレーティングローブを含めて精度よく一致したことを確認した．具体的には 90%の範囲で 1dB 以下の誤差を見たし，2 台のアンテナを用いたマルチアンテナパターンの推定は実用的であることを確認した．

第6章　総括

6.1　本研究のまとめ

本論文では，衛星 MIMO 技術を利用した衛星通信システムの更なる大容量化を目的とし，伝送容量の拡張性が高い複数衛星およびマルチアンテナを利用した空間多重方式に着目し，GEO 衛星および LEO 衛星における新たな衛星 MIMO システムを提案した．さらにこれらのシステムに共通するマルチアンテナ地上局に必要なアンテナパターン取得の簡易化に向けた推定手法の精度評価を行い，提案システムへの適用の実用性について考察した．

第 2 章では，MIMO 伝送の概要を述べた上で，衛星通信の MIMO 技術適用に関する解説を行った．

第 3 章では，本研究の一つ目の研究である複数 GEO 衛星 · マルチビーム MIMO システムの説明を行った．従来の MIMO 技術とは異なる，衛星 MIMO 特有の時間 · 周波数非同期環境における MIMO 伝送手法として，送信プリコーディング · 受信等化技術を提案した．計算機シミュレーションによる伝送容量特性評価を行い，従来の MIMO 技術と比較して特性が向上することを示した．

第 4 章では，もう一つの提案方式である，複数 LEO 衛星 MIMO(LEO-MIMO) システムの説明を行った．グローバルカバレッジを形成するために必要な複数衛星運用を利用し，複数衛星からの同時伝送を同一周波数で行うことを MIMO 技術によって可能とし，伝送容量向上を図った．LEO 特有のチャネル変動に対応するために制御信号とデータ信号を分離して周波数割当を行い，これらを考慮した周波数利用効率を従来の LEO システムと比較し，特性評価を行った．

第 5 章では，衛星 MIMO 技術を実用するにあたり必要不可欠となる，地上局でのマルチアンテナパターンの取得方法に着目した，地上局マルチアンテナパターンの

実測定による推定精度評価を行った．MIMO のアンテナ配置は様々であるため，全てのパラメータに基づいてアンテナパターンを取得することは困難となるため，本研究ではアンテナ素子のみ実測によるパターン取得を行い，マルチアンテナパターンは計算により導出し，アレーパターンを取得することを検討した．このような推定パターンが実測パターンと誤差がないことを確認するため，大規模アンテナパターン実験を行った．2 台の 60cm 径パラボラアンテナで周波数 · 偏波 · アンテナ配置等のパラメータを変えて測定，比較を行い，推定パラメータの精度が高いことを確認した．

以上の提案システムの検討により，複数衛星およびマルチアンテナ地上局を用いた衛星 MIMO 伝送により，GEO，LEO ともに既存の衛星システムに比べて伝送容量が大きく向上する性能を達成することができ，今後の更なる衛星通信の大容量化に向けた MIMO 伝送方式の可能性を広げることができた．また本方式の実用化において必須となる地上局のマルチアンテナパターン取得においても，簡易的に取得できる見通しを立てることができた．

6.2　今後の展望

大容量衛星 MIMO の実現のためには，システム全体で一貫した様々な課題に着手する必要がある．本論文における複数衛星 · マルチアンテナを利用した MIMO 伝送技術により，UT 単体に対するダウンリンクの伝送容量向上を達成できる伝送方式を確立できた．一方で衛星サービスを利用する多数の UT に対して MIMO 伝送を行う場合，どのような指針でユーザを選択すれば，システムの伝送容量が最大化するかという課題が存在する．マルチビーム衛星 MIMO システムであれば，各ビームに散在する UT の一伝送あたりのユーザの選択によってチャネル相関が異なってくるし，UT によって要求される伝送容量が異なる場合もある．LEO-MIMO であれば，UT と通信する LEO 衛星は，当該端末が存在するサービスエリア内外で，他の UT への通信も考慮しなければならない．このように，システム全体で伝送容量を最大化するための方式検討も考えなければならない．

またアップリンクもダウンリンクと同様に大容量化の検討を進めていく必要がある．アップリンクはダウンリンクに比べて送信時の時間 · 周波数同期が困難である

ことから，今回の複数衛星 MIMO 検討に類似した時間 · 周波数非同期環境での検討内容になることが考えられる．特に衛星通信は地上無線に比べて伝搬距離が長いため，遅延量が多大になり，異なるドップラー周波数や局部発振器による周波数誤差が容易に発生する．さらにマルチユーザシステムにおいては，このような環境での復調処理を複数ユーザに対して行う必要があり，干渉特性だけでなく，計算量の課題にも取り組む必要がある．

実装面に関しては，時間-周波数非同期性といった，通常の MIMO 伝送に比べて劣悪環境であるために，実装面での課題が多数存在する可能性がある．本論文で結論づけた大容量化の可能性を実現するため，今後は等化 · 周波数補償 · チャネル推定といった処理における実装面の検討を行い，実用化に向けた検討を行っていくことが必要である．アンテナパターン推定の課題に関しては，今回 2 アンテナのみでの基本特性検討となったが，さらにアンテナを追加した場合の推定精度への影響も考察が必要である．

また，衛星 MIMO 適用の可能性の更なる追及として，実際の衛星軌道を考慮した詳細なシミュレーション検討を行った上で大容量化の道筋を立て，最終的には実測値によるチャネル容量検証も行っていく必要がある．その中で，さらに遮蔽物によるブロッキングにおける稼働率の劣化にも言及が必要である．特に都市部での衛星通信を行う際に，建物によるブロッキングの影響が高確率で発生する．衛星 MIMO はマルチアンテナを用いることによる大容量化が主な目的であるが，アンテナ (または衛星) ダイバーシチ効果による稼働率の向上も期待できる．このような稼働率の観点からも従来法との比較を行う必要がある．

このように，本研究によって衛星 MIMO のダウンリンク大容量化を確立できたが，これらのシステムを実用化するにあたり，今後も様々な検討領域に着手していく必要がある．

参考文献

[1] H. Peter, “Inmarsat Global Xpress The Design, Implementation, and Activation of a Global Ka-Band Network,” 33rd AIAA International Communications Satellite Systems Conference and Exhibition, 2015.

[2] S. R. Pratt, R. A. Raines, A. Richard, C. Fossa, and M. A. Temple, “An Operational and Performance Overview of the IRIDIUM Low Earth Orbit Satellite System,” IEEE Communications Surveys, vol. 2, no. 2, pp.2–10, Second Quarter 1999.

[3] M. Werner, A. Jahn, E. Lutz, and A. Bottcher, “Analysis of system parameters for LEO/ICO-satellite communication networks,” IEEE Journal on Selected areas in Communications., vol. 13, no. 2, pp.371381, 1995.

[4] F. J. Dietrich, “The Globalstar satellite cellular communication system: design and status.” Wescon/97. Conference Proceedings., 1997. pp.180–186, 1997.

[5] 河野功, “準天頂衛星と静止衛星による衛星測位システム,” 電子情報通信学会論文誌, vol.J84-B, no.8, pp.2092–2100.

[6] W. Jun-lin and L. Chun-sheng, “Development and Application of INMARSAT Satellite Communication System,” 2011 First International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control, Beijing, 2011, pp.619–621.

[7] 山本員市，古川誠，佐藤嬉珍，“ワイドスター 2 衛星移動通信システム・サービスの概要 (多彩な衛星コミュニケーションを実現する高速化対応衛星移動通信サービス 「ワイドスター 2」 特集)，” NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル, vol.18, no.2, pp.37–42, 2010.

[8] “衛星インターネットサービスの現状,” http://www.soumu.go.jp/soutsu/shikoku/chosa/eisei_inet/pdf/chap02.pdf [Accessed 21 Oct. 2019]

[9] E. Amyotte, Y. Demers, L. Hildebrand, M. Forest, S. Riendeau, S. Sierra-Garcia, and J. Uher, “Recent developments in Ka-band satellite antennas for broadband communications”, Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation IEEE in 2010.

[10] A. Guidotti, A. Vanelli-Coralli, M. Caus, J. Bas, G. Colavolpe, T. Foggi, S. Cioni, A. Modenini, and D. Tarchi, “Satellite-enabled LTE systems in LEO constellations.” Communications Workshops (ICC Workshops), 2017 IEEE International Conference, pp.876–881, 2017.

[11] H. Fenech, A. Tomatis, S. Amos, V. Soumpholphakdy, and D. Serrano-Velarde, “Future high throughput satellite systems,” 2012 IEEE First AESS European Conference on Satellite Telecommunications (ESTEL), Oct 2012, pp.1–7.

[12] O. Vidal, G. Verelst, J. Lacan, E. Alberty, J. Radzik, and M. Bousquet, “Next generation high throughput satellite system,” IEEE AESS Eur. Conf. Satell. Telecommun. (ESTEL), Rome, Italy, Oct. 2012, pp.1–7.

[13] T. Rossi, F. Maggio, M. De Sanctis, M. Ruggieri, S. Falzini, and M. Tosti, “System Analysis of Smart Gateways Techniques Applied to Q/V-band High Throughput Satellites”, proceedings of the IEEE Aerospace Conference 2014, Big Sky (Montana), March 2014.

[14] A. Gharanjik, B. Rao, P.-D. Arapoglou, and B. Ottersten, “Gateway switching in Q/V band satellite feeder links,” IEEE Commun. Lett., vol. 17, no. 7, pp.1384–1387, Jul. 2013.

[15] A. J. Paulraj, D. Gore, R. U. Nabar, and H. Bölcskei, “An overview of MIMO communications-a key to gigabit wireless,” Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 2, pp.198–218, 2004.

[16] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, "Introduction to Space-Time Wireless Communications," Cambridge University Press, 2003.

[17] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A.Goldsmith, A. Paulraj, and V. Poor, "MIMO Wireless Communications," Cambridge University Press, 2007.

[18] D. Gesbert, M. Shafi, D.-S. 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, 2003.

[19] D. Gesbert, M. Kountouris, R.W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Salzer, "Shifting the MIMO paradigm: From single-user to multiuser communications," IEEE Signal Process. Mag., vol. 24, no. 5, pp.36–46, 2007.

[20] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W.H. Gerstacker, and P.A. Hoeher, "Multiple-antenna techniques for wireless communications - A comprehensive literature survey," IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 11, no. 2, 2009.

[21] E. Charfi, L. Chaari, and L. Kamoun, PHY/MAC enhancements and QoS mechanisms for very high throughput WLANs: a survey, IEEE Commun. Surv. Tutor. 15 (4) (2013) 1714–1735.

[22] A. Ghosh, D. R. Wolter, J. G. Andrews, and R. Chen, "BBroadband wireless access with WiMax/802.16: Current performance benchmarks and future potential," IEEE Commun. Mag., vol. 43, pp.129–136, Feb. 2005.

[23] D. Astély, E. Dahlman, A. Furuskär, Y. Jading, M. Lindström, and S. Parkvall, "LTE: The evolution of mobile broadband," Commun. Mag., vol. 47, no. 4, pp.44–51, 2009.

[24] 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, 1998.

[25] COST 255, "Radiowave Propagation Modeling for SatCom Services at Ku Band and Above, Final Report, ESA Publication Division," ISBN 92-9092-608-2, 2002.

[26] R.K. Crane, “Propagation Handbook for Wireless Communication System Design,” CRC Press, LLC, 2003.

[27] A.D. Panagopoulos, P.-D.M. Arapoglou, and P.G. Cottis, “Satellite communications at Ku, Ka and V bands: Propagation impairments and mitigation techniques,” IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 6, no. 3, pp.2–14, 2004.

[28] ITU-R Recommendation P.618-9, “Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems,” Geneva, Switzerland, 2007.

[29] ITU-R Recommendation P.840-3, “Attenuation due to clouds and fog,” Geneva, Switzerland, 1999.

[30] L. Castanet, J. Lemorton, and M. Bousquet, “Fade mitigation techniques for new satcom services at Ku band and above,” 4th Ka Band Utilization Conf., Venice, Italy, 1998.

[31] J. Lemorton, L. Castanet, F. Lacoste, C. Riva, E. Matricianni, U.-C. Fiebig, M. Van de Kamp, and A. Martellucci, “Development and validation of time series synthesizers of rain attenuation for Ka-band and Q/Vband satellite communication systems,” Int. J. Satell. Commun. Netw., vol. 25, no. 6, pp.575–601, 2007.

[32] T. Maseng and P. M. Bakken, “A stochastic dynamic model of rain attenuation,” IEEE Trans. Commun., vol. 29, no. 5, pp.660–669, 1981.

[33] F. Lacoste, M. Bousquet, L. Castanet, F. Cornet, and J. Lemorton, “Improvement of the ONERA-CNES rain attenuation time series synthesizer and validation of the dynamic characteristics of the generated fade events,” Space Commun., vol. 20, no. 1-2, pp.45–59, 2005.

[34] S.A. Kanellopoulos, A.D. Panagopoulos, and J.D. Kanellopoulos, “Calculation of the dynamic input parameter for a stochastic model simulating rain attenuation:

A novel mathematical approach," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 11, pp.3257–3264, 2007.

[35] D.B. Hodge, "An improved model for diversity gain on earth-space propagation paths," Radio Sci., vol. 17, no. 6, pp.1393–1399, 1982.

[36] J. Goldhirsh, B. H. Musiani, A.W. Dissanayake, and K. T. Lin, "Threesite space-diversity experiment at 20 GHz using ACTS in the Eastern United States," Proc. IEEE, vol. 85, no. 6, pp.970–980, 1997.

[37] A.D. Panagopoulos, P.-D.M. Arapoglou, J.D. Kanellopoulos, and P.G. Cottis, "Long-term rain attenuation probability and site diversity gain prediction formulas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 7, pp.2307–2313, 2005.

[38] K.P. Liolis, A.D. Panagopoulos, and P.-D.M. Arapoglou, "An analytical unifying approach for outage capacity achieved in SIMO and MISO broadband satellite channel configurations," 3rd Europ. Conf. Antennas Propag., EUCAP 2009, Berlin, Germany, Mar. 2009.

[39] E. Matricciani, "Orbital diversity in resource-shared satellite communication systems above 10 GHz," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 5, no. 4, pp.714–723, 1987.

[40] E. Matricciani and M. Mauri, "ITALSAT-OLYMPUS 20-GHz orbital diversity experiment at Spino d' Adda," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 43, no. 1, pp.105–107, 1995.

[41] A.D. Panagopoulos and J.D. Kanellopoulos, "Prediction of triple-orbital diversity performance in Earth-space communication," Int. J. Satell. Commun., vol. 20, no. 3, pp.187–200, 2002.

[42] R.T. Schwarz, A. Knopp, D. Ogermann, C.A. Hofmann, and B. Lankl," Optimum-capacity MIMO satellite link for fixed and mobile services," Int. ITG Work. Smart Antennas, WSA 2008, pp.209–216, Feb. 2008.

[43] R.T. Schwarz, A. Knopp, B. Lankl, D. Ogermann, and C.A. Hofmann, "Optimum-capacity MIMO satellite broadcast system: Conceptual design for LOS channels," 4th Advan. Satell. Mobile Syst., ASMS 2008, pp.60–65, Bologna, Italy, Aug. 2008.

[44] S. Karapantazis and F.-N. Pavlidou, "Broadband communications via highaltitude platforms: A survey," IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 7, no. 1, pp.2–31, 2005.

[45] E.T. Michailidis and A.G. Kanatas, "Capacity optimized line-of-sight HAP-MIMO channels for fixed wireless access," Int. Work. Satell. Space Commun., IWSSC 2009, pp.73–77, Tuscany, Italy, Sept. 2009.

[46] F. Yamashita, K. Kobayashi, M. Ueba, and M. Umehira, "Broadband multiple satellite MIMO system," 62nd IEEE Veh. Techn. Conf., VTC 2005, vol. 4, pp.2632–2636, Sept. 2005.

[47] C. I. Oh, S. H. Choi, D. I. Chang, and D. G. Oh, "Analysis of the rain fading channel and the system applying MIMO," Int. Symp. Commun. Inform. Technol., ISCIT 2006, pp.507–510, 2006.

[48] K.P. Liolis, A.D. Panagopoulos, and P.G. Cottis, "Outage capacity statistics of MIMO satellite networks operating at Ka band and above," Proc. 12th Ka Broadband Commun. Conf., Naples, Italy, Sept. 2006.

[49] K.P. Liolis, A.D. Panagopoulos, and P.G. Cottis, "Multi-satellite MIMO communications at Ku-band and above: Investigations on spatial multiplexing for capacity improvement and selection diversity for interference mitigation," EURASIP J. Wirel. Commun. Netw., vol. 2007, Article ID 59608, 11 pages, 2007.

[50] R.T. Schwarz, A. Knopp, and B. Lankl, "The channel capacity of MIMO satellite links in a fading environment: A probabilistic analysis," Int. Work. Satell. Space Commun., IWSSC 2009, pp.78–82, Tuscany, Italy, Sept. 2009.

[51] G. Gallinaro, G. Caire, M. Debbah, L. Cottatellucci, R. Muller, and R. Rinaldo, "Perspectives of adopting interference mitigation techniques in the context of broadband

multimedia satellite systems," 23rd AIAA Int. Commun. Satell. Syst. Conf., ICSSC 2005, Sept. 2005.

[52] L. Cottatellucci, M. Debbah, G. Gallinaro, R. Muller, M. Neri, and R. Rinaldo, "Interference mitigation techniques for broadband satellite systems," 24th AIAA Int. Commun. Satell. Syst. Conf., ICSSC 2006, June 2006.

[53] N. Zorba, M. Realp, and A.I. Perez-Neira, "An improved partial CSIT random beamforming for multibeam satellite systems," 10th Int. Work. Signal. Process. Space Commun., SPSC 2008, Oct. 2008.

[54] M. Alvarez Diaz, N. Courville, C. Mosquera, G. Liva, and G.E. Corazza, "Non-linear interference mitigation for broadband multimedia satellite systems," Int. Work. Satell. Space Commun., pp.61–65, Sept. 2007.

[55] M. Joham, J. Brehmer, and W. Utschick, "MMSE approaches to multiuser spatio-temporal Tomlinson-Harashima precoding," Proc. ITG SCC 04, pp.387–394, Jan. 2004.

[56] L. Sanguinetti and M. Morelli, "Non-linear pre-coding for multiple antenna multi-user downlink transmissions with different QoS requirements," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 3, pp.852–856, 2007.

[57] N. Zorba, M. Realp, M.A. Lagunas, and A.I. Perez-Neira, "Dual polarization for MIMO processing in multibeam satellite systems," 10th Int. Work. Signal. Process. Space Commun., SPSC 2008, Oct. 2008.

[58] J. Abe, F. Yamashita, and K. Kobayashi, "Adaptive multi-carrier demodulator for variable polarization frequency division multiplexing," Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th. IEEE, 2009, pp.1–5.

[59] F. Yamashita, A. Junichi, K. Kobayashi, and H. Kazama, "Frequency asynchronous cross-polarization interference canceller for variable polarization frequency division

multiplexing (VPFDM)," IEICE transactions on communications, vol. 92, no. 11, pp.3365–3374, 2009.

[60] A. Neskovic, N. Neskovic, and G. Paunovic, "Modern approaches in modeling of mobile radio systems propagation environment," IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 3, no. 3, pp.2–12, 2000.

[61] B.G. Evans, G. Butt, M.J. Willis, and M.A.N. Parks, "Land mobile satellite wideband measurement experiment at L- and S- bands," University of Surrey, ESA/ESTEC Contract no. 10582/93/NL/MB(SC), Final Report, 1996.

[62] F. Perez-Fontan, M.A. Vazquez-Castro, J. Kurnish, J. Pamp, E. Zollinger, S. Buonomo, P. Baptista, and B. Arbesser-Rastburg, "A versatile framework for a narrow- and wide-band statistical propagation model for the LMS channel," IEEE Trans. Broadcasting., vol. 43, no. 4, pp.431–458, 1997.

[63] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolainsky, and W. Papke, "The land mobile satellite communications channel - Recording, statistics, and channel model," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, no. 2, pp.375– 386, 1991.

[64] B. Vucetic and J. Du, "Channel modeling and simulation in satellite mobile communication systems," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 10, no. 8, pp.1209–1217, 1992.

[65] Y. Karasawa, K. Kimura, and K. Minamisono, "Analysis of availability improvements in LMSS by means of satellite diversity based on threestate propagation channel model," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 4, pp.1047–1056, 1997.

[66] F. Perez-Fontan, J.P. Gonzalez, M.J.S. Ferreiro, M.A. Vazquez-Castro, S. Buonomo, and J.P. Baptista, "Complex envelope three-state Markov model based simulator for the narrow-band LMS channel," Int. J. Satell. Commun., vol. 15, no. 1, pp.1–15, 1997.

[67] F. Perez-Fontan, M.A. Vazquez-Castro, C.E. Cabado, J.P. Garcia, and E. Kubista, "Statistical modeling of the LMS channel," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 50, no. 6, pp.1549–1567, 2001.

[68] L.E. Braten and T. Tjelta, "Semi-Markov multistate modeling of the land mobile propagation channel for geostationary satellites," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 50, no. 12, pp.1795–1802, 2002.

[69] F. Perez-Fontan, I. Sanchez Lago, R. Prieto Cerdeira, and A. Bolea Alamanac, "Consolidation of a multi-state narrowband land mobile satellite channel model," 2nd Europ. Conf. Antennas Propag., EuCAP 2007, Edinburgh, pp.11–16 Nov., 2007.

[70] P. Burzigotti, R. Prieto Cerdeira, A. Bolea Alamanac, F. Perez-Fontan, and I. Sanchez Lago, "DVB-SH analysis using a multi-state land mobile satellite channel model," 4th Advanced Satell. Mob. Syst., ASMS 2008, pp.149–155, Aug., 2008.

[71] ITU-R Recommendation P.681-6, "Propagation data required for the design of Earth-space land mobile telecommunication systems," Geneva, Switzerland, 2003.

[72] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 34, no. 3, pp.122–127, 1985.

[73] G.E. Corazza and F. Vatalaro, "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems," IEEE Trans. Veh. Technol., vo. 43, no. 3, pp.738–741, 1994.

[74] T.T. Tjhung and C.C. Chai, "Fade statistics in Nakagami-lognormal channels," IEEE Trans. Commun., vol. 47, no. 12, pp.1769–1772, 1999.

[75] Y. Xie and Y. Fang, "A general statistical channel model for mobile satellite systems," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, no. 3, pp.744–752, 2000.

[76] F. Vatalaro, F. Mazzenga, G. De Maio, and A. Forcella, "The generalized Rice lognormal channel model - first and second order statistical characterization and simulation," Int. J. Satell. Commun., vol. 20, no. 1, pp.29–45, 2002.

[77] A. Abdi, W.C. Lau, M.-S. Alouini, and M. Kaveh, “A new simple model for land mobile satellite channels: First- and second-order statistics,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 3, pp.519–528, 2003.

[78] R.M. Barts and W.L. Stutzman, “Modeling and simulation of mobile satellite propagation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 40, no. 4, pp.375–382, 1994.

[79] R. Akturan and W.J. Vogel, “Path diversity for LEO satellite-PCS in the urban environment,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 45, no. 7, pp.1107–1116, 1997.

[80] M. Rice and B. Humpherys, “Statistical models for the ACTS K-band land mobile satellite channel,” Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., VTC 1997, pp.46–50, Phoenix, AZ, 1997.

[81] F. Perez-Fontan, A. Mayo, D. Marote, R. Prieto-Cerdeira, P. Marino, F. Machado, and N. Riera, “Review of generative models for the narrowband land mobile satellite propagation channel,” Int. J. Satell. Commun. Netw., vol. 26, pp.291–316, 2008.

[82] P.P. Robet, B.G. Evans, and A. Ekman, “Land mobile satellite communications channel model for simultaneous transmission from a land mobile terminal via two separate satellites,” Int. J. Satell. Commun., vol. 10, pp.139–154, 1992.

[83] E. Lutz, “A Markov model for correlated land mobile satellite channels,” Int. J. Satell. Commun., vol. 14, no.4, pp.333–339, 1996.

[84] M.A. Vazquez-Castro, F. Perez-Fontan, and S.R. Saunders, “Shadowing correlation assessment and modeling for satellite diversity in urban environments,” Int. J. Satell. Commun., vol. 20, no. 2, pp.151–166, 2002.

[85] F. Lacoste, F. Carvalho, F. Perez Fontan, A. Nunez Fernandez, V. Fabro, and G. Scot, “Polarization and spatial diversity measurements of the Land Mobile Satellite propagation channel at S-band,” COST IC0802 MCM2, Toulouse, France, Nov. 2009.

[86] K. Liolis, I. Andrikopoulos, and P. Cottis, “On statistical modeling and performance evaluation of SIMO land mobile satellite channels,” 4th Advanced Satell. Mobile Syst., ASMS 2008, pp.76–81, Bologna, Aug. 2008.

[87] P.R. King, “Modelling and Measurement of the Land Mobile Satellite MIMO Radio Propagation Channel,” PhD Thesis, University of Surrey, 2007.

[88] P.R. King and S. Stavrou, “Land mobile-satellite MIMO capacity predictions,” Electron. Lett., vol. 41, pp.749–750, 2005.

[89] P.R. King and S. Stavrou, “Characteristics of the land mobile satellite MIMO channel,” 64th Veh. Technol. Conf., VTC 2006, Sept., 2006.

[90] P.R. King and S. Stavrou, “Capacity improvement for a land mobile single satellite MIMO system,” IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 5, pp.98–100, 2006.

[91] P.R. King and S. Stavrou, “Low elevation wideband land mobile satellite MIMO channel characteristics,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 7, pp.2712–2720, 2007.

[92] M. Sellathurai, P. Guinand, and J. Lodge, “Space-time coding in mobile satellite communications using dual-polarized channels,” IEEE Trans. Veh. Technol, vol. 55, no. 1, pp.188–199, 2006.

[93] G. Alfano and A. De Maio, “A theoretical framework for LMS MIMO communication systems performance analysis,” Proc. 3rd Int. Waveform Diversity Design Conf. 2007, June 2007. 50 IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS, vol. 13, no. 1, first quarter 2011.

[94] K.P. Liolis, J. Gomez-Vilardebo, E. Casini, and A. Perez-Neira, “On the statistical modeling of MIMO land mobile satellite channels: A consolidated approach,” 27th AIAA Int. Commun. Satell. Syst. Conf., ICSSC 2009, June, 2009.

[95] P. Horvath and I. Frigyes, "SAT02-6: Application of the 3D Polarization Concept in Satellite MIMO Systems," Proc. 49th Annual IEEE Global Telecommun. Conf., GLOBECOM 2006, San Francisco, Calif, USA, Nov., 2006.

[96] P. Horvath and I. Frigyes, "Polarization-time coding in satellite links," IEEE Satell. Space Newslett., vol. 15, no. 2, pp.6–8, 2005.

[97] P. Horvath, G. Karagiannidis, P.R. King, S. Stavrou, and I. Frigyes, "Investigations in satellite MIMO channel modeling: Accent on polarization," EURASIP J. Wireless Commun. Network., vol. 2007, Article ID 98942, 10 pages 2007.

[98] A. Perez-Neira, C. Ibars, J. Serra, A. del Coso, J. Gomez, and M. Caus, "MIMO applicability to satellite networks," 10th Workshop Signal Process. Space Commun., SPSC 2008, Oct. 2008.

[99] S. Wei, D.L. Goeckel, and M.C. Valenti, "Asynchronous cooperative diversity," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 5, no. 6, pp.1547–1557, 2006.

[100] X. Li, "Energy efficient wireless sensor networks with transmission diversity," Electron. Lett., vol. 39, no. 24, p. 1753–1755, 2003.

[101] G. Faria, T. Kuerner, B. Lehembre, and P. Unger, "Satellite digital broadcast services to handheld DVB-SH: The complementary ground component," Int. J. Satell. Commun. Netw., vol. 27, no. 4-5, pp.241–274, 2009.

[102] E. Corbel, I. Buret, J.-D. Gayrard, G.E. Corazza, and A. Bolea Alamanac, "Hybrid satellite & terrestrial mobile network for 4G: Candidate architecture and space segment dimensioning," 4th Adv. Satell. Mob. Syst., ASMS 2008, pp.162–166, Bologna, Aug., 2008.

[103] A. Nosratinia, T.E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," IEEE Commun. Mag., vol. 42, no. 10, pp.74–80, 2004.

[104] H.W. Kim, K. Kang, and D.-S. Ami, “Distributed space-time coded transmission for mobile satellite communication using ancillary terrestrial component,” Proc. IEEE Int. Conf. Commun., ICC 2007, pp.4426–4431, June 2007.

[105] G. Maral, “VSAT networks,” John Wiley & Sons, 2004.

[106] R. Schwarz, A. Knopp, D. Ogermann, C. Hofmann, and B. Lankl, “Optimum-capacity MIMO satellite link for fixed and mobile services,” International ITG Workshop on Smart Antennas, 2008, pp.209–216.

[107] P.-D. M. Arapoglou, K. P. Liolis, M. Bertinelli, A. D. Panagopoulos, P. G. Cottis, and R. De. Gaudenzi, “MIMO over satellite: a review,” IEEE Commun. Surveys Tutorials, 1st Quarter, 2011.

[108] L. Cottatellucci, M. Debbah, G. Gallinaro, R. Mueller, M. Neri, and R. Rinaldo, “Interference mitigation techniques for broadband satellite systems,” 24th AIAA International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC 2006), 2006.

[109] G. Gallinaro, M. Debbah, R. Müller, R. Rinaldo, and A. Vernucci, “Interference Mitigation for the Reverse-Link of Interactive Satellite Networks,” 9th International Workshop on Signal Processing for Space Communications, Sep. 2006.

[110] G. Zheng S. Chatzinotas, and B. Ottersten “Generic Optimization of Linear Precoding in Multibeam Satellite Systems,” IEEE Trans. Wireless Commun. vol. 11 no. 6 pp.2308–2320 Jun. 2012.

[111] Q. H. Spencer, A.L. Swindlehurst, and M. Haardt, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels,” in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, no. 2, pp.461–471, Feb. 2004.

[112] P. King and S. Stavrou, “Land mobile-satellite MIMO capacity predictions,” Electronics Letters, vol. 41, no. 13, pp.749–751, 2005.

[113] “Google Scholar,” https://scholar.google.com/[Accessed 20 Aug. 2019].

[114] D. Goto, F. Yamashita, T. Sugiyama, and K. Kobayashi, “Broadband multi-satellite/multi-beam system with single frequency reuse,” 81st IEEE Vehicular Technology Conference, VTC-2015-Spring, May. 2015.

[115] D. Goto, H. Shibayama, F. Yamashita, R. Okema, and T. Yamazato, “LEO-MIMO Satellite Systems for High Capacity Transmission,” IEEE CLOBECOM 2018, Dec 2018.

[116] P. Ana I, I. Christian, S. Jordi, D. Aitor, G. Jesús, C. Màrius, and K. Liolis, “MIMO channel modeling and transmission techniques for multi-satellite and hybrid satelliteterrestrial mobile networks,” Physical Communication, vol. 4, no. 2, pp.127–139, 2011.

[117] Y. Lee and S. Kim, “Sequence acquisition of DS-CDMA systems employing Gold sequences,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 49, no. 6, pp.2397–2404, Nov. 2000.

[118] A. Irfan, N. Al-Dhahir, and John E. Hershey, “Doppler characterization for LEO satellites,” IEEE transactions on communications., vol.46, no.3, pp.309–313, 1998.

[119] Antenna Engineering Handbook, Ohmsha, 2008. in Japanese.

[120] “Maximum permissible levels of off-axis E.I.R.P. density from VSAT,” ITU-R S. 728-1.

[121] “Radiation diagrams for use as design objectives for antennas of earth stations operating with geostationary satellites,” ITU-R S. 580-5.

記号一覧

記号	パラメータ
C	チャネル容量
$C_m(t)$	m 番衛星の制御信号
$c_m(t)$	m 番衛星のベースバンド制御信号
c_0	光速
d_{kl}	l 番アンテナから k 番アンテナまでのアンテナ間距離
f_m	m 番衛星のサブチャネル周波数
$f_n^{<data>}$	n 番目のデータ信号のサブバンド周波数
Δf_A	周波数推定器 A の周波数オフセット推定値
Δf_B	周波数推定器 B の周波数オフセット推定値
Δf_C	周波数推定器 C の周波数オフセット推定値
Δf_{range}	周波数推定器 A のスイープ周波数範囲
$(f_e^{<m>})$	m 番衛星による時間周波数誤差の線形作用素
$\mathbf{H}$	チャネル行列
$\mathbf{H}_{LOS}$	直接波のチャネル行列
$\mathbf{H}_{NLOS}$	間接波のチャネル行列
$\mathbf{H}(f)$	周波数 f の関数となるチャネル行列
h_{kl}	行列 $\mathbf{H}$ の k 行 k 列のチャネル成分
$h_{kl}(f)$	行列 $\mathbf{H}(f)$ の k 行 k 列のチャネル成分
$h_{kl}^{<m>}$	m 番衛星における l 番送信アンテナから k 番受信アンテナのチャネル成分
$\mathbf{I}_l$	$l \times l$ の対角行列

記号	パラメータ
K	ライスファクタ
M	UT 一機あたりのアンテナ数
N	ユーザ端末 (User Terminal: UT) の台数
N_t	送信アンテナ数
N_r	受信アンテナ数
$\boldsymbol{n}$	雑音ベクトル
$\mathbf{P}$	プリコーディング行列
P	衛星の総送信電力
$p_{kl}^{<m>}$	m 番衛星における k 行 l 列のプリコーディング成分
R	周波数利用効率
$\boldsymbol{r}$	受信信号ベクトル
r_n	受信信号ベクトル $\boldsymbol{r}$ の n 番目の受信信号
$r_i^{(k)}$	k 番 UT の i 番アンテナの受信信号
$S_{n,m}(t)$	n 番目の帯域の m 番目の衛星のサブバンド信号
$s_{n,m}(t)$	n 番目の帯域の m 番目の衛星のベースバンドデータ信号
$\boldsymbol{s}$	送信信号ベクトル
s_n	送信信号ベクトル $\boldsymbol{s}$ の n 番目の送信信号
$s_i^{(k)}$	k 番 UT の i 番アンテナの受信信号
$\boldsymbol{s}$’	復調信号ベクトル
s'_n	復調信号ベクトル $\boldsymbol{s}'$ の n 番目の復調信号
$s_i'^{(k)}$	k 番 UT の i 番の復調信号
T	シンボル区間
T_s	自動周波数制御 (Auto Frequency Control: AFC) のスイープ区間
T_u	ユニークワード系列のシンボル区間
u_m	m 番衛星の既知信号
$\mathbf{W}$	重み行列
$\mathbf{W}^{(m)}$	m 番 UT の重み行列
W	システムの総周波数帯域幅

記号	パラメータ
$W^{<c>}$	制御信号帯域幅
$W_n^{<data>}$	n 番目のデータ信号帯域幅
$W^{<GB>}$	ガードバンド帯域幅
$W^{<x>}$	送信信号 x の帯域幅
$\boldsymbol{x}$	プリコーディング送信ベクトル
α	正規化パラメータ
γ_0	送受信アンテナが 1 つの場合の信号対雑音電力比 (Signal-to-Noise power Ratio: SNR)
θ	位相角
$\Delta\theta_u$	ユニークワードの位相差
ϕ	位相オフセット
τ	受信タイミング誤差

謝辞

本研究を遂行するにあたり，多大なる御指導および御助言, 御討論をいただきました主査の名古屋大学教養教育院教授 山里敬也先生に深く感謝いたします．日頃から研究結果に対して適切な御助言をいただき，充実した研究活動を送ることができました．ご多忙の中，常に暖かく見守って下さったことに心から御礼申し上げます．

また，本研究に対して多大なる御指導，御鞭撻を賜わりました副査の名古屋大学未来材料 · システム研究所教授 片山正昭先生に心から感謝致します．日頃の研究活動において厳しくも暖かいご指導をいただき，そのことが研究を遂行していく上で大きな励みとなりました．厚く御礼申し上げます．

本論文を御査読くださいました名古屋大学大学院工学研究科准教授 長谷川浩先生，岡田啓先生，名古屋工業大学大学院工学研究科准教授 岡本英二先生に厚く御礼申し上げます．ご多忙のところ本論文を御査読下さり，また大変有益な御助言を賜り心より御礼申し上げます．

さらに本研究に対して，名古屋大学未来材料 · システム研究所助教 小林健太郎先生には多くの御指導および的確な御助言を頂きました．厚く御礼申し上げます．

また，現在は退職なされました技術職員鬼頭良彦氏，事務補助員石川愛子氏，白石栄里子氏をはじめ本研究の遂行を支えて下さいました片山研究室の諸氏に深く感謝致します．特に博士研究をまとめるにあたりサポートをいただいた千葉工業大学工学部助教授 木下雅之先生，同じ博士課程入学者として議論を交わした中島康雄氏，同じ研究チームで新たな検討内容に尽力いただいている桶間椋氏に心から感謝致します．

本研究を進めるにあたり，NTT 研究所において研究の機会を与え下さり，その遂行を暖かく見守って下さいました元 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中津川征士氏（現 NTT アドバンス

テクノロジ株式会社セキュリティ事業本部 IP プロダクツビジネスユニット主幹担当部長），元同プロジェクトマネージャ中村宏之氏（現アクセスサービスシステム研究所企画部長），同プロジェクトマネージャ鬼沢武氏，元 NTT アクセスサービスシステム研究所ワイヤレスアクセスプロジェクト衛星通信グループ · グループリーダ 杉山隆利氏（現工学院大学大学院工学研究科教授），元 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 · 衛星通信グループ · グループリーダ 小林聖氏（現株式会社フジクラ先端技術総合研究所），元同グループリーダ 北直樹氏（現同プロジェクト · 基幹方式グループ グループリーダ）現同グループリーダ 山下史洋氏，元同グループ 鈴木義規氏（現株式会社国際電気通信基礎技術研究所 (ATR)），筆者が 2012 年に NTT 研究所に入社して以来, 日頃より懇切丁寧な御指導や御支援を頂きました同研究所無線アクセスプロジェクト無線推進グループ · グループリーダ 淺井裕介氏，阿部順一氏（現株式会社 NTT ドコモ 5G イノベーション推進室），須皓平氏（現東日本電信電話株式会社ビジネス開発本部），加納寿美氏（現 NTT ブロードバンドプラットフォーム株式会社ワイヤレス技術部），宗秀哉氏（現現西日本電信電話株式会社 IoT ビジネス部門）をはじめとする 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，同研究所無線アクセスプロジェクト，および NTT みらい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の諸氏に心より感謝致します.

最後に，これまで私を支えてくれた両親，兄，祖母，そして妻夢に心より感謝致します.

本研究は，以上の方々の御協力 · 御支援のもとでまとめられたものです．重ねて心より感謝致します.

業績一覧

（丸印は本論文に関係のある文献・発表を表している）

I. 論文

	論文題目	公表の方法及び時期	著者
1.	高速移動環境下における陪直交周波数分割のガウスパルス形状の最適化	電子情報通信学会論文誌, vol. J95-B, no. 2, pp. 317-325, (2012)	五藤 大介, 山里 敬也, モンゴル バヤルプレブ
2.	周波数分散通信路における BFDM と Wavelet Based OFDM との干渉特性比較	電子情報通信学会論文誌, vol. J95-B, no. 8, pp. 971-975, (2012)	五藤 大介, 山里 敬也, モンゴル バヤルプレブ
③.	Evaluations for Estimation Method of the Distributed Array Antenna (DAA) Radiation Pattern by Experimental Analysis	IEICE Transactions on Communications, vol. E101-B, no. 6, pp. 1494-1502, (2018)	D. Goto, F. Yamashita, K. Suzaki, H. So, Y. Suzuki, K. Kobayashi, N. Kita
④.	低軌道衛星 (LEO)-MIMO 衛星システムの伝送容量評価	電子情報通信学会論文誌, vol. J102-B, no. 8, pp. 614-623, (2019)	五藤 大介, 山里 敬也, 山下 史洋, 桶間 椋, 柴山 大樹

※ IEICE: 電子情報通信学会

II. 国際会議

	論文題目	公表の方法及び時期	著者
1.	Gaussian pulse shape optimization of BFDM in time-frequency dispersive channels	IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC-2012 Spring), May 6-9, Yokohama (Japan), (2012)	D. Goto, T. Yamazato, B. Mongol
②.	Broadband multi-satellite/multi-beam system with single frequency reuse	IEEE 81th Vehicular Technology Conference (VTC-2015 Spring), May 11-14, Glasgow, Scotland (United Kingdom), (2015)	D. Goto, F. Yamashita, T. Sugiyama, K. Kobayashi
③.	Autonomous Bandwidth Allocation Scheme for Satellite Transponder shared by Multiple Systems	35th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, October 16-19, Trieste (Italy), (2017)	D. Goto, F. Yamashita, J. Abe, N. Kita
4.	Demonstration of Autonomous Bandwidth Allocation Scheme using SC-FDMA subcarrier switching	36th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, October 15-18, Niagara (Canada), (2018)	D. Goto, F. Yamashita, J. Abe, N. Kita
⑤.	LEO-MIMO Satellite Systems for High Capacity Transmission	IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 9-13, Abu Dhabi (UAE) (2018)	D. Goto, T. Yamazato, F. Yamashita, H. Shibayama

※ IEEE: 米国電気電子学会，AIAA: 米国航空宇宙工学連盟

III. その他

	論文題目	公表の方法及び時期	著者
1.	陪直交周波数分割多重方式(BFDM)における不確定性関数を用いたガウスパルスの最適化	電子情報通信学会 総合大会, B-5-28, p. 414 (2011)	五藤 大介, 山里 敬也, モンゴル バヤルプレブ
2.	高速移動環境下における陪直交周波数分割のガウスパルス形状の最適化によるISI/ICIの低減	電子情報通信学会技術研究報告, RCS2011-73, pp. 221-226 (2011)	五藤 大介, 山里 敬也, モンゴル バヤルプレブ
3.	高速移動環境下における最適なガウスパルスを用いた陪直交周波数分割多重と Wavelet Based OFDM との干渉特性比較	電子情報通信学会技術研究報告, RCS2011-204, pp. 91-95 (2011)	五藤 大介, 山里 敬也, モンゴル バヤルプレブ
④.	複数衛星を用いた単一周波数マルチビーム衛星通信システムにおける送信プリコーディングの提案	電子情報通信学会 総合大会, B-3-6, p. 305 (2014)	五藤 大介, 山下 史洋, 杉山 隆利
5.	サイド・グレーティングローブ抑圧のための切替型分散アレーアンテナの提案	電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-164, p. 164 (2014)	五藤 大介, 山下 史洋, 須 皓平, 宗 秀哉, 杉山 隆利

	論文題目	公表の方法及び時期	著者
⑥.	複数衛星/マルチビーム衛星通信システムの単一周波数利用による干渉を低減する衛星MIMO技術の提案	電子情報通信学会技術研究報告, SAT2014-64, pp. 79-83 (2014)	五藤 大介, 山下 史洋, 杉山 隆利, 小林 聖
7.	分散アレーにおける送信EIRPを改善するオフセットアンテナ配置方法の提案	電子情報通信学会 総合大会, B-1-219, p. 219 (2015)	五藤 大介, 山下 史洋, 須崎 皓平 宗 秀哉, 小林 聖
⑧.	複数衛星マルチビーム衛星MIMOシステムの時間非同期信号を考慮した伝送容量評価	電子情報通信学会技術研究報告, SAT2015-11, pp. 1-6 (2015)	五藤 大介, 山下 史洋, 小林 聖
⑨.	Ku帯衛星通信用分散アレーアンテナのアンテナパターン推定法の実験的検証	電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-3-19, p. 204 (2015)	五藤 大介, 山下 史洋, 須崎 皓平, 宗 秀哉, 鈴木 義規, 小林 聖
⑩.	Experimental Validation of a Practical Method of Estimating Distributed Array Antenna Patterns	電子情報通信学会技術研究報告, SAT2015-42, pp. 151-156 (2015)	五藤 大介, 山下 史洋, 須崎 皓平, 宗 秀哉, 鈴木 義規, 小林 聖

論文題目	公表の方法及び時期	著者
11. 適応可動 AP システムにおけるユーザ端末密集エリアを考慮した AP 位置制御アルゴリズムの提案	電子情報通信学会技術研究報告, RCS2016-125, pp. 159-164 (2016)	五藤 大介, 新井 拓人, 岩渕 匡史, 岩國 辰彦, 丸田 一輝
⑫ 複数衛星マルチビームシステムの時間非同期環境におけるチャネル推定精度向上の検討	電子情報通信学会技術研究報告, SAT2016-36, pp. 19-24 (2016)	五藤 大介, 山下 史洋, 北 直樹
13. 自律分散帯域制御 FDMA 方式の提案	電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-3-10, p. 196 (2016)	五藤 大介, 山下 史洋, 阿部 順一, 北 直樹
14. 自律分散帯域制御 FDMA のためのブロック伝送方式の検討	電子情報通信学会 総合大会, B-3-36, p. 267 (2017)	五藤 大介, 山下 史洋, 阿部 順一, 北 直樹
15. 自律分散帯域制御 FDMA におけるキャリア配置の連続性向上のための周波数スロット選択アルゴリズム	電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-3-4, p. 192 (2017)	五藤 大介, 山下 史洋, 阿部 順一, 北 直樹
⑯ 複数衛星マルチビーム MIMO システムにおけるユニークワードチャネル推定を用いた伝送容量評価	電子情報通信学会技術研究報告, RCS2017-34, pp. 69-74 (2017)	五藤 大介, 山下 史洋

論文題目	公表の方法及び時期	著者
17. 衛星通信における自律分散帯域制御FDMAの周波数選択アルゴリズムによる周波数利用効率向上	電子情報通信学会技術研究報告，RCS2017-52，pp. 95-100 (2017)	五藤 大介，阿部 順一，山下 史洋
⑱ 低軌道衛星MIMOシステムによる大容量化の検討	電子情報通信学会 総合大会, B-3-1, p. 216 (2018)	五藤 大介，柴山 大樹，山下 史洋
⑲ LEO-MIMO システムにおけるシングルキャリア同期・チャネル推定特性検証	電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-3-2, p. 196 (2018)	五藤 大介，山里 敬也，山下 史洋，柴山 大樹
20. 自律分散帯域制御FDMA方式におけるSC-FDMAを用いた動的キャリア割当の実験的検証	電子情報通信学会技術研究報告，SAT2018-45，pp. 91-96 (2018)	五藤 大介，山下 史洋
㉑ 複数低軌道(LEO)衛星を用いたMIMO伝送による大容量化の検討	電子情報通信学会 総合大会, B-3-20, p. 210 (2019)	五藤 大介，山下 史洋，柴山 大樹，桶間 椋，山里 敬也

IV. 受賞歴

1. 電子情報通信学会, 学術奨励賞, 2016 年 3 月
2. 電子情報通信学会, 2016 年度信学会衛星通信研究賞, 2016 年 8 月