

2021 年度

早稲田大学大学院基幹理工学研究科情報理工・情報通信専攻 修士論文

地上端末と静止軌道衛星間次世代連携 ネットワークの干渉低減に関する研究

日笠 洋輔

(5120F067 - 9)

提出日：2022.1.24

指導教員：嶋本薫教授

研究指導名：ワイヤレスアクセス研究

目次

第 1 章	序論	6
1.1	研究背景	6
1.2	研究目的	7
第 2 章	静止軌道衛星-地上間通信モデル	9
2.1	システムモデル	9
2.2	静止軌道衛星	10
2.3	地上ユーザ端末	13
2.3.1	概要	13
2.3.2	地上アンテナの種類	14
2.4	AESA の設計	17
第 3 章	地上端末の干渉評価手法	23
3.1	3D 干渉電力測定モデル	23
3.2	1 対 1 対向モデル	24
第 4 章	地上端末の干渉評価結果	25
4.1	地上 5G 端末	25
4.2	交通信号機端末	27
4.3	車両端末	29
4.4	障害物を考慮した干渉評価	31
第 5 章	信号処理方式	33
5.1	スペクトル拡散処理	33
5.2	拡散符号	35
5.2.1	PN 系列	35
5.2.2	M 系列	36
5.2.3	Gold 系列	37
5.3	PDMA 方式	38
第 6 章	DSSS-PDMA 方式	40
6.1	概要	40
6.2	送信処理	41

6.3	受信処理.....	4 4
6.4	DSSS-SIC 方式.....	4 6
第7章	受信品質評価手法.....	4 7
7.1	干渉低減評価.....	4 7
7.2	スペクトル利用効率.....	4 7
7.2.1	DSSS-PDMA 方式.....	4 7
7.2.2	NOMA 方式.....	4 8
7.2.3	FDMA 方式.....	4 9
第8章	シミュレーション結果.....	5 0
8.1	干渉低減効果の分析.....	5 0
8.2	スペクトル利用効率の分析.....	5 2
第9章	結論.....	5 5
9.1	まとめ.....	5 5
9.2	今後の展望.....	5 5
	研究業績.....	5 6
	参考文献.....	5 7
	謝辞.....	5 9

図目次

図 1.1	衛星-地上間多層ネットワーク	7
図 2.1	GEO 衛星-地上間アップリンク通信のシステムモデル	9
図 2.2	ETS-9 の通信ミッション	11
図 2.3	AESA アンテナの構成	15
図 2.4	送信用 64 素子アレイアンテナ	18
図 2.5	受信用 64 素子アレイアンテナ	18
図 2.6	512 素子アレイアンテナ (模式図)	19
図 2.7	512 素子アレイアンテナ (MATLAB 設計)	19
図 2.8	素子の指向性	20
図 2.9	AESA アンテナの仰角設定	21
図 2.10	29.5GHz における AESA アンテナの放射特性	22
図 3.1	3D 干渉電力測定モデル	23
図 3.3	1 対 1 対向モデル	24
図 4.1	送信用 AESA による基地局への干渉影響	26
図 4.2	送信用 AESA による陸上移動局への干渉影響	26
図 4.3	地上 5G 端末の 1 対 1 対向干渉電力測定	27
図 4.4	送信用 AESA による交通信号機局への干渉影響	28
図 4.5	交通信号機局の 1 対 1 対向干渉電力測定	28
図 4.6	送信用 AESA による送信用 AESA への干渉影響	30
図 4.7	送信用 AESA による受信用 AESA への干渉影響	30
図 4.8	車載局の 1 対 1 対向干渉電力測定	31
図 4.9	AESA アンテナの設置角度	32
図 4.10	AESA アンテナの交差点付近の干渉電力	32
図 5.1	DSSS 方式の拡散・逆拡散処理	35
図 5.2	M 系列生成回路	36
図 5.3	PDMA 方式のスロット割り当て	39
図 6.1	DSSS-PDMA 方式のシステムモデル (N = 8, M = 4)	42
図 6.2	DSSS-PDMA 送信器のブロック図	43
図 6.3	送信信号のスペクトル拡散の様子	43
図 6.4	DSSS-PDMA 受信器のブロック図	45

図 6.5	DSSS-SIC 処理の流れ	4 6
図 7.1	スペクトル利用効率の比較方法.....	4 8
図 8.1	干渉低減手法のシミュレーション結果.....	5 1
図 8.2	DSSS-PDMA 方式のスペクトル利用効率	5 3
図 8.3	スペクトル利用効率の他方式との比較結果.....	5 4

表目次

表 2.1	ETS-9 搭載アンテナの特徴	1 2
表 2.2	ETS-9 の VSAT 局の主要諸元.....	1 6
表 2.3	5G 基地局の受信要件.....	1 6
表 2.4	5G 陸上移動局の受信要件.....	1 7
表 2.5	送信用 512 素子アレイアンテナの特性.....	2 0
表 5.1	M 系列と原始多項式の関係	3 7
表 5.2	M 系列と Gold 系列の関係	3 8
表 8.1	シミュレーションの主要な設定パラメータ.....	5 1

第1章 序論

1.1 研究背景

地上系ネットワークでは世界各国で 5G の商用サービスがスタートしており、我が国においても 2020 年より 5G の商用サービスが開始され、5G 網の本格的な整備が進められている。それを受けて、衛星ネットワークを含めた非地上系ネットワーク (NTN) においても、B5G や 6G に向けて通信の大容量化を目指す動きが活発になってきている。衛星-地上間ネットワークに焦点を当てると、低軌道衛星 (LEO) コンステレーションやハイスループット衛星 (HTS) 等によるカバレッジの広範囲化、通信の広帯域化、大容量化が挙げられる。現在の LEO 事業は、SpaceX 社や OneWeb 社、Amazon 社が中心となり打ち上げ・運用が開始されており、2020 年時点で約 40 兆の市場規模を誇る。LEO 衛星は、静止軌道 (GEO) 衛星と比較して地上との距離が短いため通信遅延の影響を緩和でき、多数の衛星を協調させてコンステレーションを構築することで地上のカバレッジ範囲を増加できる等の利点がある。もう一方の大きな流れとして、Ka 帯以上の高い周波数で高性能な通信を行うハイスループット衛星 (HTS) 技術が注目されている。HTS は、100 ビームクラスのマルチ可変ビームを GEO 衛星から地上に向けて集中照射し、大容量通信を実現する衛星システムである。2005 年より多くの HTS が打ち上げられており、その年代によって 2 つに分けられる。1 つ目の世代は、IPStar や Wildblue-1 に代表される数 Gbps 程度の衛星通信を実現した世代。2 つ目は KA-SAT や Jupyter に代表される周波数の再利用を活用して数百 Gbps の衛星通信を実現する世代である [1]。HTS は時代を経るに連れて高いスループットを達成しており、2030 年には数 Tbps の通信速度の実現が期待されている。日本においても、2023 年に技術試験衛星 9 号機 (ETS-9) の打ち上げが計画されており、次世代の多層的ネットワーク構築に向けて HTS の研究開発が加速すると思われる。本研究では、日本全域をカバーする ETS-9 を活用した際の地上 5G エリアの低コストかつ柔軟な展開および次世代に向けた通信性能の向上を目標として、既存の工作物への拡張を含めた地球局周辺の通信環境の推定と通信方式について検討を行う。

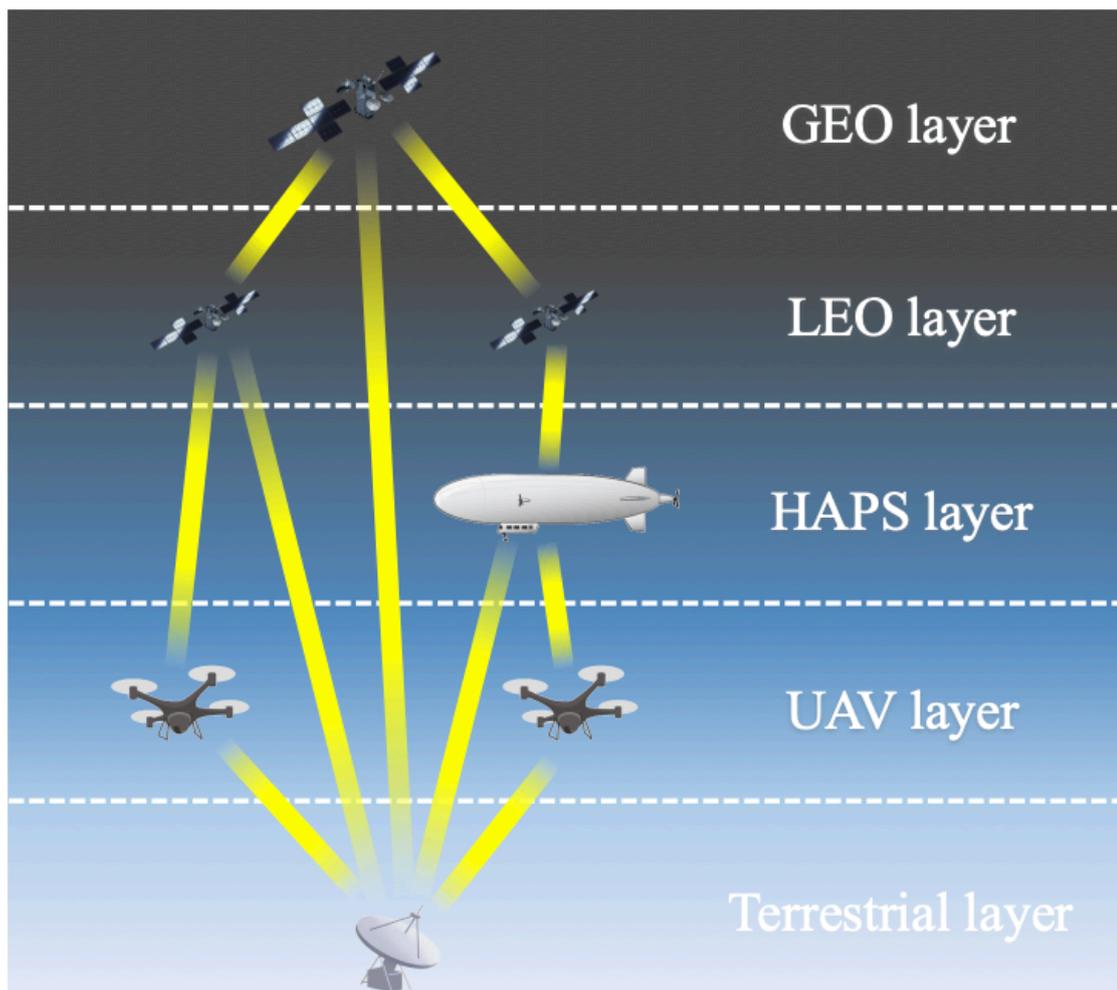


図 1.1 衛星-地上間多層ネットワーク

1.2 研究目的

本研究では、HTS と地上端末間のシステムモデルおよび新規多元アクセス方式の提案と検証を行う。まず第 2 章では、システムモデルの説明と本研究で想定する端末（アンテナ）に関する定量的な定義を行う。その際、送信端末を NICT が開発中の AESA アンテナとし、頂いた資料を元に AESA アンテナを設計する。それらを元に、衛星通信用の地球局が周囲の地上端末に与える干渉影響の評価手法を第 3 章で紹介し、第 4 章で評価を行う。得られた評価を踏まえて、地球局が与える干渉影響の低減を目的とした新規アクセス方式の提案を行う。第 5 章では、干渉低減のための技術と 5G 以降の通信品質を満たすための技術の紹介を行う。第 6 章では、それらの技術を組み合わせた DSSS-PDMA 方

式の具体的な通信形式の説明を行う。第7章では、DSSS-PDMA方式の干渉低減効果および受信品質を評価するためのシミュレーション手法に関する説明を行う。第8章では、シミュレーションを行った結果に関して、分析および考察を行う。以上の内容を第9章でまとめる。

第2章 静止軌道衛星-地上間通信モデル

この章では、本論文のシステムモデルについて説明する。

2.1 システムモデル

本論文の提案システムモデルを図2.1に示す。車両や信号機等の地球局からETS-9等のGEO衛星に向けて29.5GHz帯の信号を送信するアップリンクを想定する。これより地球局を地上ユーザと称し、合計Nユーザが協調して信号を整形するものとする。また、GEO衛星-地上リンクを検討する上で、現行の地上5G網との兼ね合いも事前に検討する必要がある。地上ユーザがGEO衛星に信号を送信する際、軸外輻射は周囲の地上端末への干渉要因となり得る。そこで、実際に日本の環境に照らし合わせて地上および衛星端末のパラメータを設定し、周囲の地上端末への干渉影響の算出および許容範囲の推定を第1の目的として取り組む。その後、GEO衛星-地上間アップリンク通信の品質向上のため、新規多元アクセス方式を考案し、シミュレーションにより評価することを第2の目標として取り組む。

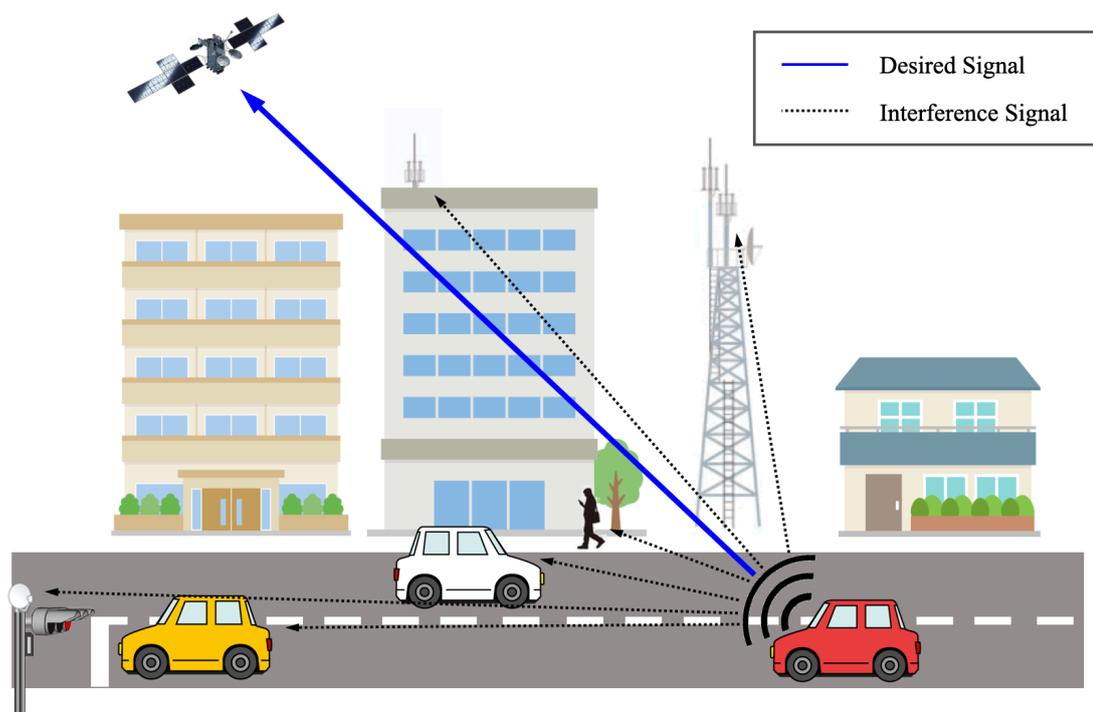


図 2.1 GEO衛星-地上間アップリンク通信のシステムモデル

2.2 静止軌道衛星

本論文では、2023年に打ち上げ予定の ETS-9 との通信を想定している。ETS-9 の研究開発は、文部科学省（MEXT）および宇宙航空研究機構（JAXA）が次世代衛星バスを、総務省（MIC）および国立研究開発法人情報通信研究機構（NICT）が通信ミッションを担当している。図 2.2 に ETS-9 の通信ミッションを示す。固定マルチビームミッション、可変ビームミッション、光ファイダリンクミッションとして、広帯域デジタルチャネライザ/マルチビームファイダ技術、広帯域 DBF 技術、10Gbps 級の光ファイダリンク技術の研究開発が行われている。また同時に、ビーコン信号の発信を含む複数の機能を搭載する一般通信ミッションの研究開発も行われている。これらのミッションを実現するために、表 2.1 に示す 3 種類の Ka 帯アンテナの開発が進められている。それぞれ固定マルチビームアンテナ（Fixed MBA）、デジタルビームフォーミングアンテナ（DBF-ANT）、一般通信システム用のアンテナ（CCS-ANT）を表している。

Fixed MBA は、100 ビーム級 MBA の拡張性を実現するために有用なマルチビーム給電方式として 1 ビーム当たり 1 個の給電部に対応する SFPB（Single Feed Per Beam）を採用しており、SFPB を搭載したオフセットパラボラアンテナによって 250MHz/beam の広帯域通信を行う。

DBF-ANT は、アナログフェーズドアレイアンテナと比較して高精細なビーム制御が可能である。100Mbps の伝送速度を実現するため、直径 1.5m のアレー給電オフセットパラボラアンテナを採用している。

CCS-ANT では、3 つの狭帯域信号（ビーコン信号、光ファイダリンクの詳細テレメトリ、DBF-ANT からの通信信号）の伝送が必要となる。CCS-ANT は、日本本土や近海の広い範囲に設置されたユーザ端末がビーコン信号を受信して衛星を追跡できるように、広いビームを照射することが要求される。そのため、比較的小型の 0.4×0.3m のオフセットパラボラアンテナを設計し、広帯域で楕円形のビームを照射することを想定している。

これらのアンテナ設計を進める背景の一つに、海外の通信衛星のフルデジタル化・大容量化が急速に発展していることが挙げられる。我が国においても、国際市場の動向を踏まえてフルデジタルペイロードの開発・実証が急務となっている。従来型のペイロードでは、ハードウェア構成や機能を打ち上げ後に変更することは不可能であったが、フルデジタルペイロードでは、デジタルチャ

ネライザ機能（帯域可変機能）と DBF 機能（ビーム照射方向可変機能）によって、周波数帯域幅やビーム照射地域の柔軟な変更が可能となるため、需要に合わせた通信の自由度が向上する。デジタルチャネライザおよび DBF の実証実験は、それぞれ Fixed MBA および DBF-ANT によって行われる。本研究では、（スペクトル拡散などによって）周波数帯域幅を自由に変更可能な Fixed MBA を使用して検証を行う。

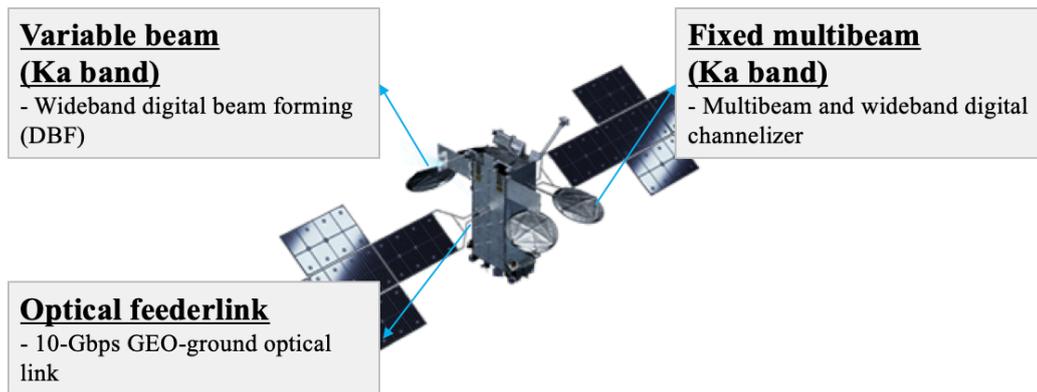


図 2.2 ETS-9 の通信ミッション [2]

表 2.1 ETS-9 搭載アンテナの特徴 [3]

Item	Antenna type		
	Fixed MBA ^{*1}	DBF-ANT	CCS-ANT
Antenna type	Offset parabolic reflector with SFPB feed	Offset parabolic reflector with array feed	Offset parabolic reflector
Aperture	1.8 m	1.5 m	0.4×0.3 m Elliptical shape
Feed antenna	Five multi-mode horns	Eight multi-mode horns	Two conical horns
Polarization	RHCP/LHCP	RHCP	RHCP
Frequency	Ka-band Tx: 19.2 ~ 20.2 GHz Rx: 29.0 ~ 30.0 GHz	Ka-band Rx: 29.5 ~ 29.75 GHz	Ka-band Tx: 19.37 ~ 19.84 GHz
Bandwidth	250 MHz/beam	125 MHz/beam	Narrowband (three signals)
Number of beams	User link: 5 Feeder link: 2	User link: 2	1
Coverage area	Japan mainland and Okinawa island	Japan pacific coastal region	Japan mainland and coastal waters
Target speed	100 Mbps/user	100 Mbps/user	Up to 2 Mbps
Antenna gain	Tx ≥ 41.8 dBi ^{*2} Rx ≥ 38.0 dBi ^{*2}	41.0 ~ 43.5 dBi ^{*3}	≥ 30.0 dBi ^{*3}
Function	Flexible bandwidth by channelizer	Flexible area by DBF (Rx)	To transmit three signals (beacon etc.)

*1 Also used as DBF-ANT (Tx), *2 Gain in the coverage area, *3 Gain at the eighteen reference points in the coverage area

2.3 地上ユーザ端末

2.3.1 概要

我が国においては2020年より5Gの商用サービスが開始され、5G網の本格的な整備が進められている。5G通信の安定的な確保のためには多数の基地局を高密度に設置する事が重要であるが、地権者等との交渉や保守管理に要するコスト増大による5Gネットワークの整備の遅れが懸念されている。国内では、交通信号機を5G基地局として活用することで5Gエリアを低コストかつ柔軟に展開すること等を目標として官民研究開発投資拡大プログラム

(PRISM)による研究開発が進められている。PRISMでは交通信号機の公共性を鑑みてその活用方法について社会的ニーズや設置の有効性、費用分担等の制度設計までを含めた検討を行っているが、農業エリアや山間部ではコストとニーズのバランスが見合わないことから都市部等と比較して交通信号機への5G基地局の設置の優先度が低くなっている [4]。ところが、将来の実現が強く期待されている高度な自動運転、遠隔工事・自動化施工・遠隔保守などのスマートコンストラクション、スマート農林水産業、遠隔医療・健康管理などには5Gネットワークが欠かせない。さらに、Beyond 5Gの時代には、「ヒト」の携帯する端末だけでなく車両やセンサをはじめとする多数の「モノ」がBeyond 5Gネットワーク (B5Gネットワーク) へ接続されることから、これらのルーラル地域等においても5Gネットワークのニーズが生まれる余地は十分に大きい。また、災害対応の際の臨時通信回線の確保、バックアップのエントランス回線としての利用などの需要も大きいと考えられる。情報通信技術 (ICT) がより一層我々の生活と密接に関わるようになることから、これらのICTの活用に地域間格差が生じないように、従来の移動通信システムで採られているような人口カバー率を重視した展開だけではなく面積カバー率 (国土カバー率) も意識した5Gネットワークの整備・展開が求められている。

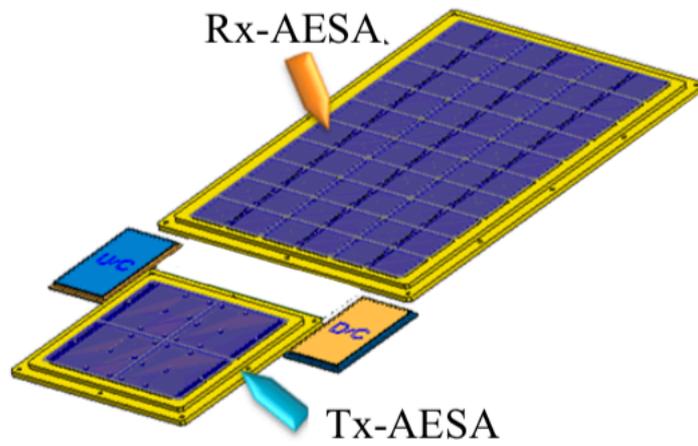
5Gネットワークの面積カバー率を改善するには、5Gシステムが従来の通信システムと比較して多数の基地局を必要とすることによる設置・保守管理のコスト増大の問題を解決する必要がある。PRISMでも指摘されているように、基地局からの光ファイバーの敷設費用や、災害・障害発生時の対応を考慮すると、特にルーラル地域への5Gネットワークの整備は容易ではない。交通信号機の上空は開けている事がほとんどであるため、特にルーラル地域においては

衛星通信との相性が良い。そこで本研究では、交通信号機をはじめとする道路上の既存設備に設置した 5G 基地局が ETS-9 などの HTS を介して 5G ネットワークに接続するシステムの研究開発を行うことで、ルーラル地域においても比較的容易に展開可能な 5G ネットワーク方式を提案する。さらに交通信号機等の密度が疎な地域においても 5G ネットワークへの接続性を確保することを目的として、NICT が開発しているアクティブ電子走査アレイ (AESA) アンテナを活用した車載の可搬型 5G 基地局を検討する。これにより、5G システムの面積カバー率の改善に寄与するだけでなく、交通信号機の集中制御端末の拡大と交通管制の更なる高度化に資することが可能となる。

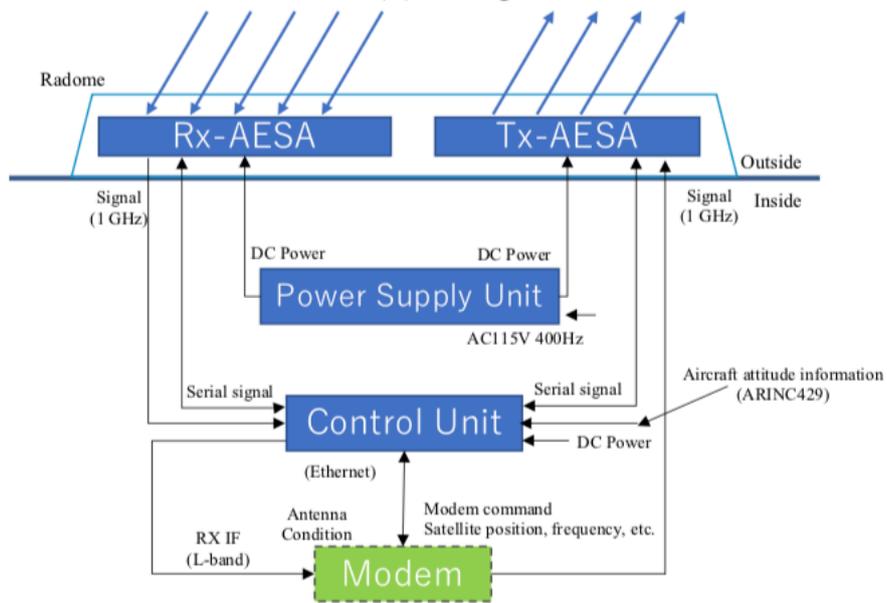
2.3.2 地上アンテナの種類

まず本研究では、車載局 (VS) を地上ユーザと設定し、移動通信用の AESA アンテナを地球局として設置するものとする [5]。AESA アンテナは、これまで NICT が航空機搭載衛星通信用アンテナ (512 素子アレイアンテナ) の性能評価実験を行っていたものを応用展開し、HTS の通信要件を満たすアレイアンテナを設計する [6]。図 2.3 に示すように、送信用・受信用の規格に合わせたアレイアンテナを開発しており、それぞれ給電部を共有して一つのアンテナとして設計する。表 2.2 に ETS-9 の VSAT 局の主要諸元を示す。これらの目標を満たすためには、膨大な素子数で構成されるアンテナを設計する必要がある、現在 NICT によって構成技術の検討や実証実験等が進められている。

次に、地上ユーザからの干渉を受ける地上端末を設定する。地上端末は 5G 網を構成する基地局 (BS) および陸上移動局 (LMS) に加えて、本研究において地上端末の中継局および地球局の役割を担う交通信号機局 (TLS) を想定する。ここでの LMS は一般的な携帯する無線端末とする。BS および LMS の 28GHz 帯の受信要件は ITU-R や 3GPP、MIC によって指標が示されており、BS、LMS に関してそれぞれ表 2.3、表 2.4 に示す [7]。本研究においても同パラメータを用いて 29.5GHz 帯の干渉評価を行う。TLS に関しては、信号機の上面にオフセットパラボラアンテナを設置し衛星との通信を行う。パラボラアンテナの主要諸元は表 2.2 と同様である。



(a) Image



(b) Block diagram

図 2.3 AESA アンテナの構成 [5]

表 2.2 ETS-9 の VSAT 局の主要諸元

パラメータ		VSAT 局
使用周波数帯	アップリンク	29.22 ~ 30.0 GHz
	ダウンリンク	19.42 ~ 20.2 GHz
帯域幅		250 MHz
偏波		RHCP / LHCP
モデム および アンテナ	G/T	≥ 17.0 dB/K
	EIRP	≥ 56.3 dBW
	アンテナ径	0.65 m

表 2.3 5G 基地局の受信要件 [7]

パラメータ	5G 基地局	備考
許容干渉電力 (帯域内干渉)	-110 dBm/MHz (I/N=-6dB、NF=10dB)	(注 1)
空中線利得	約 23 dBi (素子あたり利得 5dBi、素子数 8×8 を想定)	(注 1)
受信系各種損失等	3 dB	(注 1)
空中線指向特性 (水平)	勧告 ITU-R M.2101	(注 1)
空中線指向特性 (垂直)	勧告 ITU-R M.2101	(注 1)
機械チルト	10°	(注 1)
空中線高	6 m	(注 1)

(注 1) ITU-R の IMT-2020 共用検討パラメータに基づく (Document 5-1/36-E)

表 2.4 5G 陸上移動局の受信要件 [7]

パラメータ	5G 陸上移動局	備考
許容干渉電力 (帯域内干渉)	-110 dBm/MHz (I/N=-6dB、NF=9dB)	(注 1)
空中線利得	20 dBi	(注 2)
給電線損失等	0 dB	(注 2)
空中線指向特性 (水平)	勧告 ITU-R M.2101	(注 1)
空中線指向特性 (垂直)	勧告 ITU-R M.2101	(注 1)
空中線高	1.5 m	(注 1)
その他損失	4 dB (人体損失等)	(注 1)

(注 1) ITU-R の IMT-2020 共用検討パラメータに基づく (Document 5-1/36-E)

(注 2) 3GPP の標準仕様に基づく

2.4 AESA の設計

本研究で使用する送信用・受信用規格の AESA アンテナを図 2.4 および図 2.5 に示す。これら 64 素子アレイアンテナをサブアレイとして、ETS-9 の通信要件を満たすように素子数を増やす。送信側の所要 EIRP が 56.3dBW であるとき、送信用アレイアンテナの所要素子数は 16384 と見積もられている。同様に、受信側の所要 G/T が 17.0dB/K のとき、受信用アレイアンテナの所要素子数は 65536 となる。しかし、ビーム性能や消費電力なども含めてこれらの仕様は検討段階であるため、本研究では、報告文書・実証実験等が進んでいる航空機搭載用の 512 素子アレイアンテナを採用する。512 素子アレイアンテナは 2×4 のサブアレイを持ち、各サブアレイが協調してビーム走査角を形成する。図 2.6 に 512 素子アレイアンテナの区分けを示し、それを参考に MATLAB で設計したアンテナを図 2.7 に示す。アンテナを構成する各素子は輻射方向に backbaffled プロパティを適用したアイソトロピックアンテナとし、素子の指向性を図 2.8 に示す。また、地上ユーザの送信用 512 素子アレイアンテナの特性を表 2.5 に示す。

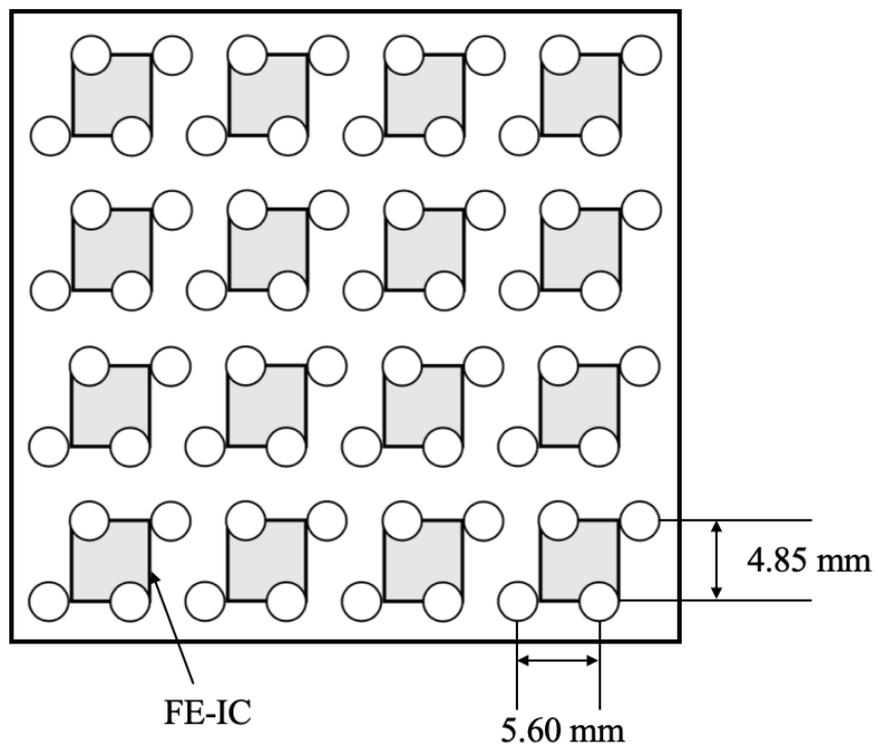


図 2.4 送信用 64 素子アレイアンテナ [6]

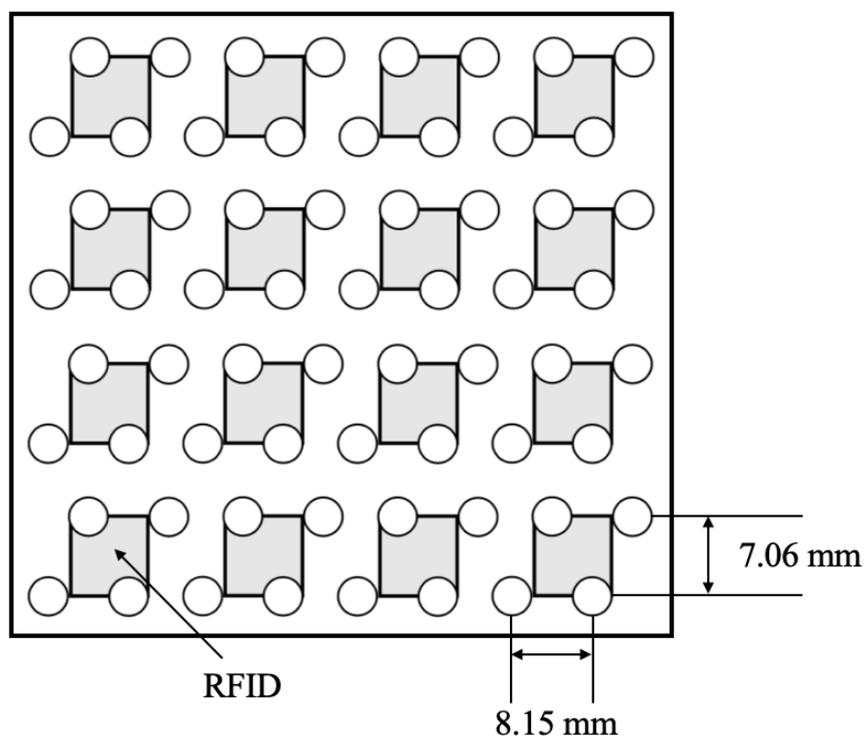


図 2.5 受信用 64 素子アレイアンテナ [6]

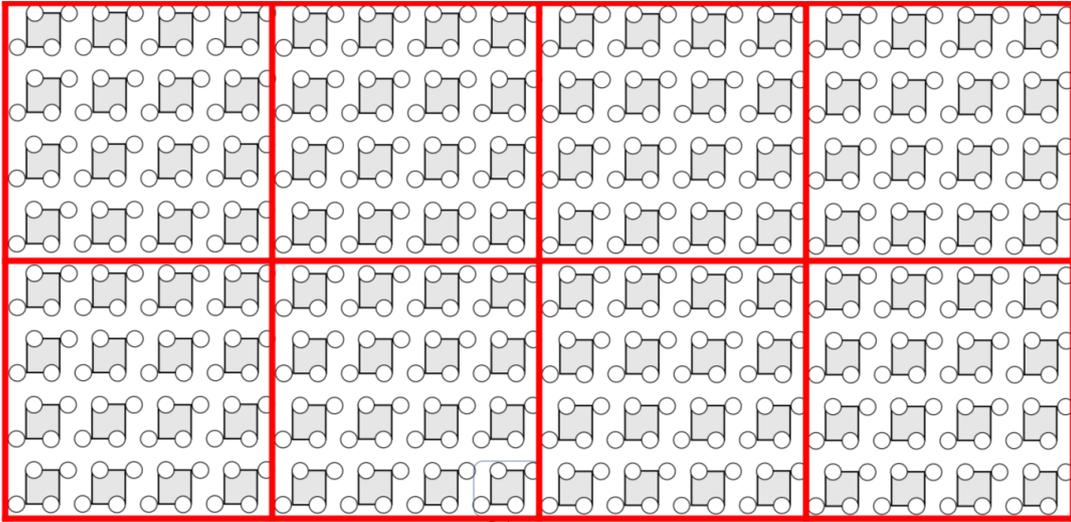


図 2.6 512 素子アレイアンテナ (模式図) [6]

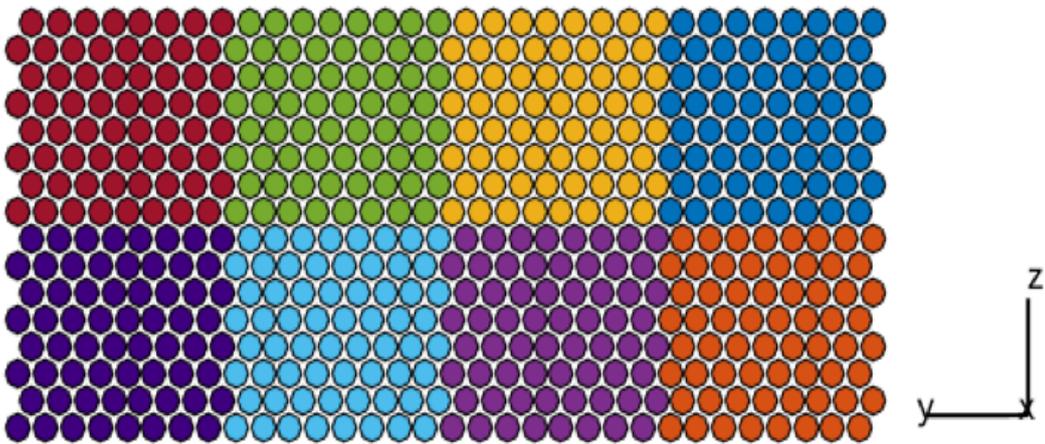


図 2.7 512 素子アレイアンテナ (MATLAB 設計)

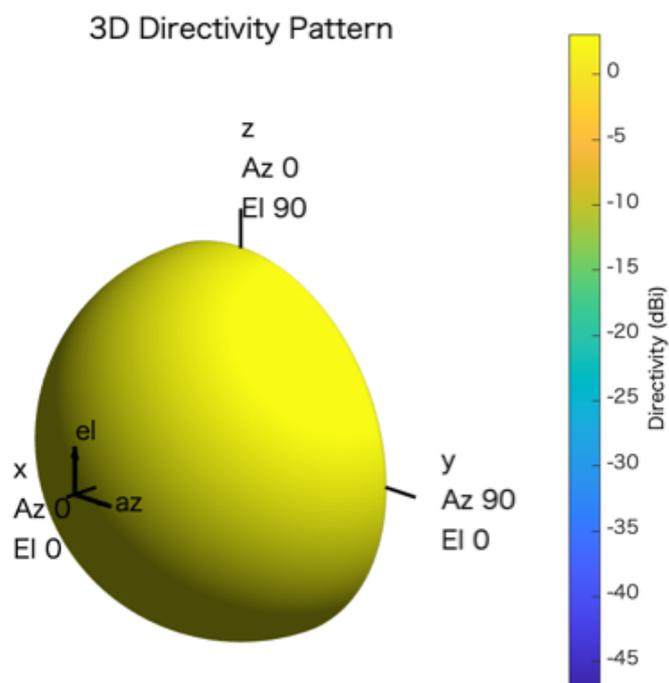


図 2.8 素子の指向性

表 2.5 送信用 512 素子アレイアンテナの特性

パラメータ		設定値	
アレイ配列		Triangle	
周波数		29.5	GHz
素子間隔	縦	4.85	mm
	横	5.60	mm
半値角	仰角	2.88	°
	方位角	6.66	°

設計した AESA アンテナによって、日本のユーザから ETS-9 に向けて信号を送信する。このとき、ユーザの緯度を φ_e 、ユーザの経度を λ_e 、衛星の経度を λ_s とおくと、AESA アンテナの設定仰角 E_{el} および方位角 E_{az} は以下の関係より求められる [8]。

$$E_{el} = \arctan \left[\frac{\cos(\lambda_s - \lambda_e) \cos(\varphi_e) - \delta}{\sqrt{1 - \{\cos(\lambda_s - \lambda_e) \cos(\varphi_e)\}^2}} \right] \quad (2.1)$$

$$E_{az} = 180 + \arctan \left[\frac{\tan(\lambda_s - \lambda_e)}{\sin(\varphi_e)} \right] \quad (2.2)$$

ここで、 $\delta = R_e / (R_e + h_s)$ であり、 R_e は地球の赤道半径、 h_s は衛星の高度である。ユーザ側の経緯度は北緯 35.3 度および東経 138 度、衛星側の経度は東経 143 度であるため、式 (2.1) と式 (2.2) より仰角は 48.7 度、方位角は 171.4 度と算出される。AESA アンテナは車両の上面に設置するため、垂直方向のビーム走査角は 0 度である。仰角 48.7 度のとき、line-of-sight (LoS) 方向へのビーム走査角 θ は 41.3 度となる。これを踏まえて、方位角 0 度でカットしたときのビーム走査角 0 度、20 度、41.3 度の設定イメージと放射特性を図 2.9、図 2.10 に示す。図 2.10 より、AESA アンテナは仰角 48.7 度のとき、最大で 30.8 dBi の利得を取り得る。

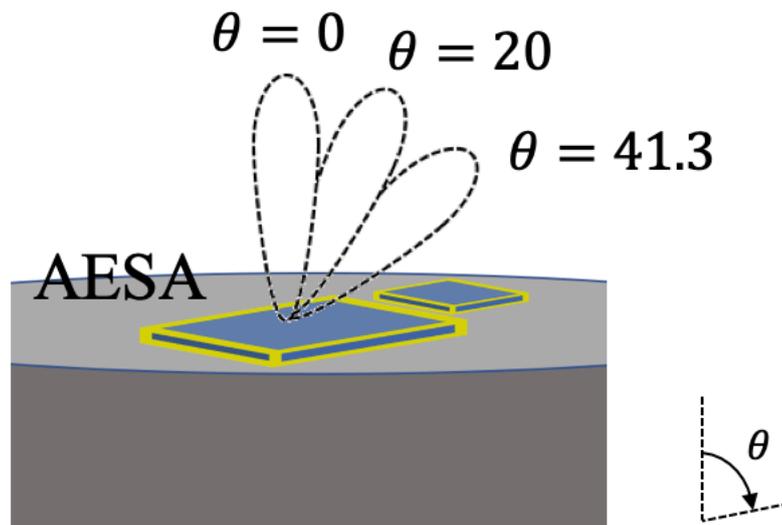


図 2.9 AESA アンテナの仰角設定

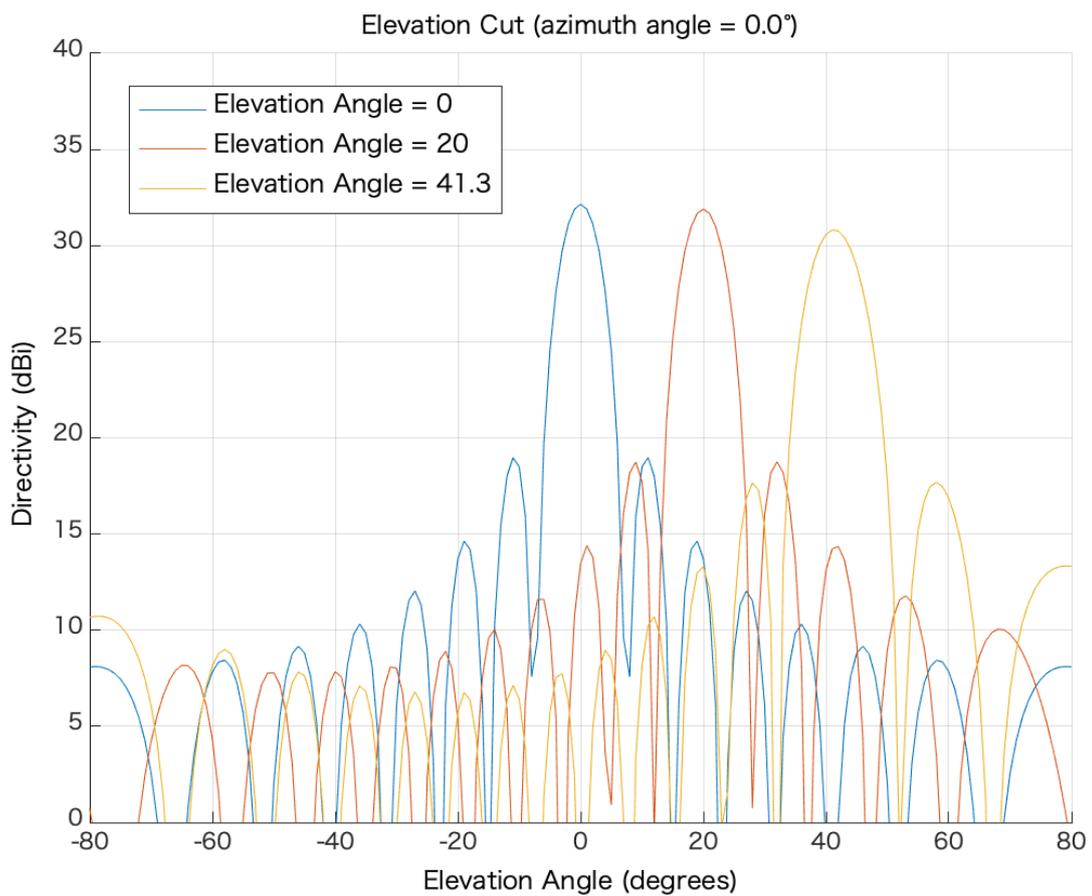


図 2.10 29.5GHz における AESA アンテナの放射特性

第3章 地上端末の干渉評価手法

この章では、AESA アンテナが周囲に与える干渉影響および同一周波数共用要件を評価するための手法を説明する。

3.1 3D 干渉電力測定モデル

まず、障害物などが存在せず送信端末が周囲の地上端末に与える干渉影響に関して検証する。これは、両端末のアンテナ特性や3次元座標、伝搬路モデルを設定して視覚的に電力密度を表すためのモデルである。検証で使用する座標系を図3.1に示す。与干渉端末は車両に設置したAESAアンテナで固定する。被干渉端末はBSやLMSを示す地上5G端末、TLS、送信端末以外の車両端末とする。与干渉端末の高度を h 、被干渉端末の高度を h_i とし、与干渉端末を中心として被干渉端末の位置を2次元極座標系 d_i 、 φ_i で定義する。 φ_i は真北方向を0度として時計回りを正の向きとする。与干渉端末を2.4で算出した仰角、方位角に設定し、各被干渉端末に対して設定した指向性によって観測する干渉電力を求める。伝搬路モデルは自由空間損失およびLoS通信を想定する。

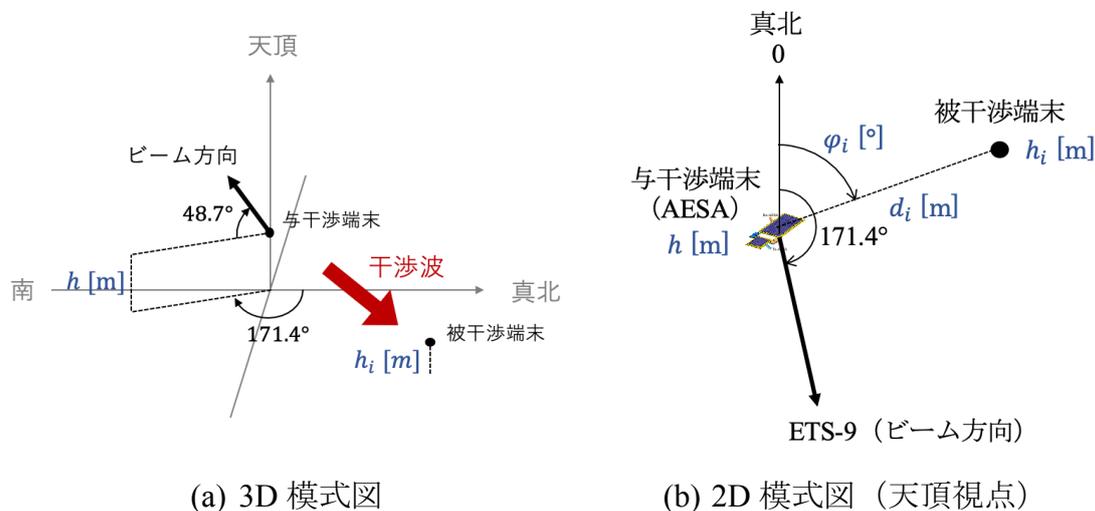


図 3.1 3D 干渉電力測定モデル

3.2 1対1対向モデル

周囲の干渉電力を推定した後、許容干渉量を満たす被干渉端末の離隔距離を求める。いくつかのモデルのうち、本研究では干渉量が最大となる条件で離隔距離を算出する1対1対向モデルを採用する。図3.2にモデルのイメージを示す。与干渉端末にVS、被干渉端末にBS, LMS, TLSを採用し、さらに送信端末間の干渉も検討するためVSを加える。設定角等のパラメータはユースケースに合わせた現実的な数値を扱い、チルト角のみが決まっているBSおよびLMSは最も干渉が大きくなる条件（端末同士が向かい合ったモデル）で検証を行うが、仰角と方位角が決まっているTLSおよびVSはどちらも同じ設定角で検証を行う。離隔距離 d_i を変化させていき、被干渉端末の許容量を満たす値を求める。また、3.1と同様に障害物などの影響は考慮しない。

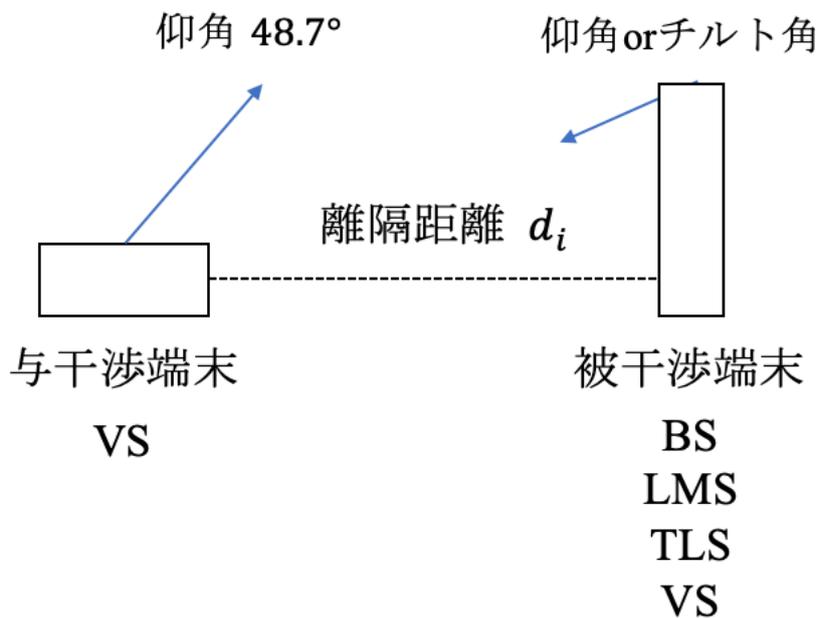


図 3.2 1対1対向モデル

第4章 地上端末の干渉評価結果

この章では、地上ユーザが周囲の地上端末へ与える干渉影響の定量的評価を行う。

4.1 地上 5G 端末

与干渉端末である VS は一般的な自動車を想定しており、形状は一般的な普通自動車を参考に全長 4.8 m, 全幅 1.8 m, 全高 1.5 m とした。まず、与干渉端末の周囲 100m に被干渉端末を置き、干渉電力の関係をカラーマップで示す。このとき、表 2.2 より与干渉端末の EIRP は 56.3dBW と設定する。表 2.3 より、被干渉端末が BS であり最も干渉電力が大きくなる方向（1対1対向モデルと同様）に方位角を設定したときの結果を図 4.1 に示す。原点（中心部分）に VS を設定し、 $0 < d_i \leq 100$ と $0 \leq \theta_i < 180$ の条件で BS を設置する。ただし、VS の形状範囲の干渉電力は測定不可とする。与干渉端末の方位角 171.4° 方向に強い干渉が見て取れ、最大で -40dBW 程度に達している。同様に、表 2.4 より被干渉端末が LMS であるときの結果を図 4.2 に示す。BS と比較して LMS の高度が小さいため、AESA アンテナの送信方向からずれ、干渉影響が小さくなっている。

次に、1対1対向モデルによって干渉影響の評価を行う。被干渉端末を与干渉端末の方位角 171.4° 方向に設置し、離隔距離 $10 < d_i \leq 10000$ までの干渉電力を算出した結果を図 4.3 に示す。通信帯域幅は 250MHz であるので、許容干渉電力は -116dBW である（破線）。1対1対向モデルでは、離隔距離 10km 以内において許容干渉量を超過する結果となった。これは、GEO 衛星との通信のため VS の送信 EIRP の設定値が大きくなっていることが原因の一つだと考えられる。VS を地上系ネットワークに組み込む際には、通信可能範囲あるいは通信可能条件を正確に定める必要があるだろう。また、周囲への干渉電力を低減するため、新しい通信方式の検討を行う必要がある。周囲の通信環境に応じたコグニティブビームフォーミングや後述する拡散技術による干渉低減方式などが例に挙げられる。

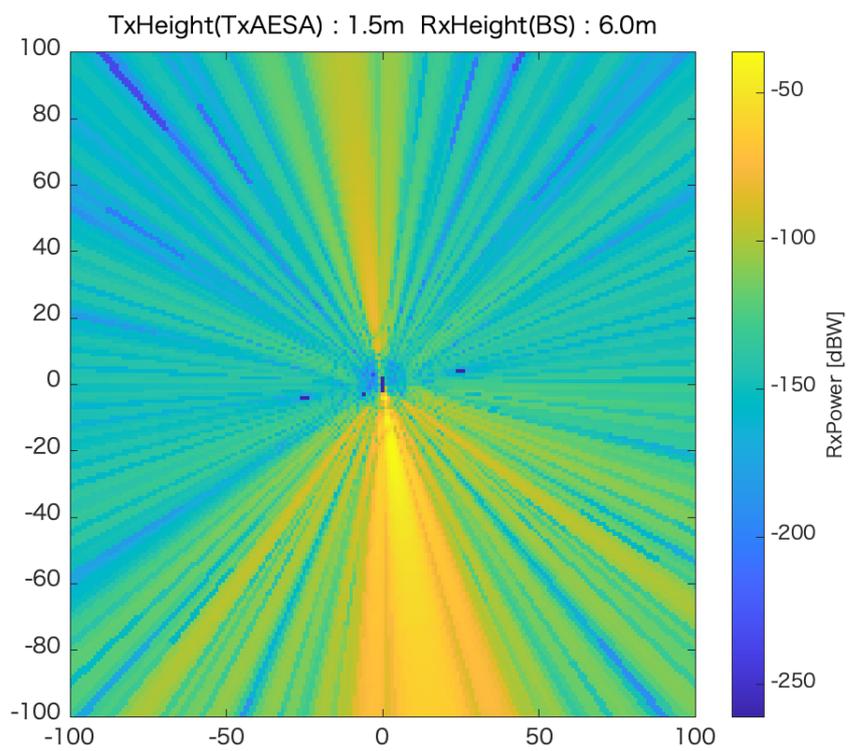


図 4.1 送信用 AESA による基地局への干渉影響

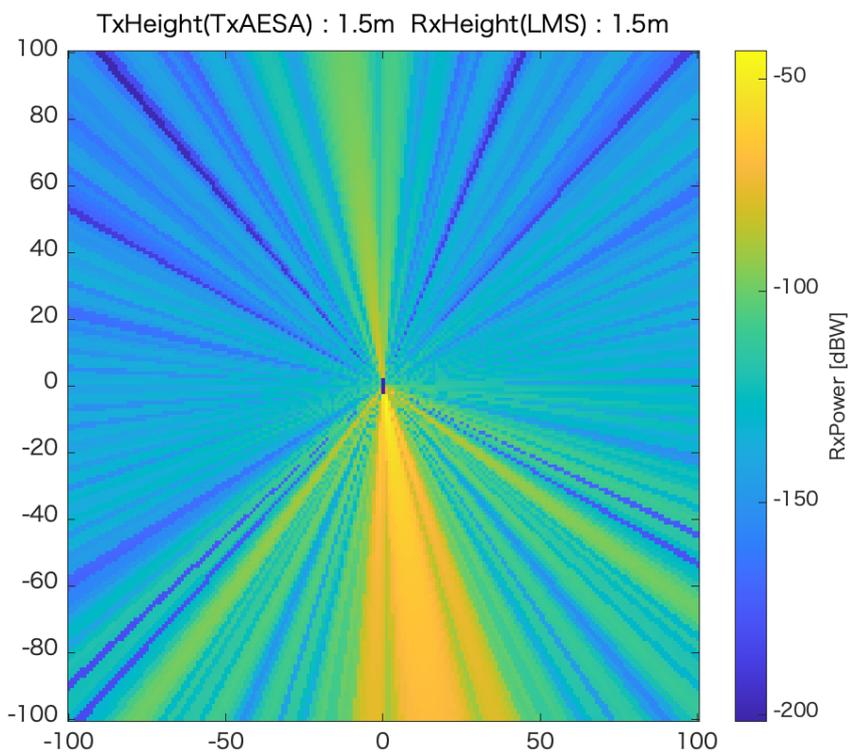


図 4.2 送信用 AESA による陸上移動局への干渉影響

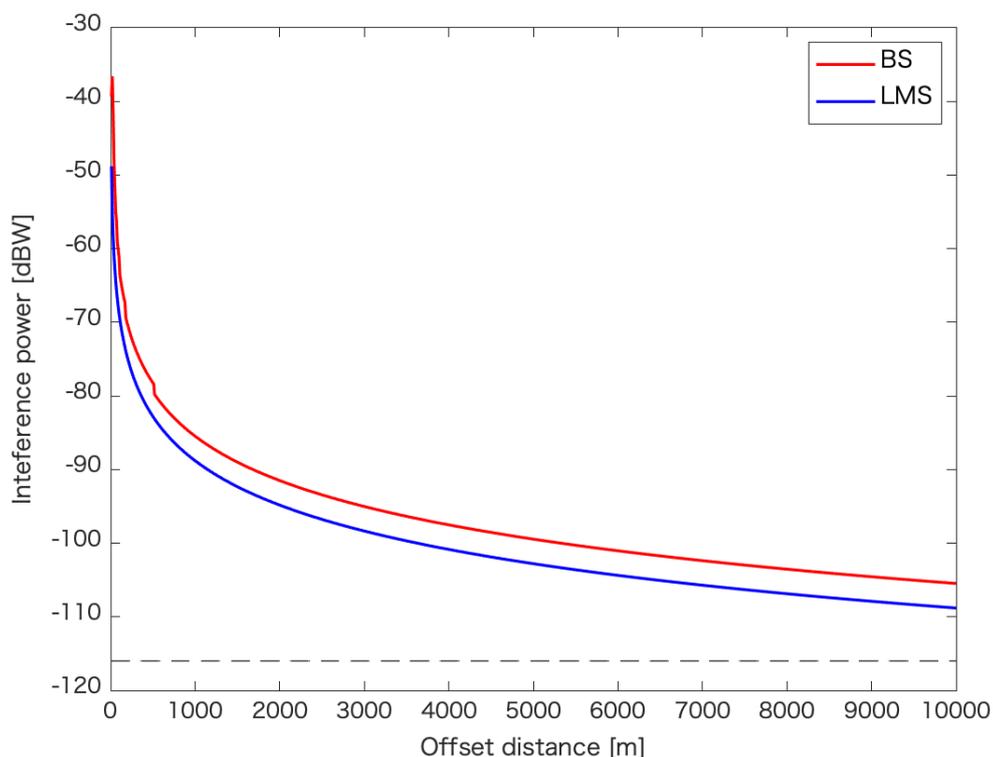


図 4.3 地上 5G 端末の 1 対 1 対向干渉電力測定

4.2 交通信号機端末

まず、4.1 と同様に被干渉端末を TLS とした場合の周囲の干渉影響を定量的に評価する。交通信号機の柱部分にオフセットパラボラアンテナを設置したと仮定し、TLS の高さは規格に踏まえて 7.5m とした。仰角および方位角は、VS と TLS 共に ETS-9 方向に設定する。つまり端末同士が向かい合う状況にはならないが、図 4.4 より TLS の高さが VS より大きいため、VS の方位角方向かつ 10m 以内の条件で、TLS への干渉電力が BS と同じ程度となっている。しかし、離隔距離が大きくなるに連れて信号が大きく減衰し、100m で-90dBW 程度まで下がっていることがわかる。

次に、より離れた地点の干渉影響を評価するため、離隔距離が 10m から 10000m までの干渉電力を図 4.5 に示す。許容干渉電力は Ku 帯の VSAT 地球局の設定値を参考に-125dBW と設定する [9]。結果より、干渉が最悪のケースでは約 9km 以上 TLS を離して設置する必要があることがわかった。

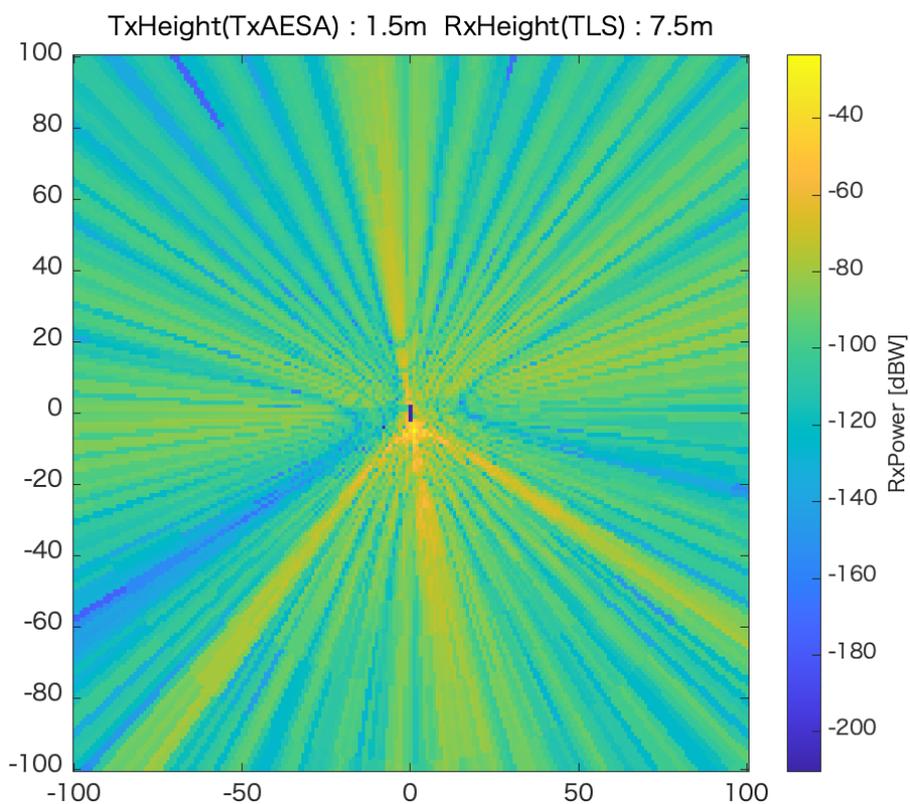


図 4.4 送信用 AESA による交通信号機局への干渉影響

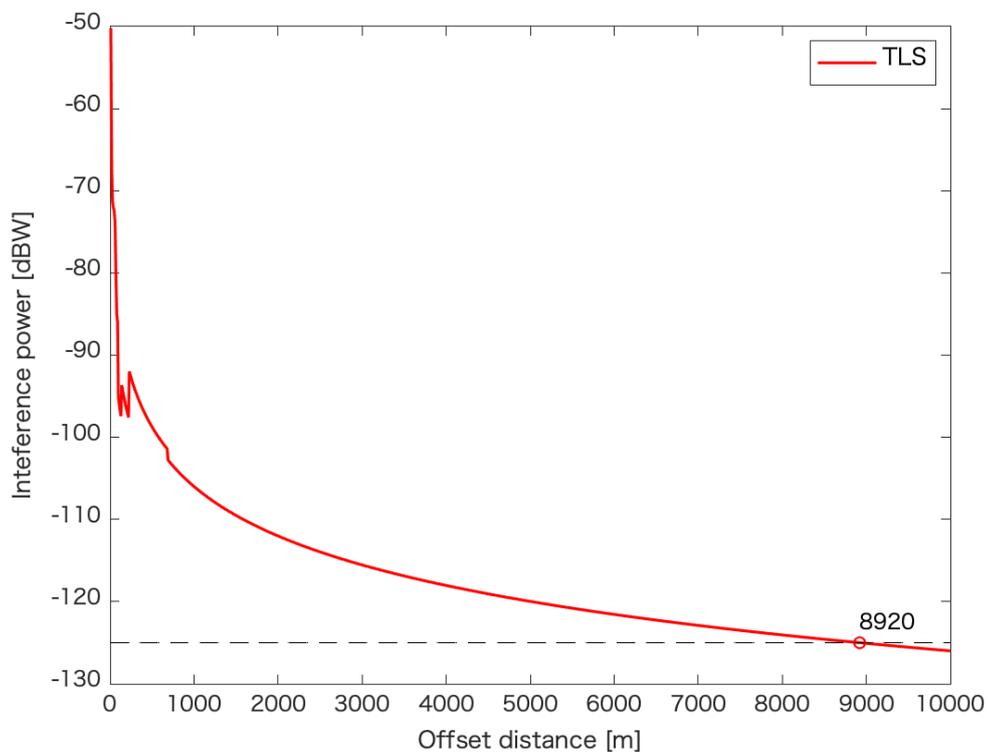


図 4.5 交通信号機局の 1 対 1 対向干渉電力測定

4.3 車両端末

与干渉端末および被干渉端末共に VS とした場合の周囲の干渉影響について検証する。2.3.2 で説明した通り、VS には送信用 AESA アンテナと受信用 AESA アンテナを設置しており、それぞれ規格が異なる。与干渉端末は周囲の端末に無差別に干渉を与えるため、両アンテナの干渉影響について検討しておくことが望ましい。ただし、受信用 AESA アンテナのアレイサイズは送信用 AESA アンテナと同様に 512 素子とした。送信用および受信用 AESA アンテナを被干渉端末としたときの結果をそれぞれ図 4.6 と図 4.7 に示す。設定角は ETS-9 方向、高度は 1.5m である。送信用アンテナより受信用アンテナの方が干渉影響を受けやすい、つまり受信感度が大きいことがわかる。また、BS や TLS と比較して、AESA アンテナが受ける干渉影響は小さいことがわかった。

1 対 1 対向モデルの結果を図 4.8 に示す。送信用アンテナは約 4.3m、受信用アンテナは約 6.3m の離隔距離が必要であると分析できる。ただし、今後 GEO 衛星用のアレイアンテナを開発し、アレイ数が増加することが見込まれるので、（送信 EIRP は変わらないが）受信利得が変化することに注意したい。また、これまで検討した干渉影響は障害物がない状況のものである。実際には、10km 以内に樹木や建物などの障害物があり、反射や散乱などにより電波が減衰される。特に、Ka 帯のような高周波数帯では、減衰の影響を強く受けるため、実際の端末が受ける干渉電力はより小さくなると思われる。そこで、簡易的に障害物を設置した場合の干渉影響を次節で検討する。

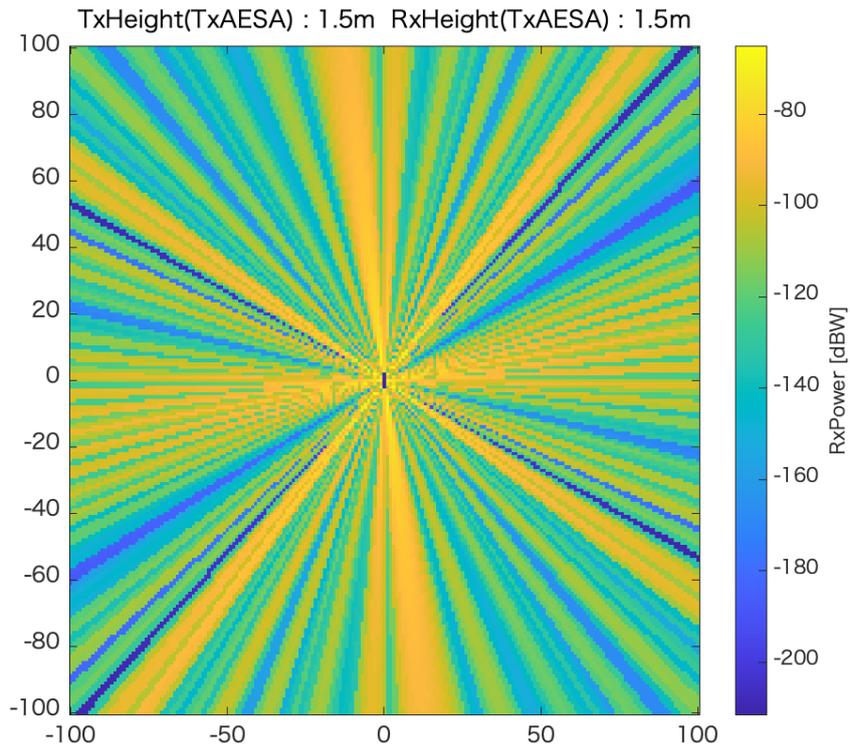


図 4.6 送信用 AESA による送信用 AESA への干渉影響

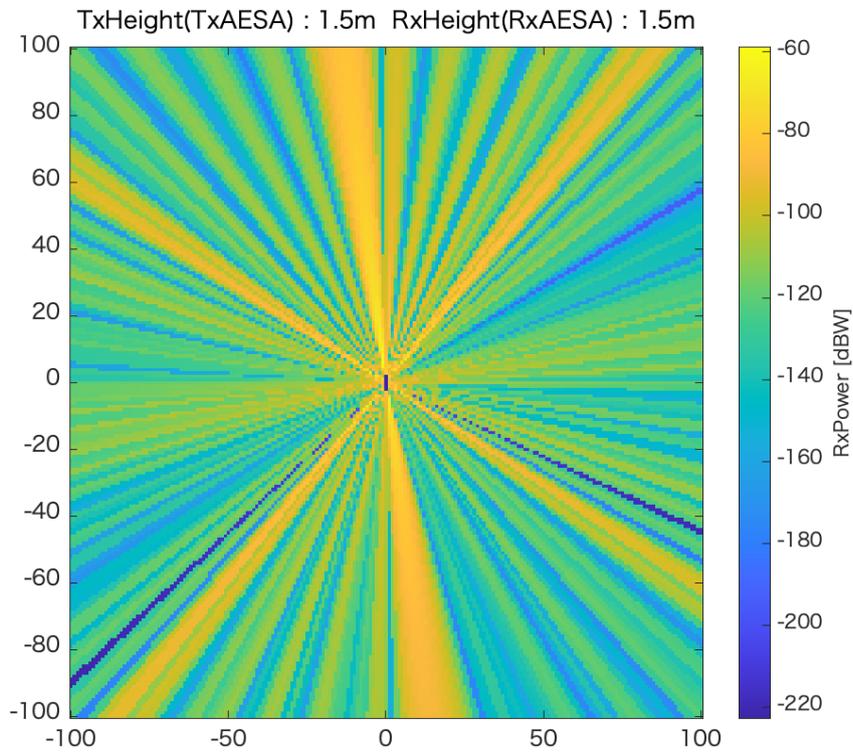


図 4.7 送信用 AESA による受信用 AESA への干渉影響

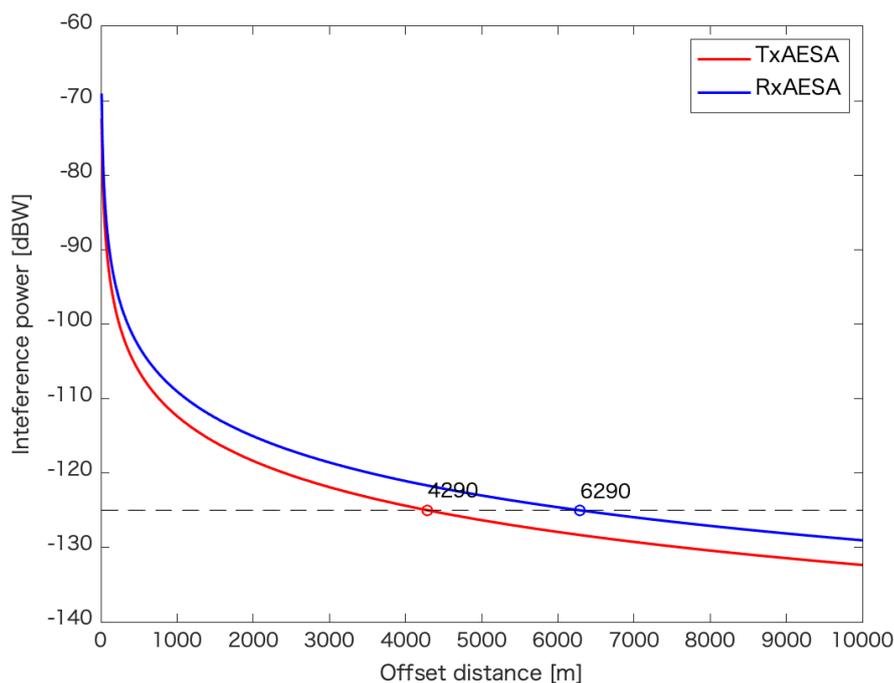


図 4.8 車載局の1対1対向干渉電力測定

4.4 障害物を考慮した干渉評価

MATLAB のシミュレーションツールを用いて、車両が交差点で停止したときの干渉影響をレイトレーシング法により検証する。周囲の地形は新宿周辺の Open Street Map を用いている。図 4.9 に車上の AESA アンテナのビームパターンを示す。仰角等の設定パラメータは障害物なしのシミュレーションを踏襲する。建物の材料は比誘電率 5.31、伝導率 0.19305 のコンクリートとする。図 4.10 に被干渉端末をアイソトロピックアンテナ（高度 0m）としたときの干渉電力を示す。AESA アンテナから放射された電波が建物によって遮蔽されている様子が見て取れる。AESA アンテナに対して建物の裏側になると、約 100dB の減衰が生じている。一方で、障害物のない見通しの良い道路は、電波があまり減衰されず干渉影響が大きくなる。これを踏まえて、都会などの建物が多い地域では、地形によってより小さな離隔距離で許容干渉量を満たす端末が多く、車両や交通信号機の地上系ネットワークへの導入が周波数共用の面で優位性が高いと言える。また、周囲の通信環境に応じてビームを制御する場合は、周囲の障害物情報を考慮することが非常に重要であると言える。



図 4.9 ETS-9 方向に設置した AESA アンテナの指向性

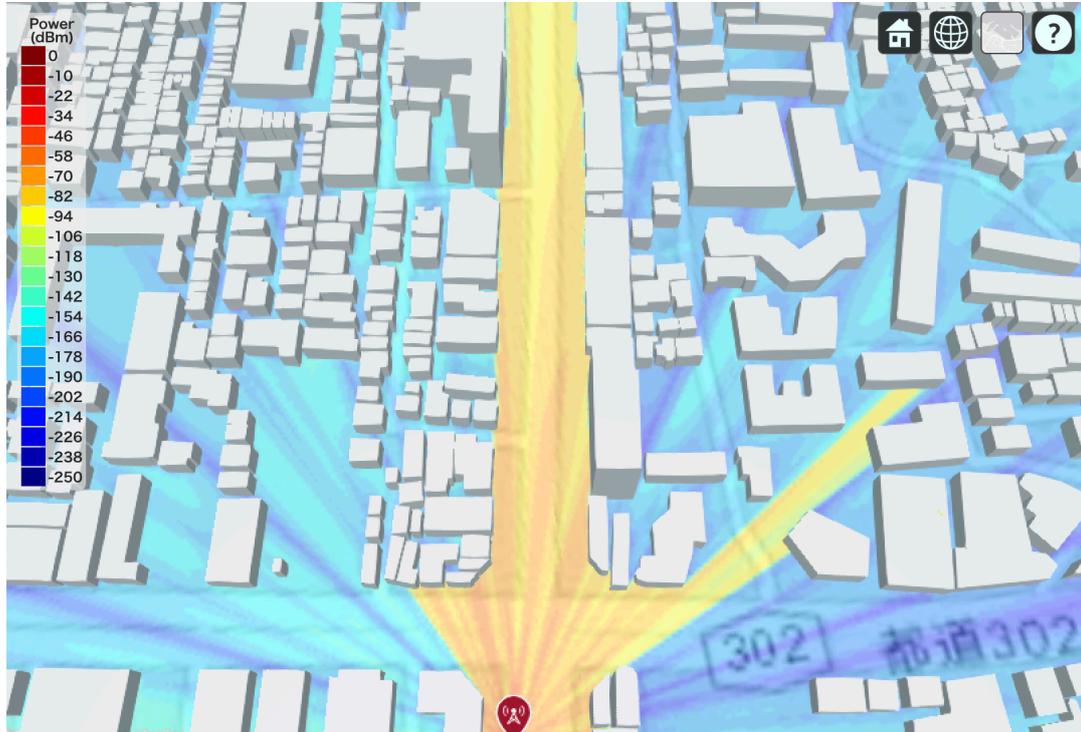


図 4.10 AESA アンテナの交差点付近の干渉電力

第5章 信号処理方式

この章では、本論文が提案する多元アクセス方式で用いる主要な信号処理技術について説明する。

5.1 スペクトル拡散処理

第4章では、地上ユーザが周囲の地上端末に与える干渉電力を算出し、端末の位置関係によっては許容干渉量を超過することがわかった。これを踏まえ、本論文では周囲に与える干渉低減のためにスペクトル拡散技術を導入する。

スペクトル拡散技術は、用途によって周波数ホッピング (FH) 方式と直接拡散 (DSSS) 方式の2方式に大きく分けられる。前者は一定の周期で搬送波の周波数を切り替えて通信を行う方式であり、Bluetoothの通信方式としても知られている。後者は、信号を拡散符号によって周波数拡散して通信を行う方式であり、IEEE802.11b規格やCDMA方式で用いられた。本研究では、送信信号のピーク電力低減の目的でDSSS方式を採用する。

図5.1にDSSS方式の拡散処理および逆拡散処理を示す。簡単のためBPSK変調方式と仮定すると、送信信号 $s(t)$ は $b^l \in \{1, -1\}$ を用いて次のように表せる。

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b^l \rho_{T_b}(t - lT_b) \quad (5.1)$$

ここで、 T_b は拡散前のパルス信号の継続時間である。また、 ρ_x はパルス信号を表し、以下のように定義する。

$$\rho_x(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < x \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.2)$$

次に、BPSK変調後の信号に拡散信号を乗算することによってスペクトル拡散処理を施す。拡散符号を c^l とおくと、拡散信号 $\alpha(t)$ は以下の関係より導かれる。

$$\alpha(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c^l \rho_{T_c}(t - lT_c) \quad (5.3)$$

ここで、 T_c は拡散後のパルス信号の継続時間である。式(5.1)と式(5.3)より、拡散後の信号 $s_{SS}(t)$ は以下となる。

$$s_{SS}(t) = \alpha(t)s(t) \quad (5.4)$$

このようにパルス信号は周波数拡散され、信号の帯域幅が大きくなる。ここで、拡散前の信号の帯域幅 B_b および拡散後の信号の帯域幅 B_c を用いて以下のような関係を定義する。

$$G_p = \frac{B_c}{B_b} = \frac{T_b}{T_c} \quad (5.5)$$

G_p は拡散率あるいは処理利得と呼ばれる。送信信号に対して、処理利得を大きくするほど、拡散後の帯域幅が大きくなる一方で、より大きいチップレートが要求される。また、図 5.1 に示した通り、拡散後の信号は拡散処理によって信号のピーク電力が低減するため、信号の性質は雑音に近くなる。雑音レベルまで信号強度を小さくすることにより、周囲に与える干渉電力が低減される。また、同様の理由で通信の秘匿性にも優れている。

受信側では、同期処理および逆拡散処理を行い拡散前の BPSK 信号を得る。逆拡散処理は、拡散処理の逆順の変換に加えて T_b の長さで積分を行う。 $r_{ss}(t)$ を受信信号、逆拡散後の信号を r とおくと、逆拡散処理は以下のように表せる。

$$r(kT_b) = \int_0^{T_b} \alpha(t)r_{ss}(t)dt \quad (5.6)$$

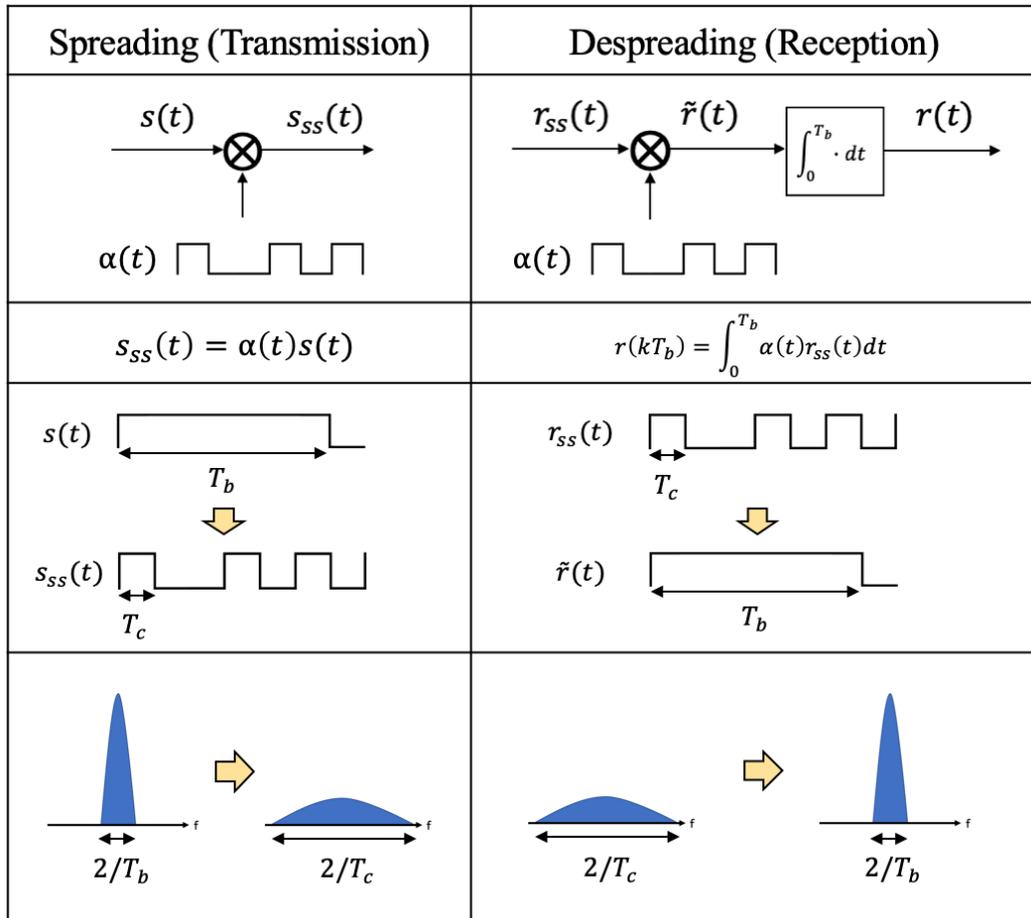


図 5.1 DSSS 方式の拡散・逆拡散処理

5.2 拡散符号

5.2.1 PN 系列

DSSS で使用する拡散符号は、いくつかの種類が存在するが、そのうち擬似ランダム雑音 (PN) 系列を選択することが多い。PN 系列は 0, 1 がランダムな順序で発生する擬似乱数であり、以下の 4 つの性質を持つ [10]。

- 周期性
周期系列である。
- 均一性
周期内の 0 と 1 の出現回数の差が 1 以下である。
- 連なり性

周期内の連続する 0 の数または連続する 1 の数を k として、その割合が $1/2^k$ となる。さらに連なり数が k のものならば、0 の k 個連なり数と 1 の個連なり数が半分ずつ存在する。

● 相関性

自己相関特性が符号長 L の倍数時に鋭いピークを持ち、他符号との相互相関が小さい。

このような性質を持つ PN 系列のうち、本論文では M 系列および Gold 系列に焦点を当てる。

5.2.2 M 系列

M 系列はシフトレジスタを用いて生成することができ、シフトレジスタの段数が a のとき、周期 $2^a - 1$ の M 系列が生成される。シフトレジスタを用いた M 系列生成回路を図 5.2 に示す。このとき、生成回路は $F(x) = x^a + c_{a-1}x^{a-1} + \dots + c_1x + 1$ の多項式で表すことができ、 q_{a-1}, \dots, q_0 はシフトレジスタの初期値を示している。また、M 系列は段数 a のシフトレジスタから生成される符号系列が最大の周期となる必要があり、多項式は次数 a の原始多項式が用いられる。原始多項式の個数はオイラーのトーシェント関数 ϕ を用いて、 $\phi(2^a - 1)/a$ と表すことができ、シフトレジスタの段数と M 系列および原始多項式の関係を表 5.1 に示す。このように同じ長さの系列に対して生成可能な個数が決まっており、その中でも多元アクセスを実現するような相互相関の低い拡散符号はさらに少なくなる。そこで、全地球測位システム (GPS) や広帯域符号分割多重接続 (W-CDMA) 方式では拡散符号の個数を増やすため、2 つの M 系列から生成した Gold 系列が用いられる。

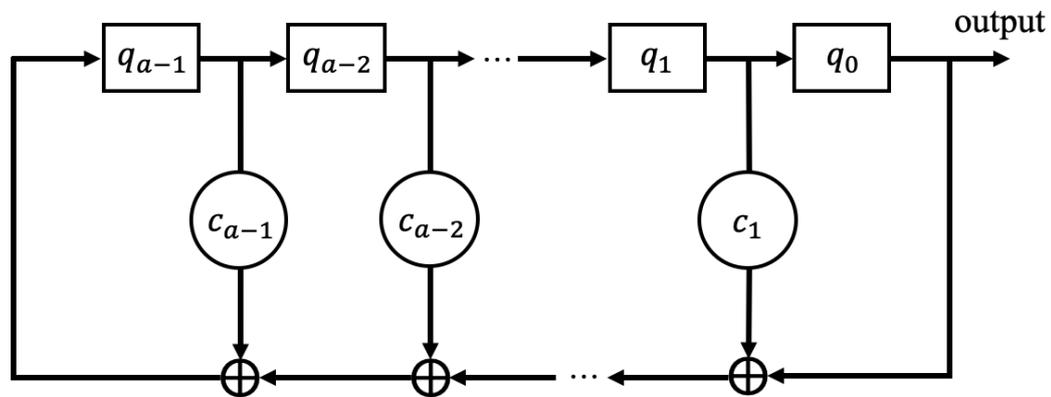


図 5.2 M 系列生成回路

表 5.1 M 系列と原始多項式の関係

次数	周期	個数	原始多項式の例
2	3	1	$x^2 + x + 1$
3	7	2	$x^3 + x + 1$ $x^3 + x^2 + 1$
4	15	2	$x^4 + x + 1$ $x^4 + x^3 + 1$
5	31	6	$x^5 + x^3 + 1$ $x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
6	63	6	$x^6 + x^5 + 1$ $x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$
7	127	18	$x^7 + x^3 + 1$ $x^7 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
8	255	16	$x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ $x^8 + x^6 + x^5 + x^2 + 1$

5.2.3 Gold 系列

Gold 系列は同じ周期の Preferred Pair と呼ばれる 2 つの M 系列を用いて生成される。そこで、 a 次の Preferred Pair な原始多項式を想定すると、Gold 系列は 2 つの原始多項式の積と表すことができ $2a$ 次の非既約多項式となる [11]。Gold 系列の周期は元となる M 系列の周期と同じ $2^a - 1$ となる。また、片方の M 系列生成回路を 1 ビットずつシフトさせて Gold 系列を生成することによって、合計 $2^a + 1$ の系列が得られる（これらの系列は Gold ファミリーと呼ばれる）。つまり、元の M 系列よりも多くの系列が生成されることになる。これらの関係を表 5.2 に示す。本論文では、拡散符号に Gold 系列を使用し、最大で $2^a + 1$ ユーザの多元アクセスを行う。

表 5.2 M 系列と Gold 系列の関係

次数	Preferred Pair の数	系列長
3	2	9
4	0	17
5	3	33
6	2	65
7	6	129
8	0	257

5.3 PDMA 方式

電力レベル分割多元アクセス (PDMA) 方式は、周波数・時間を共有しながら異なった電力レベルにユーザを割り当てる方式であり、元となる論文は FDMA や TDMA が主流となっていた時代に投稿されたものである [12]。図 5.3 に送信局が 16 局、電力レベルが 4 のときの PDMA 方式のスロット割り当ての例を示す。ここで、 P_x は送信局 x のパケットを示す。割り当て方法は以下のルールに従って行われる。

- i. 全ての送信局は全てのフレーム内のスロットに割り当てられる
- ii. 送信局は異なった電力レベルでスロットに割り当てられる
- iii. 送信するメッセージの電力レベルに関係なく、送信局は常に所定のスロットに割り当てられる

送信局 5 に焦点を当てると、電力レベルに関係なくスロット 1 に割り当てられる。また、フレーム 1 では電力レベルが 2、フレーム 2 では電力レベルが 3、フレーム 3 では電力レベルが 4 とフレームごとに電力レベルを 1 つ上げる。これによって、仮に送信が失敗した場合でも次のフレームではより高い優先度で信号を送信でき、成功確率が上昇する。また、同じ電力レベルのユーザには別のスロットを割り当てることによって衝突確率を減らすことができる。電力レベルが最大となったユーザは、次のフレームでは最小の電力レベルに設定される。つまり、送信局 5 はフレーム 4 では電力レベルが 1 となる。このようにユーザごとに電力レベルは周期的に設定される。

Power Level	4	P_{13}	P_{14}	P_{15}	P_{16}	P_9	P_{10}	P_{11}	P_{12}	P_5	P_6	P_7	P_8	P_1	P_2	P_3	P_4
	3	P_9	P_{10}	P_{11}	P_{12}	P_5	P_6	P_7	P_8	P_1	P_2	P_3	P_4	P_{13}	P_{14}	P_{15}	P_{16}
	2	P_5	P_6	P_7	P_8	P_1	P_2	P_3	P_4	P_{13}	P_{14}	P_{15}	P_{16}	P_9	P_{10}	P_{11}	P_{12}
	1	P_1	P_2	P_3	P_4	P_{13}	P_{14}	P_{15}	P_{16}	P_9	P_{10}	P_{11}	P_{12}	P_5	P_6	P_7	P_8
Slot	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
	← Frame 1 →				← Frame 2 →				← Frame 3 →				← Frame 4 →				
	← Block →																

図 5.3 PDMA 方式のロット割り当て

第 6 章 DSSS-PDMA 方式

この章では、2.1 で述べた第 2 目標の新規多元アクセス方式について説明する。

6.1 概要

本論文では、車両および交通信号機が将来的に 5G 基地局かつ衛星地球局の役割を持つことを想定している。交通信号機への 5G 基地局の設置は公益に資する観点からも、ITS (Intelligent Transport Systems) 等の公共的なサービスとの連携を含めたシステム設計を進めることが望ましい。公共サービスに関するパケットは特に優先してデータ伝送を行う必要がある場合が多く、即時性と信頼性をサービス毎に柔軟に変更できる新たなアクセス方式、つまり QoS (Quality of Service) 制御可能なアクセス方式の開発が課題である。Beyond 5G の時代には新たな通信衛星の打ち上げや HAPS 等との連携が実用化され QoS 要求の異なるサービス間での回線の共用が進むことが想定されることから、QoS 制御可能なアクセス方式の研究開発をなるべく早い段階で開始しておくことが重要になる。静止軌道衛星-地上間のリンクでは遅延時間の観点から再送の少ないアクセス方式が要求されるが、QoS 制御との両立を図るために PDMA 方式と SIC (Successive Interference Cancellation) 技術を組み合わせることを提案する。SIC により再送を減らすことができるだけでなく、サービス毎に割り当てる電力レベルを調整することでノイズへの耐性に差が生じることにより QoS 制御が可能になる。

また、電波は有限希少な資源であるため、本論文で提案する車両・交通信号機の基地局化をはじめとした次世代の大量端末による通信環境を見越して、資源を可能な限り再利用することに努める。第 4 章で評価した通り、衛星地球局と地上端末間の距離によっては許容干渉量を超過する結果となった。そこで、本論文では送信信号そのものの電力を低減するために DSSS 方式を導入する。

以上の 2 軸を元に各技術を組み合わせた DSSS-PDMA 方式を静止軌道衛星-地上間アップリンク通信に適用する。また実用化を見据えて、AESA アンテナの特性や ETS-9 地球局の主要諸元などの詳細なパラメータを組み込んだシミュレーションを行う。

6.2 送信処理

ETS-9 はユーザリンク用に 5 つ、フィーダリンク用に 2 つのビームを使用する。そのうちの 하나가ビーム半径 R で日本の陸地を覆っており、ビーム内に地上ユーザが N 台いることを想定する。PDMA 方式における電力レベル数を M とおくと、各ユーザは QoS に従って電力レベル m に割り当てられる。ここで、 $m \in \{1, \dots, M\}$ である。また、同じ電力レベルのユーザ数を N_m と表し、これらのユーザ群ごとに別々の拡散信号を乗算して送信信号を変調する。図 6.1 に本論文で提案するシステムモデルおよびユーザの割り当て例を示す。 $N = 8$ および $M = 4$ のとき、各電力レベルに均等にユーザを割り当てたとすると、 $N_m = 2$ となる。図 6.2 に示すように各ユーザの処理の順番は DSSS 処理、電力調整である。拡散処理には長さ 31 の Gold 符号を用いており、拡散前後のスペクトルの変化を図 6.3 に示す。拡散信号を乗算することによってピーク電力が低減されている様子が確認できる。信号を拡散後、各電力レベルに送信電力を調整し、AES-A アンテナから ETS-9 に向けて信号を送信する。式 (5.4) を踏まえて、電力レベル m かつ拡散符号 k のユーザの送信信号は以下のように表す。

$$x_{m,k}(t) = \sqrt{p_m} \alpha_{m,k}(t) \beta_{m,k}(t) \quad (6.1)$$

ここで、 p は送信電力、 β は拡散前の信号である。信号は各通信路を通過し、衛星側で合成される。

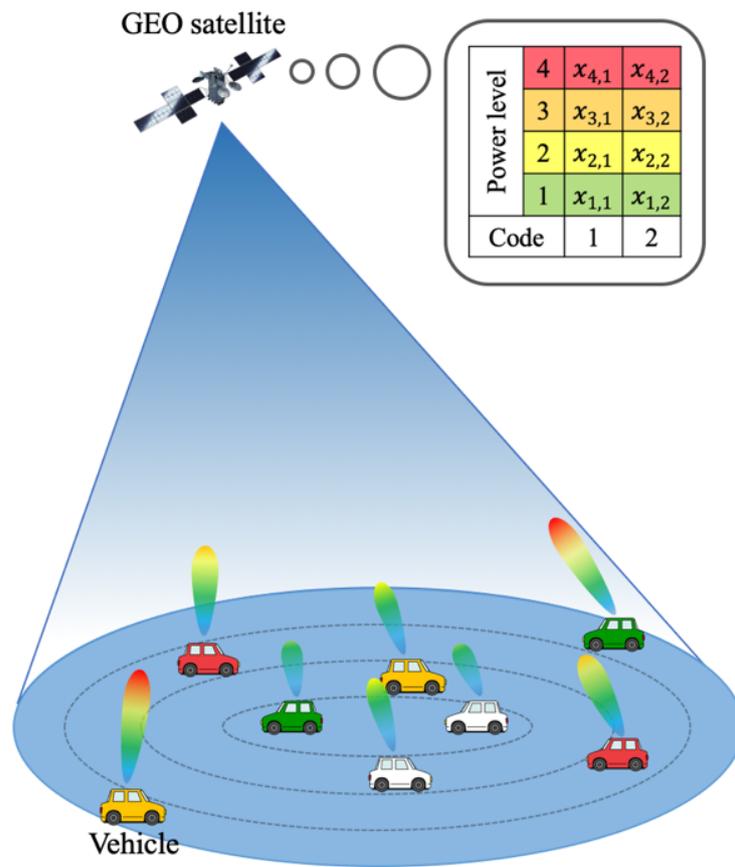


図 6.1 DSSS-PDMA 方式のシステムモデル ($N = 8, M = 4$)

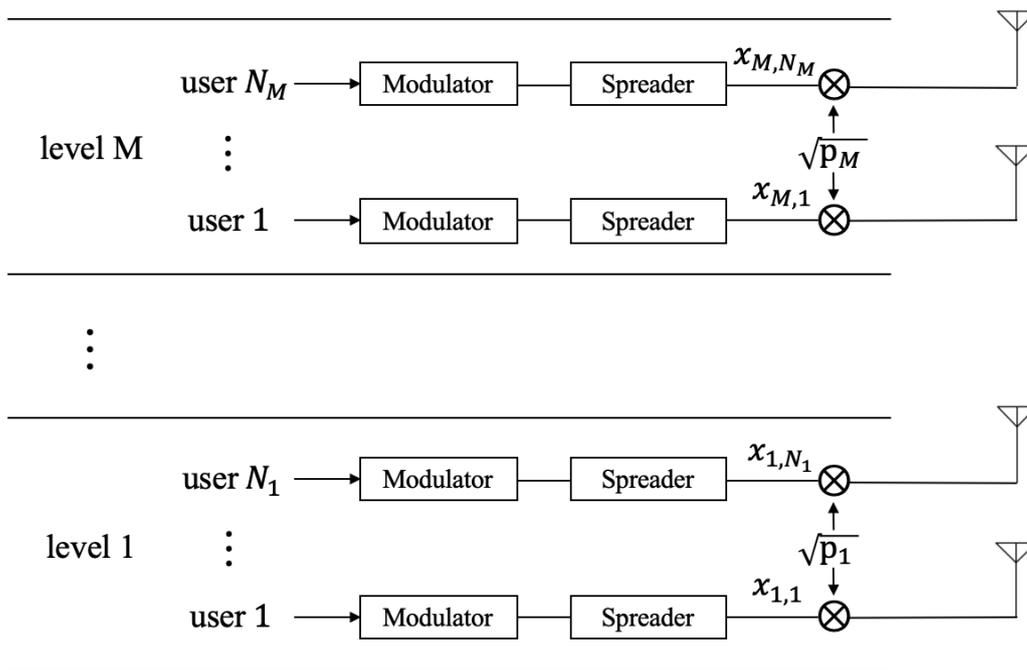
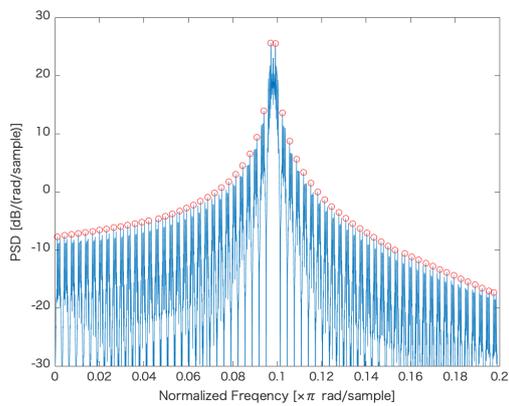
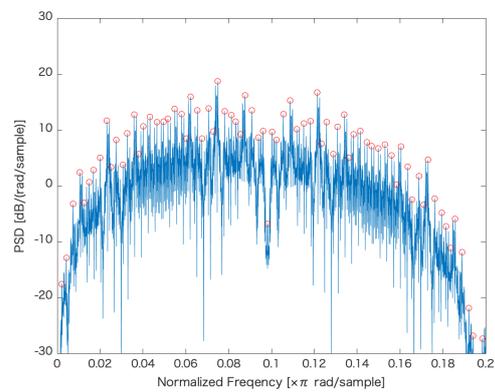


図 6.2 DSSS-PDMA 送信器のブロック図



(a) 拡散前のパワースペクトル



(b) 拡散後のパワースペクトル

図 6.3 送信信号のスペクトル拡散の様子

6.3 受信処理

静止軌道衛星と地上ユーザ間の通信路は Large-scale フェージングに自由空間損失、大気吸収損失、降雨減衰を、Small-scale フェージングにライスフェージングを想定する。このとき、通信チャネル係数は以下のように表すことができる [13]。

$$g_{m,k} = \xi_{m,k} \sqrt{\frac{G_T G_R(u_{m,k})}{PL_{m,k}}} \quad (6.2)$$

ここで、 G_T は送信端末（地上ユーザ）の利得、 G_R は受信端末（静止軌道衛星）の利得を表す。衛星からのビーム利得は地上ユーザの位置によってさらに次のように決定する [14]。

$$G_R(u_{m,k}) = G_{R,\max} \left(\frac{J_1(u_{m,k})}{2u_{m,k}} + 36 \frac{J_3(u_{m,k})}{u_{m,k}^3} \right)^2 \quad (6.3)$$

$G_{R,\max}$ は衛星の最大利得、 J_n は第一種ベッセル関数である。また、地上のビーム中心軸からの地上ユーザの距離を $d_{m,k}$ とおくと、 $u_{m,k}$ は以下のように近似できる。

$$u_{m,k} \approx 2.07123 \frac{d_{m,k}}{R} \quad (6.4)$$

ここで、 $d_{m,k} \ll h_{m,k}$, $R \ll h_{m,k}$ である。各通信路の Large-scale フェージングは $PL_{m,k}$ で表し、以下の通りに構成される。

$$PL_{m,k} = FSL_{m,k} AAL_{m,k} RL_{m,k} \quad (6.5)$$

$FSL_{m,k}$ は自由空間損失を表し、以下の式によって定義される。

$$FSL_{m,k} = \frac{4\pi h_s f}{299792.458} \quad (6.6)$$

ここで、 f は搬送波周波数を表す。次に大気吸収損失は ITU-R 勧告 P.676-9 に示されている周波数ごとの乾燥空気および水蒸気の密度を用いて以下の式で表される [15]。

$$AAL_{m,k} = \mu_d h_d + \mu_w h_w \quad (6.7)$$

μ_d は乾燥空気の吸収係数、 h_d は乾燥空気の伝搬行路長、 μ_w は水蒸気の吸収係数、 h_w は水蒸気の伝搬行路長である。最後に、降雨減衰は以下のように定義される。

$$RL_{m,k} = \varepsilon I^j \quad (6.8)$$

I は降雨強度、 ε と j は周波数ごとに決まる定数である [16]。本研究では、Kaバンドを用いて通信を行うため、降雨減衰の影響が大きくなる。 $\xi_{m,k}$ は Small-scale フェージングつまりライスフェージングを表す。ライスフェージングはライスファクター K を用いて以下のように表される。

$$\xi_{m,k} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \tilde{\xi}_{m,k} \quad (6.9)$$

ここで、 $\tilde{\xi}_{m,k} \in \mathcal{CN}(0,1)$ である。以上の伝搬路モデルを用いて、各ユーザからの信号は以下のように衛星側で多重化される。

$$y(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{p_m} \sum_{k=1}^{N_m} g_{m,k}(t) x_{m,k}(t) + n(t) \quad (6.10)$$

$n(t)$ は平均0分散 σ_c^2 の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である。図 6.4 に示すように、衛星側では全ての信号が同期を取って受信された後、DSSS-SIC 処理によって各ユーザの信号を復調する。

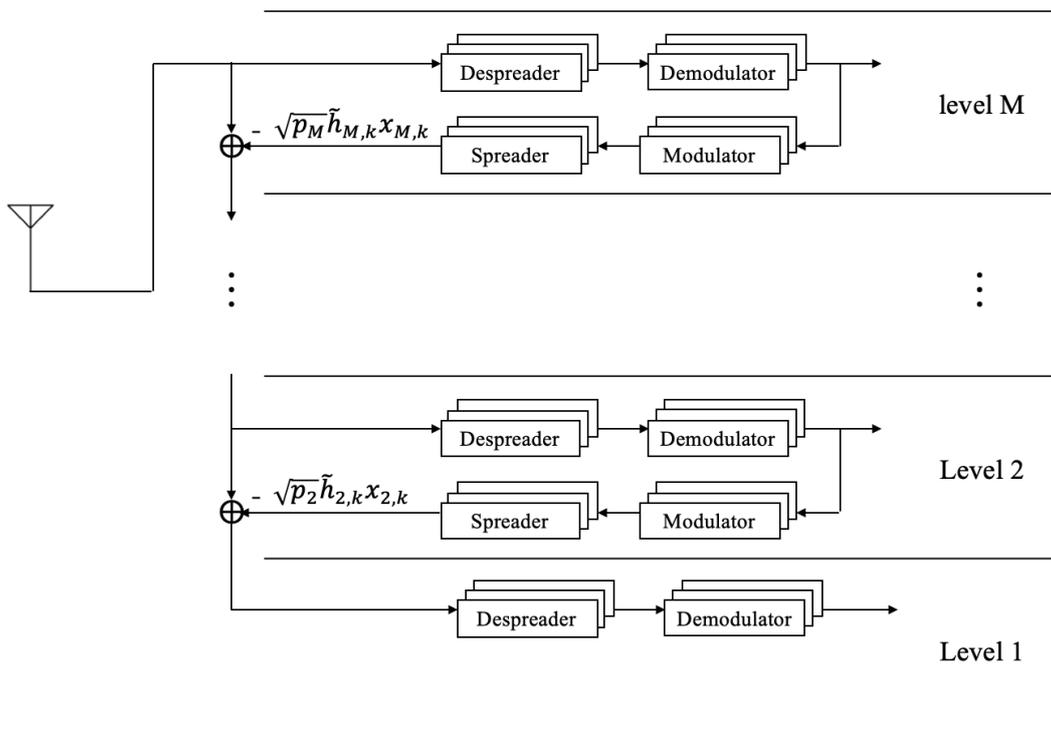


図 6.4 DSSS-PDMA 受信器のブロック図

6.4 DSSS-SIC 方式

図 6.5 に示すように、電力レベル m のユーザ群に焦点を当てて、DSSS-SIC の流れを説明する。通常の SIC と同様に、電力レベル $m + 1$ のユーザ群の信号が完全にキャンセルされ、最も高い電力のユーザ群がレベル m であることを考える。まず、電力レベル m のユーザ群が使用した拡散符号を用いて逆拡散処理を行い、ユーザごとのビット列まで信号を復調する。これによって電力レベル m のユーザ群のみが復調されたことになる。次に、得られたビットデータ群を受信信号からキャンセルするため、再び変調および拡散処理を行う。これは送信器と同様の処理である。最後に、チャネル推定および電力調整を行い、受信信号から電力レベル m の信号をキャンセルし、電力レベル $m - 1$ が最も高い電力のユーザ群となる。以降はそれを繰り返す。信号の干渉キャンセル部分を式で表すと以下の通りとなる。

$$y_{m-1}(t) = y_m(t) - \sqrt{p_m} \tilde{g}_{m,k}(t) \sum_{k=1}^{N_m} x_{m,k}(t) \quad (6.11)$$

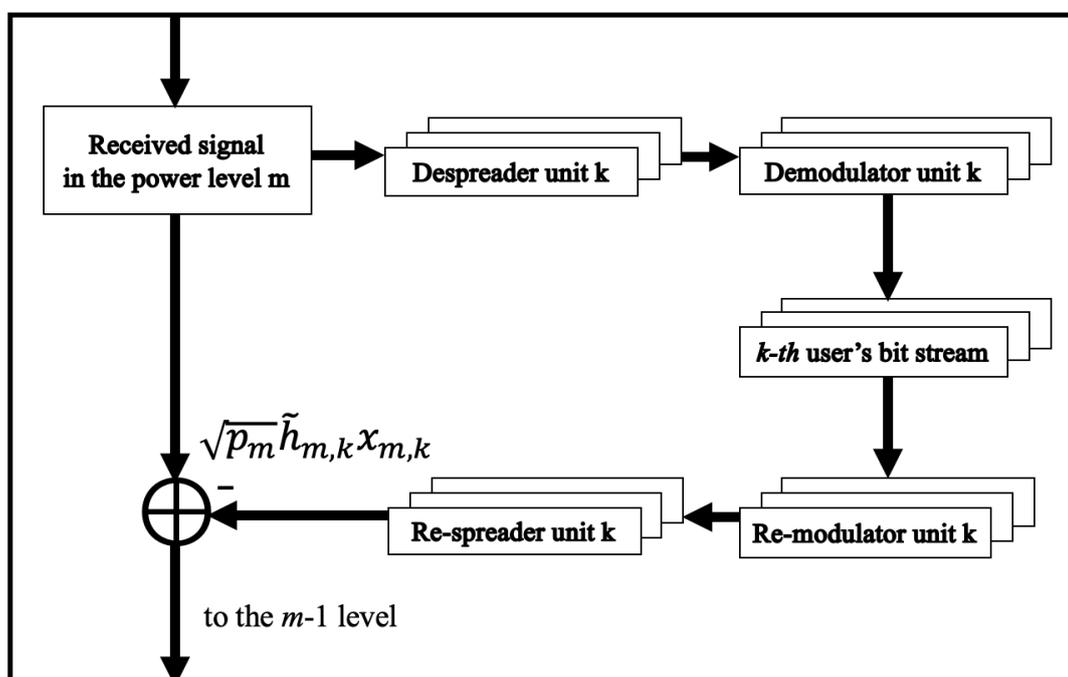


図 6.5 DSSS-SIC 処理の流れ

第7章 受信品質評価手法

この章では、DSSS-PDMA方式の受信品質評価手法に関して説明する。

7.1 干渉低減評価

DSSS-PDMA方式では、周囲の端末への干渉を低減するためDSSS処理を導入した。そこで、拡散処理の有無によって受信品質がどの程度変化するかについて定量的に評価を行う。拡散処理を加えた方式をDSSS-PDMAとし、加えていない方式をPDMAと称する。両方式の送信電力は同じ条件で行うが、ユーザ側の変調処理および衛星側のSIC処理に関しては拡散の有無によって異なる。シミュレーションはMATLABを用いて行い、特定の長さのビット列を各ユーザが衛星に向けて送信し、ユーザの送信電力ごとのBERを算出して評価する。

7.2 スペクトル利用効率

7.2.1 DSSS-PDMA方式

電波は有限希少な資源であるため電波の再利用が可能な通信方式を研究することが重要である。DSSS-PDMAは拡散後の帯域幅において、QoSに従って非直交な電力レベル多重を行い、ユーザが増えるほど周波数スペクトルの利用効率が增加すると考えられる。そこで、DSSS-PDMA方式のユーザ数を増やしたときのスペクトル利用効率の評価、および既存の他方式との比較によってDSSS-PDMAの優位性を検証する。まず、式(6.10)より、各ユーザの拡散前のSINRは以下のように表される。

$$\gamma_m^D = \begin{cases} \frac{p_m G_m}{\sum_{i=1}^{m-1} p_i G_i + \sigma_c^2}, & m > 1 \\ \frac{p_m G_m}{\sigma_c^2}, & m = 1 \end{cases} \quad (7.1)$$

ここで、 $G_m = \sum_{k=1}^{N_m} |g_{m,k}|^2$ となり、電力レベルごとのチャネルゲインの和である。電力レベルが1以上のときは、より電力レベルの低いユーザ群および分散 σ_c^2 の雑音が干渉成分となる。全ての信号が完全にキャンセルされたと仮定すると、電力レベルが1のとき雑音のみが干渉成分となる。これは m ユーザ

NOMA の SINR と等価である。式 (7.1) とシャノン・ハートレーの定理より、達成可能なスペクトル利用効率は以下の関係となる [17]。

$$R_D = \sum_{m=1}^M \log_2(1 + \gamma_m^D) \quad (7.2)$$

DSSS-PDMA 方式と他方式を比較するため、本研究では NOMA 方式と FDMA (OMA) 方式のスペクトル利用効率を考える。図 7.1 に地上ユーザが 8 台のとき、スペクトル利用効率の比較方法を図解したものを示す。

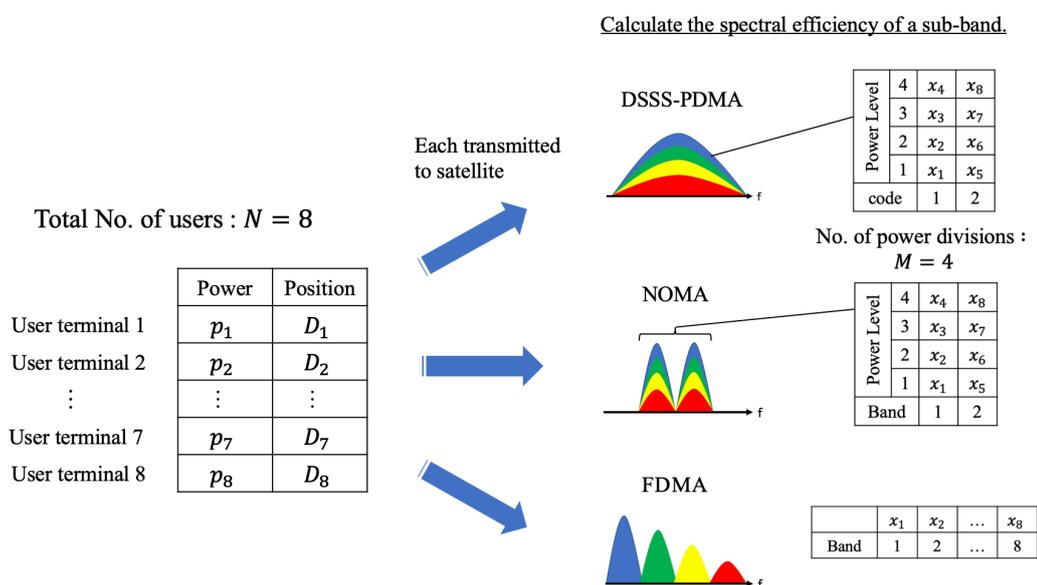


図 7.1 スペクトル利用効率の比較方法

7.2.2 NOMA 方式

NOMA 方式および FDMA 方式との比較のため、これより $N_m = U$ と定義する。つまり、全ての電力レベルのユーザ群の台数を同じとする。図 7.1 より、NOMA 方式は DSSS-PDMA 方式と同様に非直交な電力分割を行うが、同じ電力間の分割は周波数帯域を用いて行う。拡散処理を行わない帯域の一つに着目すると、SINR は以下のように表される。

$$\gamma_{m,k}^N = \begin{cases} \frac{p_m |g_{m,k}|^2}{\sum_{i=1}^{m-1} p_i |g_{i,k}|^2 + \sigma_b^2}, & m > 1 \\ \frac{p_m |g_{m,k}|^2}{\sigma_b^2}, & m = 1 \end{cases} \quad (7.3)$$

ここで、 σ_b^2 は拡散前の帯域の分散であり、式 (5.5) より拡散後の帯域との関係は以下となる。

$$\sigma_b^2 = N_0 B_b = N_0 B_c / G_p = \sigma_c^2 / G_p \quad (7.4)$$

N_0 は AWGN の電力スペクトル密度である。NOMA は帯域で分割することから、達成可能なスペクトル利用効率は以下のように表すことができる。

$$R_N = \frac{1}{U} \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^U \log_2(1 + \gamma_{m,k}^N) \quad (7.5)$$

つまりシステム全体のスペクトル利用効率を帯域分割数 U で割ることによって、サブバンドのスペクトル利用効率を求めている。

7.2.3 FDMA 方式

図 7.1 より、FDMA 方式は各ユーザの信号を帯域分割する。このとき、DSSS-PDMA および NOMA と合わせて、送信電力やユーザの位置などのパラメータは同じとする。各ユーザの信号は異なった周波数帯域で受信されるため、達成可能なスペクトル利用効率は以下のように表される。

$$R_F = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^U \log_2 \left(1 + \frac{p_m |g_{m,k}|^2}{\sigma_b^2} \right) \quad (7.6)$$

第8章 シミュレーション結果

8.1 干渉低減効果の分析

表 8.1 にシミュレーションで用いたパラメータを示す。ETS-9 の要件に合わせて搬送波周波数は 29.5GHz とし、シミュレーションを行う。各種変復調処理のパラメータは通信要件から導かれた値を設定している。DSSS に関して処理利得（拡散系列の長さ）は 31 とし、PDMA に関して電力レベル間の電力差は 8dB とする。AESA アンテナは仰角 48.7 度に設定し、方位角 171.4 度のとき最大利得となる向きに車両を配置する。送受信間は LoS 環境を想定しており、レイスファクターは 40 と設定する。

干渉低減の効果を検証するため、 $N = M = 4$ の状況を考える。各ユーザは衛星のビーム半径 $R = 400$ km の範囲内に存在し、それぞれ $r_{1,1} = 10$ km, $r_{2,1} = 100$ km, $r_{3,1} = 250$ km, $r_{4,1} = 380$ km である。このとき、拡散処理を加えた DSSS-PDMA および拡散処理を加えない PDMA の比較を図 8.1 に示す。同じ電力レベルのユーザでは DSSS-PDMA 方式の方がより低い送信電力で高い BER を実現することができることがわかった。電力レベル 1 のユーザに焦点を当てると、DSSS-PDMA 方式は PDMA 方式よりも 5dB 小さい送信電力で同じ受信品質を実現している。この結果より、DSSS 処理を加えることで、送信ピーク電力が低減され、周囲の地上端末への干渉影響が緩和可能であると言える。また、干渉影響を緩和することによって、地上 5G システム全体の通信路容量を拡大することも可能となる。

表 8.1 シミュレーションの主要な設定パラメータ

パラメータ	設定値
搬送波周波数	29.5 GHz
システム帯域幅	250 MHz
サブキャリア間隔	120 kHz
変調方式	QPSK
衛星の高度 h_s	35786 km
AESA アンテナの利得 G_T	30.8 dBi
衛星アンテナの最大利得 $G_{R,max}$	42.5dBi
AWGN 電力密度 N_0	-174 dBm/Hz
処理利得 G_p	31
電力レベル間の差分	8 dB
ライスファクター K	40
合計送信ビット数	100000

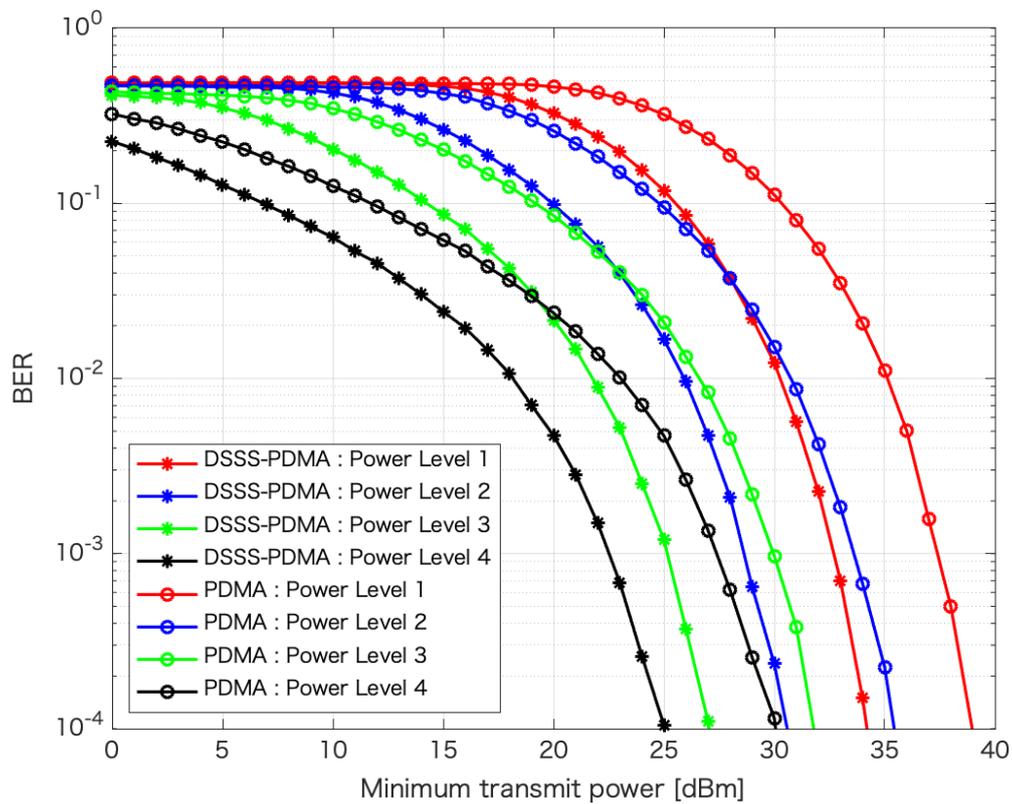


図 8.1 干渉低減手法のシミュレーション結果

8.2 スペクトル利用効率の分析

まず、DSSS-PDMA 方式のユーザ数を増加させたときのスペクトル利用効率のシミュレーションを行う。このとき、各電力レベルのユーザの位置は 8.1 と同様とする。図 8.2 は電力レベル分割数 M および符号分割数 U を増加させたときのスペクトル利用効率を表している。結果より、 M を固定して U を増加させたときよりも U を固定して M を増加させたときのスペクトル利用効率の方が、増加率が大きくなっていることがわかる。つまり、電力レベルを増やしていった方がより効率的に帯域を利用できるが、その分送信電力および干渉電力が大きくなるという問題がある。電力レベル数と干渉影響はトレードオフの関係にあり、システム全体の通信効率を追求するためには最適なパラメータを選択する必要がある。

同様に、符号ユーザ数 U に関しても、値の制限が存在する。拡散系列の長さが 31 であるため、表 5.1 と表 5.2 より、Gold ファミリーのサイズは 33 となる。つまり、符号ユーザ数 U の上限は 33 となる。そこで、 $M = 4, N = MU$ として、 U を増加させたときの他方式とスペクトル利用効率を比較したときの結果を図 8.3 に示す。 U は 15 から 33 まで、つまり上限付近に焦点を当てている。 M を固定してかつ拡散および電力分割処理以外の条件は一致させているので、NOMA と FDMA のスペクトル利用効率は一定となる。DSSS-PDMA は同じ帯域幅に全てのユーザを追加していくので、スペクトル利用効率が增加する。図 8.3 より、DSSS-PDMA は U が大きいとき、FDMA よりもスペクトル利用効率が高い。また NOMA との比較では、 $U > 31$ のときにスペクトル利用効率が高くなることがわかった。つまり、5G および Beyond 5G ネットワークのような大量端末が接続するユースケースにおいて、DSSS-PDMA 方式は他方式と比べて優位性があると言える。

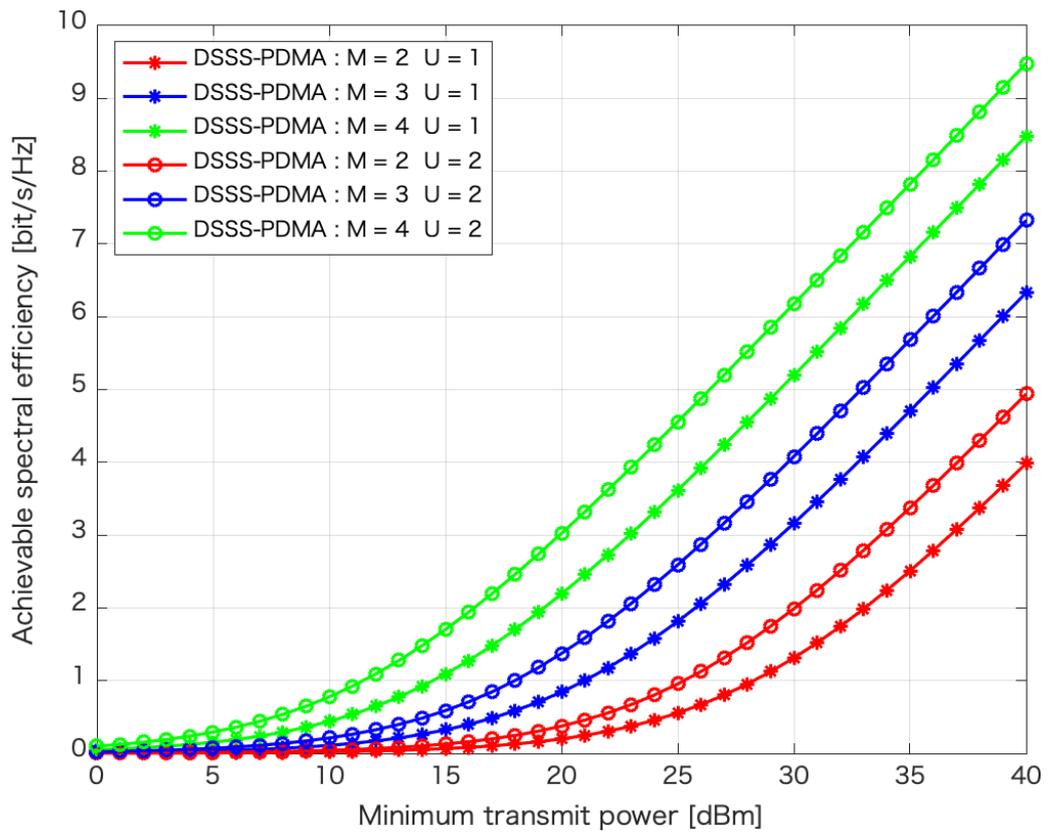


図 8.2 DSSS-PDMA 方式のスペクトル利用効率の関係

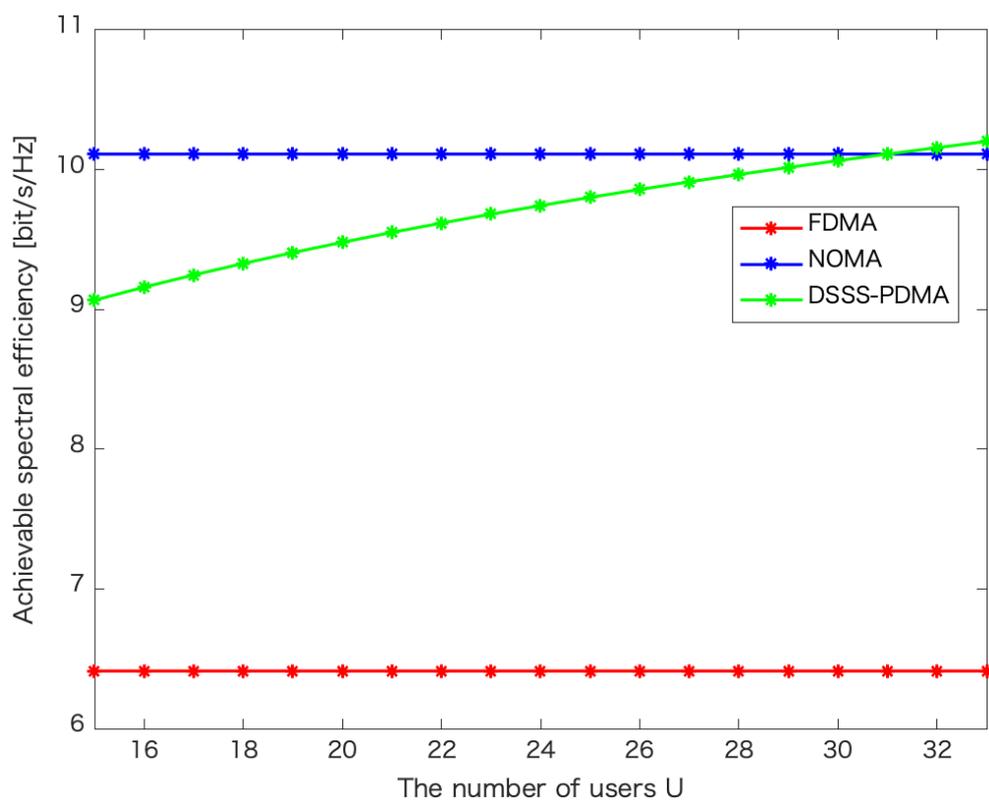


図 8.3 スペクトル利用効率の他方式との比較結果

第9章 結論

9.1 まとめ

本研究では、車両および交通信号機を 5G 端末化した場合の共用要件の検討および衛星通信向け車載局の QoS 制御と干渉低減を目的とした新規多元アクセス方式の提案を行った。共用要件のシミュレーションを行った結果、障害物等の減衰要因が存在しないケースでは、基地局や陸上移動局との干渉が許容量を超過することがわかり、車載局の干渉低減手法を検討することが重要となった。そこで、DSSS 処理による干渉低減手法を導入した DSSS-PDMA 方式を用いてシミュレーションを行い、理想的な環境下ではより低い送信電力で高いパフォーマンスが得られる結果となった。また、拡散符号に Gold 系列を用いることで、既存の多元アクセス方式と比較して高いスペクトル利用効率が達成可能なことが検証された。

9.2 今後の展望

まず、車載局や交通信号機局をより具体的なユースケース下において共用要件を検討することが考えられる。もとより端末の設計開発と並行してパラメータを変更しながら検討を進め、最終的にはユースケースごとに電波環境を実測して要件を算出することを目標とする。次に、DSSS-PDMA 方式に関して、本研究では基礎的な面の検討のみを行っており、導入技術の検討や最適化を行う余地がある。いくつか例を挙げると、カオス理論に基づいたスペクトル拡散技術の導入や電力レベル間の設定電力差の最適化、地上ユーザ間の公平性を加味したユーザ割り当て方式の検討、MIMO 技術の導入などである。また、通信条件や通信環境などもより現実的に検討する必要がある。本研究では、DSSS-SIC が完全に成功すると仮定してシミュレーションを行ったが、不完全な SIC として一定の誤差を含めた受信品質の算出を行う等である。それに伴い、DSSS-SIC 処理の精度を向上させるための技術を検討する必要もあるだろう。このように、まだまだ発展途上の方式であり、普及のためにはさらなる検討が急務となっている。様々な角度より研究を積み重ねた上で、将来的には実際に移動する車載局から GEO 衛星に向けて信号を送信し、DSSS-PDMA 方式の実証実験を行う必要がある。

研究業績

Y. Higasa, K. Yoshii, M.Saito, J. Liu, S. Shimamoto, T. Okura, N. Yoshimura, A. Miura, H. Tsuji, M. Toyoshima, “Performance Analysis of DSSS-PDMA with SIC in GEO Satellite-Terrestrial Uplink Networks,” International Conference on Advanced Communications Technology (ICACT), 2022 (in press).

参考文献

- [1] N. Mehra, A. Kakkar, S. C. Bera, “System Design Aspects of Ka- Band High Throughput Satellite (HTS) for Indian Region,” 2018.
- [2] A. Miura, et al., “Preliminary Design Results of Engineering Test Satellite 9 Communications Mission: for Verification of Next Generation HTS Communications Technology,” 70th IAC, 2019.
- [3] A. Miura, et al., “Development of Advanced HTS Onboard Ka-band Antennas for Engineering Test Satellite 9,” 2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2021, pp. 51-52.
- [4] 高度情報通信ネットワーク社会推進戦略本部（I T総合戦略本部）, “5G と交通信号機との連携によるトラステッドネットの全国展開に向けた関係府省等連絡会議,”
http://www.kantei.go.jp/jp/singi/it2/5g_trustednet/.
- [5] T. Okura, T. Kan, M. Okawa, T. Takahashi, H. Tsuji and M. Toyoshima, “Demonstration using Cessna Aircraft of Active Electronically Steered Array Antenna for Satellite Communications,” 72nd International Astronautical Congress (IAC), IAC-21- B2.2.8, Oct. 2021.
- [6] 大倉拓也, “航空機用高速インターネット実現に向けた アンテナシステム開発,” 2021,
https://www2.nict.go.jp/wireless/assets/r2/pdf/Slide_OkuraTakuya.pdf.
- [7] 新世代モバイル通信システム委員会, “情報通信審議会 情報通信技術分科会 新世代モバイル通信システム委員会報告（案）,” 2018,
https://www.soumu.go.jp/main_content/000566092.pdf.
- [8] Douglas, Robert L., Satellite Communications Technology, Prentice Hall Publishers. , 1988.
- [9] 衛星通信システム委員会, “情報通信審議会 情報通信技術分科会 衛星通信システム委員会 報告書（案）,” 2009,
https://www.soumu.go.jp/main_content/000020023.pdf.

- [10] 吉谷清澄, “PN 系列-特に M 系列について,” vol. 17, no. 90, pp. 249-263, 1971.
- [11] 柴田正司, 角川靖夫, “スペクトラム拡散符号としてのゴールド符号の相関特性,” vol. 26, no. 141, pp. 863-873, 1980.
- [12] S. Shimamoto, Y. Onozato, Y. Teshigawara, “Performance Evaluation of Power level Division Multiple Access (PDMA) Scheme,” ICC, pp. 1333-1337.
- [13] Z. Gao, A. Liu, X. Liang, “The Performance Analysis of Downlink NOMA in LEO Satellite Communication System,” vol. 8, IEEE Access, 2020, pp. 93723-93732.
- [14] X. Yan, H. Xiao, K. An, G. Zheng, S. Chatzinotas, “Ergodic Capacity of NOMA-Based Uplink Satellite Networks With Randomly Deployed Users,” vol. 14, no. 3, pp. 3343-3350, 2020.
- [15] ITU-R, “Recommendation ITU-R P.676-9 : Attenuation by atmospheric gases,” 2012.
- [16] ITU-R, “Recommendation ITU-R P.838-3 : Specific attenuation model for rain for use in prediction methods,” 2005.
- [17] P. Varzakas, “Information-Theoretic Comparison of Channel Capacity for FDMA and DS-CDMA in a Rayleigh Fading Environment,” vol. 7, WSEAS Transactions on Communications, 2008, pp. 52-57.

謝辞

本研究を進めるにあたり、国立研究開発法人情報通信研究機構の方々からは研究に必要なデータの提供、並びに経済的なご支援を賜りました。この場を借りて厚く御礼を申し上げ深謝致します。

研究方針及び研究過程において多大なご指導を賜りました早稲田大学嶋本薫教授に深謝致します。

最後に、所属する嶋本研究室の皆様には多くのご支援をいただきました。心から感謝致します。