

総務省委託研究

「ICT を活用した次世代 ITS の確立」のうち  
「自動走行システムに必要な車車間通信・  
路車間通信技術の開発」

平成 27 年度成果報告書

平成 28 年 3 月

国立大学法人電気通信大学



# 目次

はじめに	3
1. 研究開発の背景・目的	4
1. 1. 研究開発の背景	4
1. 2. 研究開発の目的	4
1. 3. まとめ	5
2. 研究開発目標	6
2. 1. 社会的波及効果(アウトカム目標)	6
2. 2. 技術的達成目標(アウトプット目標)	6
2. 3. まとめ	7
3. 研究開発体制	8
3. 1. SIP 全体開発体制から見た総務省プロジェクトの位置付け	8
3. 2. 総務省プロジェクトにおける本研究開発の位置付け	9
3. 3. 研究者一覧	10
3. 4. 研究開発実施場所	10
3. 5. まとめ	10
4. 研究開発の成果	11
4. 1. 課題 d-1-(1) 多次元分散協調による高信頼車車間通信の調査・研究	11
4. 1. 1. 電波環境の観測および統計化による周波数高効率利用の検討	11
4. 1. 2. 分散協調 STBC による高信頼マルチホップ伝送の検討	36
4. 2. 課題 d-1-(2) 複数路側中継器による棲分け型協調中継システムの調査・研究	54
4. 2. 1. セクタ化受信ペイロード合成中継方式	54
4. 2. 2. 直線状道路に路側中継器 1 台がある場合の特性	56
4. 2. 3. 直線状道路に路側中継器 2 台がある場合の特性	67
4. 2. 4. 市街地環境でのセクタアンテナによる分離度の測定	76
4. 3. 課題 d-1-(3) 有限符号長における誤り訂正符号技術の最新動向調査	87
4. 3. 1. 高信頼・低遅延車車間通信を実現する誤り訂正符号化技術の調査	87
4. 3. 2. 有限符号長における通信の高信頼化を達成する RA 信号符号の構築	93
4. 3. 3. 車群・基地局間通信の高信頼化を実現する空間結合 RA 符号化協調の実環境における特性解析	100
4. 3. 4. 自動運転を支援する路側・路上センサ・車両間通信技術の構築	111

4. 4.	課題 d-1-(4) 既存プロトコルに対する上記技術の適用性の検討	124
4. 4. 1.	ARIB STD-T109 車車間通信に対する中継アシストの伝送特性 改善効果の理論検討	124
4. 4. 2.	直線道路環境での路側中継アシストの平均伝送遅延の低減効果	129
4. 4. 3.	まとめ	132
5.	研究開発の結論	133
5. 1.	課題 d-1-(1) 多次元分散協調による高信頼車車間通信の調査・研究	133
5. 2.	課題 d-1-(2) 複数路側中継器による棲分け型協調中継システムの調査・研究	134
5. 3.	課題 d-1-(3) 有限符号長における誤り訂正符号技術の最新動向調査	135
5. 4.	課題 d-1-(4) 既存プロトコルに対する上記技術の適用性の検討	136
	資料編	137

## はじめに

本成果報告書はSIP（戦略的イノベーション創造プログラム）の対象課題である「自動走行システム」の個別施策のうち、総務省委託研究「ICTを活用した次世代ITSの確立」の項目I「自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術の開発」に関するものである。電気通信大学はこのうち、課題(d)「自動走行の通信に関する研究開発」を担当した。

車車間通信・路車間通信の規格としては、既に760MHz帯を用いたARIB STD-T109が標準規格として策定されているが、この規格は平成20-21年度に開催された総務省「ITS無線システムの高度化に関する研究会」[1]で安全運転支援無線システムに対する通信要件が議論され、それを満たす技術規格として策定された経緯がある。本研究開発の目指す「自動走行システム」では、自動走行のレベルを4段階に分けて定義しており、「安全運転支援システム」はレベル1に位置づけられている[2]。レベル2およびレベル3は「準自動走行システム」、レベル4が「完全自動走行システム」となり、より高度な技術として位置付けられる。現在のARIB STD-T109はレベル1を満たすシステムであるが、この規格がレベル2以上に対応可能かどうかは、それぞれのレベルに要求される条件と照らし合わせて検討する必要がある。自動走行のレベルが高度になった段階では、現在の通信システムに比べてより高い通信信頼度と低遅延時間といった通信性能の向上が要求される可能性が高い。

このため、課題「自動走行の通信に関する研究開発」においては、ITS通信システムの通信性能の向上を目的として、平成27年度は昨年度から継続の以下のd-1-(1)～(3)の3テーマと、新たに追加したテーマd-1-(4)に取り組んだ。

d-1-(1) 多次元分散協調による高信頼車車間通信の調査・研究

d-1-(2) 複数路側中継器による棲分け型協調中継システムの調査・研究

d-1-(3) 高信頼・低遅延車車間通信を実現する誤り訂正符号化技術の調査・研究

d-1-(4) 既存プロトコルに対する上記技術の適用性の検討

上記技術はそれぞれの視点から通信性能の向上を目指すものであり、いずれも目的とする性能向上に対して大きな可能性を有していると考えられる。今年度はこれらのテーマに関し、それぞれ有用な結果を得ることができた。得られた結果は今後のさらに詳細な検討に必須な技術的基礎となるものである。本結果が今後のITS通信システムの通信性能の向上の実現に資することを期待する。

[1] 総務省「ITS無線システムの高度化に関する研究会報告書」平成21年6月5日、  
[http://www.soumu.go.jp/menu\\_news/s-news/14422.html](http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/14422.html)

[2] 内閣府「SIP（戦略的イノベーション創造プログラム）自動走行システム研究開発計画」  
2014年11月13日

## 第1章 研究開発の背景・目的

### 1.1. 研究開発の背景

平成25年に閣議決定された「世界最先端IT国家創造宣言」では、「2018年を目処に交通事故死者数を2,500人以下とし、2020年までに世界で最も安全な道路交通社会を実現する」そして、このために「車の自律系システムと車と車、道路と車との情報交換等を組み合わせ、2020年代中には自動走行システムの試用を開始する」とされている。この国家目標を達成し、世界一の道路交通社会が実現することによって得られる価値は社会的にも産業的にも大きく、世界に対するわが国としての貢献に資すると考えられる。

このような国家目標を背景として、総合科学技術・イノベーション会議で創設された「戦略的イノベーション創造プログラム（SIP）の自動走行システムに係わる研究開発」の一部として、本研究開発は実施される。

戦略的イノベーション創造プログラム（SIP）は、各省庁の管轄の下、それぞれ特徴あるプロジェクトが実施される。本研究開発は、総務省の“ICTを活用した次世代ITSの確立”のテーマの1つである“自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術の開発”に該当する。

### 1.2. 研究開発の目的

自動走行システムは、車載センサーで構成される自律型システムが主となって構築されることが想定されるが、より安全・安心な自動走行システムを実現するためには、無線通信を利用した協調型システムの活用が重要となると考えられる。現時点で、この自動走行に用いる無線通信システムは定まっておらず、既存の無線通信システムの適用性についても明確になっていない。

本研究開発は、協調型の自動走行システムに必要な、高い信頼性を有する車車間通信・路車間通信技術を確立することを目的とする。また、協調型の安全運転支援システムや自動走行システムを有効に機能させるためには、協調通信システムの普及が重要となるため、その普及を促進させることも目的とする。

本研究開発は、昨年2014年度において、テストコースや公道等において、多数の車両が存在する状況等においても、安全運転支援に必要となる通信性能（通信遅延、通信到達率等）で車車間通信・路車間通信が行えることを検証した。また、通信性能を改善するための技術提案と評価を実施した。また、協調通信システムの普及に向け、サービス競合時の支援方法や、緊急車両との通信を利用したアプリケーションの効果検証、普及価格帯車載システムでの位置精度等の検証を実施した。

本年度2015年度では、これら車車間通信・路車間通信を協調型の自動走行システムに適用することを念頭に研究開発を実施する。これまでの安全運転支援よりも高い通信性能が求められることが想定されるため、その適用性や課題の明確化及び性能改善のための技

術開発を進める。また、協調通信システム普及のための研究活動については、2014年度で基本的な部分までの取組みだった部分を進展させ、より現実的・実用的なアウトプットを出すような取組みを実施する。

### **1.3. まとめ**

日本において、交通事故の低減や今後の少子高齢化に対応する技術開発として、自動走行システムが有望と考えられている。また、産業の高度化の一例として、自動走行システムが、日本の自動車産業に大きな影響を及ぼすという予想もある。そのような背景から、本研究開発においては、まず、車車間通信、路車間通信の有効性をアピールできる検証を実施し、さらに自動走行システムの実現に必要な、高い信頼性を有する車車間通信・路車間通信技術を確立するための研究開発を行う。また、協調型の自動走行を有効に機能させるために必要となる普及促進に向けた研究活動についても実施する。

## 第2章 研究開発目標

### 2.1. 社会的波及効果（アウトカム目標）

ICT を活用した次世代 ITS の確立の基本計画書には、アウトカム目標として「交通事故死者 2,500 人以下／年を達成する。達成時期については、今後ロードマップを作成し、PDCA を回すことによって明らかにしていく。」と記載されている。この背景としては、2018 年交通事故死者数 2,500 人以下、2020 年交通渋滞半減（2010 年比）が、政官民で取り組む政府目標として掲げられたことがある。図 2.1-1 に平成 26 年までの交通事故の発生件数・死者数・負傷者数の推移を示す（出典：平成 26 年中の交通死亡事故の特徴及び道路交通法違反取締り状況について 警察庁交通局）。

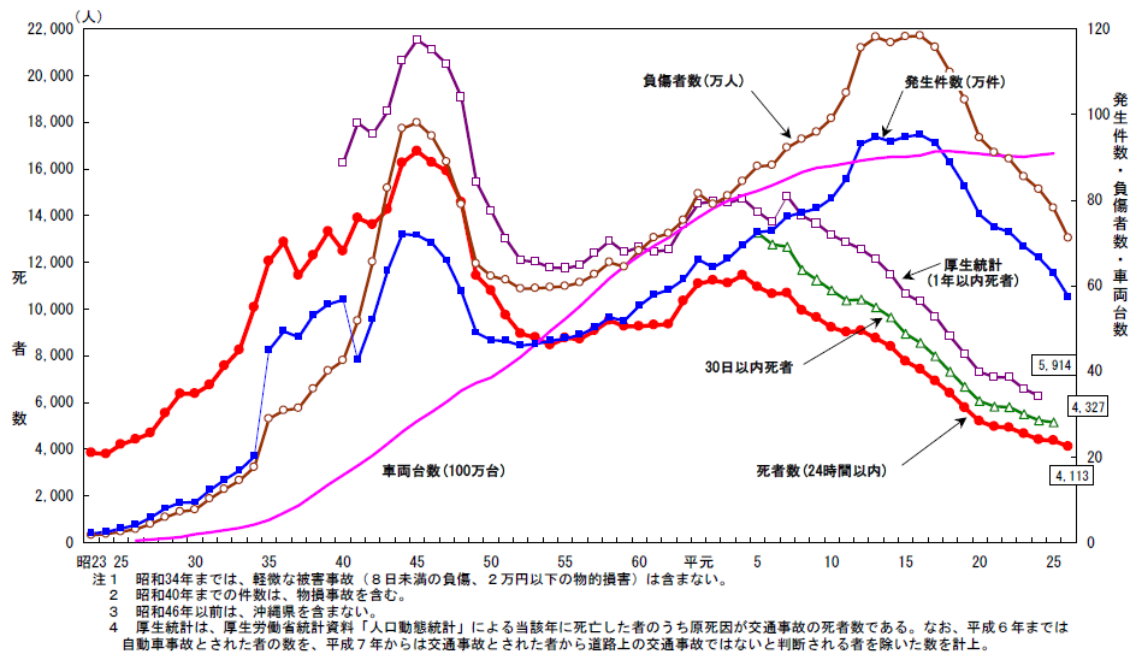


図 2.1-1 平成 26 年までの交通事故の発生件数・死者数・負傷者数の推移

平成 26 年（2014 年）における交通事故の状況としては、発生件数 57 万 3,842 件、死者数 4,113 人、負傷者数 71 万 1,374 人であり、対前年でみると減少傾向にはあるがまだ依然として大きな数字が残っている。政府の目標は、この 4,113 人の死者数を 4 割程度減少させることであり、非常に高い目標であるとも言える。

交通事故の実態に関しては、4 大事故モード（追突、車線逸脱、交差点、歩行者事故）への対応が不可欠である。特に交差点での事故や歩行者・自転車との事故は、車単独での対応が難しいため、無線通信により車と車、車と道路インフラが協調する安全運転支援システムによる事故防止効果が期待される。

SIP 自動走行システムプログラムでは、その研究開発計画の中で、2017 年までに信号情報や渋滞情報等のインフラ情報を活用した準自動走行システム（レベル 2）、さらに 2020



年代前半を目途に準自動走行システム（レベル3）、2020年代後半以降に完全自動走行システムの市場化を目指す」と記載されている。これらの実現に向けて、車載センサーによる自律型システムと ITS 通信による協調型システムのそれぞれが発展し、それら両方が機能することが必要になると考えられる。

上記システムを実現することにより、社会的波及効果（アウトカム目標）として、「交通事故死者 2,500 人以下／年を達成すること」を設定する。

## 2.2. 技術的達成目標（アウトプット目標）

ICT を活用した次世代 ITS の確立の基本計画書には、以下の区分により研究開発を実施すると記載されている。

- I. 自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術の開発
- II. 歩車間通信技術の開発
- III. インフラレーダーシステム技術の開発

本研究開発は、I. の「自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術の開発」を担当する。その中で取組みは大きく 2 つに分けられ、1 つは自動走行のための車車路車協調システムの通信・サービスに関する研究、もう 1 つは車車路車協調システムの普及促進に関連する研究である。前者については、既に安全運転支援用に実用化されている 700MHz 帯 ITS 通信をベースに、その自動走行のユースケースに対する適用性や課題について、通信・サービスの両面から明確化する。また、700MHz 帯 ITS 通信の通信性能を改善するための技術開発を行う。後者については、複数の運転支援サービスが競合した場合の支援方法の検討や、非一般車両（緊急車両や公共車両）との通信を利用したアプリケーションの有効性の検証、様々な道路環境における普及価格帯車載システムにおける性能検証等を実施することで、車車路車協調システムの普及につなげる研究を行う。これらの研究を行うことにより、「自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術」を実現することを技術的達成目標（アウトプット目標）として設定する。

## 2.3. まとめ

交通事故の発生件数・死者数・負傷者数を減らすためには、車と車、車と道路インフラが協調する安全運転支援システムによる事故防止が期待される。それに用いる車車間通信、路車間通信の協調型自動走行への適用性の検証及び技術開発、また協調システムの普及促進につなげる研究開発を実施して社会的波及効果（アウトカム目標）として、「交通事故死者 2,500 人以下／年を達成すること」と技術的達成目標（アウトプット目標）として「自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術」を実現することを目指す。

## 第3章 研究開発体制

### 3.1. SIP 全体開発体制から見た総務省プロジェクトの位置付け

第107回総合科学技術会議で、安倍総理から日本が世界一を再び目指すためにイノベーションを重視する旨の発言があり、それを受けてSIP（戦略的イノベーション創造プログラム）とImPACT（革新的研究開発推進プログラム）が創設された。SIPは、府省・分野の枠を超えた横断型プログラムであり、研究から出口までを見据えた取組みを推進する。対象課題として、以下の11テーマが選定された。

- ・ 革新的燃焼技術
- ・ 次世代パワーエレクトロニクス
- ・ 革新的構造材料
- ・ エネルギーキャリア
- ・ 次世代海洋資源調査技術
- ・ 自動走行システム
- ・ インフラ維持管理・更新・マネジメント技術
- ・ レジリエントな防災・減災機能の強化
- ・ 次世代農林水産業創造技術
- ・ 革新的設計生産技術
- ・ 重要インフラ等におけるサイバーセキュリティの確保

本研究開発活動は「自動走行システム」に係る研究開発の一部として実施される。「自動走行システム」のプログラムディレクターとして、トヨタ自動車株式会社顧問の渡邊浩之氏が就任された。図3.1-1で示す実施体制（出典：SIP自動走行システム研究開発計画より）の座長PDにあたる。

自動走行システムの研究開発プログラムは、内閣府が事務局を務め、その下に警察庁、総務省、経済産業省、国土交通省が役割を分担し、各プロジェクトを推進する。その中で、総務省プロジェクトの位置付けは、ICTを活用した高度な安全運転支援システムの実現に向けた技術の開発である。

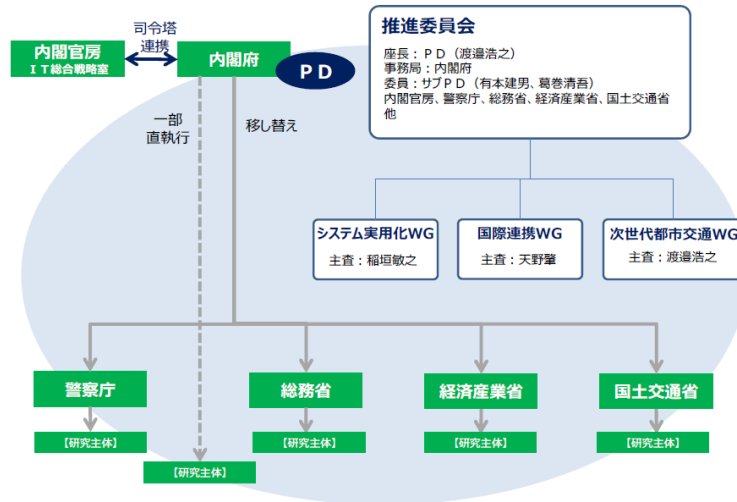


図 3.1-1 実施体制

総務省が推進するプロジェクトは、以下の3つからなる。

- I. 自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術の開発
- II. 歩車間通信技術の開発
- III. インフラレーダーシステム技術の開発

### 3.2. 総務省プロジェクトにおける本研究開発の位置付け

本研究開発は、3.1節で示した総務省が推進するプロジェクトの「I. 自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術の開発」に該当し、株式会社デンソー、パナソニック株式会社、パイオニア株式会社、国立大学法人電気通信大学の4研究機関が研究主体である。本プロジェクトの中では、テーマ課題が複数に分かれており、4研究機関が分担し取組んでいる。研究開発テーマ（課題）と担当研究機関を表3.2-1に示す。

表 3.2-1 研究開発テーマと担当研究機関

課題 a) 車車路車協調システムの通信に関する研究開発	デンソー
課題 b) 車車路車協調システムのサービスに関する研究開発	パナソニック
課題 c) 普及促進に関する研究開発	
課題 c-1) 普及車載機での評価検証	パイオニア
課題 c-2) 非一般車両アプリケーションの有効性検証	デンソー
課題 c-3) 公共交通アプリケーションの有効性検証	パイオニア
課題 d) 自動走行の通信に関する研究開発	
課題 d-1) 分散協調 ITS 通信技術開発	電気通信大学
課題 d-2) 制御用周辺情報の通信検証	デンソー

電気通信大学は、表 3.2-1 で示したテーマのうち、課題 d-1) について取組んだ。  
具体的な研究項目は以下の 4 項目である。

- 課題 d-1)-(1) 多次元分散協調による高信頼車車間通信の調査・研究
- 課題 d-1)-(2) 複数路側中継器による棲分け型協調中継システムの調査・研究
- 課題 d-1)-(3) 有限符号長における誤り訂正符号技術の最新動向調査
- 課題 d-1)-(4) 既存プロトコルに対する上記技術の適用性の検討

### 3.3. 研究者一覧

- 山尾 泰 電気通信大学・教授 (課題 d-1-(2), (4) 担当、全体統括)
- 藤井 威生 電気通信大学・教授 (課題 d-1-(1), (4) 担当)
- 石橋 功至 電気通信大学・准教授 (課題 d-1-(3), (4) 担当)

また、大学院生を研究補助者とすることで計算機シミュレーションプログラム作成および実験データ取得を円滑に進める体制とした。

### 3.4. 研究開発実施場所

- 主な実施場所：電気通信大学…………… (住所：東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1)
- 上記以外の実施場所：テストコース…………… (住所：茨城県つくば市)

### 3.5. まとめ

本章では、本研究開発の位置付けと実施体制について記載した。本プロジェクトは 4 つの研究機関が研究主体となり、その中で電気通信大学は、「課題 d-1) 分散協調 ITS 通信技術開発」を担当した。本プロジェクトは、4 研究機関が互いに連携協力する方針で進めてきた。ほぼ 3 ヶ月に一回のペースで連携会議を開催し、相互理解を深め、実験協力等も行った。さらに、4 研究機関の研究内容の相互理解と研鑽のため、技術討論会を実施した。発表は、それぞれの研究機関の若手研究員が行い、人材育成の機会とした。次年度以降の計画においても本方針を継続し、課題の解決に向けた研究開発の推進に取り組んでいきたい。

## 第4章 研究開発の成果

### 4.1. 課題 d-1-(1) 多次元協調分散による高信頼車車間通信の調査・研究

#### 4.1.1. 電波環境の観測および統計化による周波数高効率利用の検討

##### 4.1.1.1. 研究背景

将来の自動車の安全性向上や自動運転への応用を目指して、ITS(Intelligent Transportation System: 高度交通システム)の研究が活発化に行われている。車両が安全かつ迅速に走行するには周辺の交通情報を確実に把握する必要があるため、無数の車両や道路、歩行者など、交通情報に関連するありとあらゆるものがリアルタイムに互いの情報を交換・共有する必要があると考えられる。車両同士の通信である車車間通信、車両と路側機との通信である路車間通信および車両と歩行者との通信である歩車間通信が ITS 向けの情報交換手段として検討されている。

現在、日本国内において ITS に向けて 760MHz 帯、欧米には 5.9GHz 帯が割り当てられており、その帯域内での通信が主となることを想定する。しかし、電波伝搬特性は周辺構造物、地形、通信混雑状況に応じて複雑に変動するため、パケット到達率が保証されない。特に周囲の構造物の影響は、送受信機の位置と周辺環境に応じて大きく異なる。将来の ITS では自動運転など車両の安全性に直結する使い方も想定されているため、通信信頼度を確保した上での無線通信設計が喫緊の課題となっている。また、将来的には利用帯域の拡大とともに複数の周波数帯域を活用した通信も想定され、どのような周波数利用を行うかの検討が必要である。

今年度は特に、ITS に割り当てられた帯域内での高効率な周波数利用を目的とし、車車間通信を行なう環境において受信電力及びパケット受信状況の観測と統計化について検討を行なった。

##### 4.1.1.2. 通信信頼度マップデータベースの概要

通信信頼度マップデータベースの概要を図 4.1.1-1 に示す。通信信頼度マップデータベースでは、場所に応じて異なるパケットの到達度を多数の車両が観測しその通信成功・失敗の情報をデータベースに登録することで、実観測に基づくパケット到達信頼度情報をマップ上に記録する。各車両に通信希望位置に応じて通信信頼度情報を提供することで、通信車両は通信パラメータや中継経路選択に信頼度情報を活用可能となる。データベースは、車両によって実観測されたデータをもとに統計化するため、多くのデータ容量が必要となるが、実環境に基づくデータベースとなるため、高信頼情報の提供が可能である。実観測データは、空間を二次元メッシュ化して送受信の 2 つのメッシュ間の相互について統計情報を蓄積する。マップ化する情報として、受信電力値、受信電力の分散、通信成功率、車両密度・車車間距離、統計情報の時間変動などが考えられる。また、図 4.1.1-2 に

示すように、受信電力値・通信成功率情報から、基準となる位置から一定の受信電力あるいは通信成功率を満たすエリアからなる信頼度距離を定義可能である。

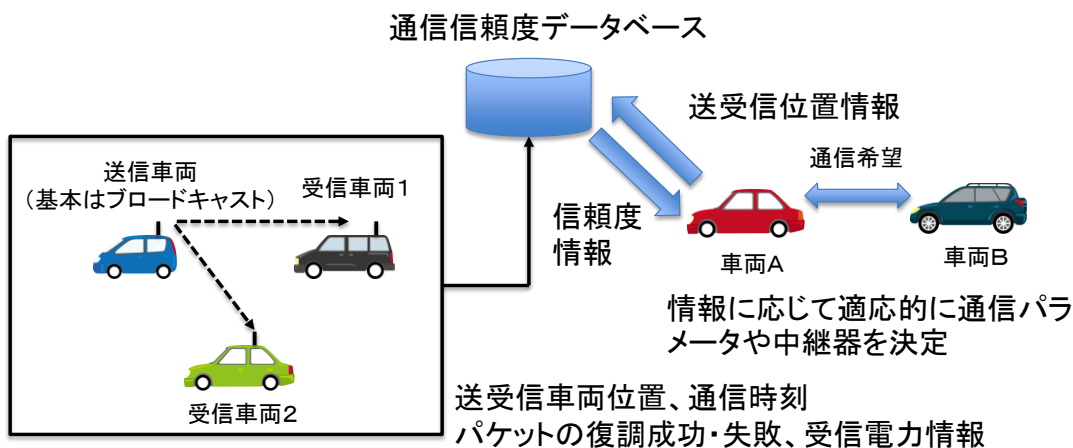


図 4. 1. 1-1：通信信頼度データベースの利用例

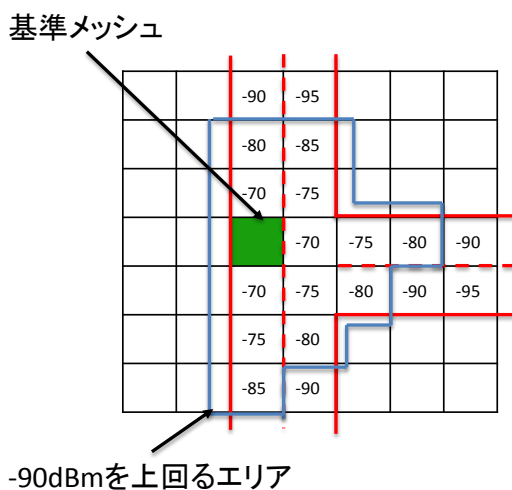


図 4. 1. 1-2：通信信頼度データベースの利用例

#### 4. 1. 1. 3. 実験内容

本実験は、2015年12月3日～4日の二日間、茨城県つくば市荻間の日本自動車研究所内のJARI市街地テストコースの西コースとし、デンソー社の協力の下で複数台の車両から送受信された無線信号の電波強度及びパケット誤り率を観測する形で、無線機を備えた自動車を用いた移動観測実験を行なった。以下に観測実験の概要及び構成について述べる。



図 4.1.1-3 : JARI 市街地テストコース

#### 4.1.1.3.1. 車両配置

12月3日のデンソー社の車両配置図は以下の図 4.1.1-4 と 4.1.1-5 に示す。15 台の車両は3つのグループに分け、グループ 1 から 3 の車両台数はそれぞれ 6 台、4 台、5 台となる。

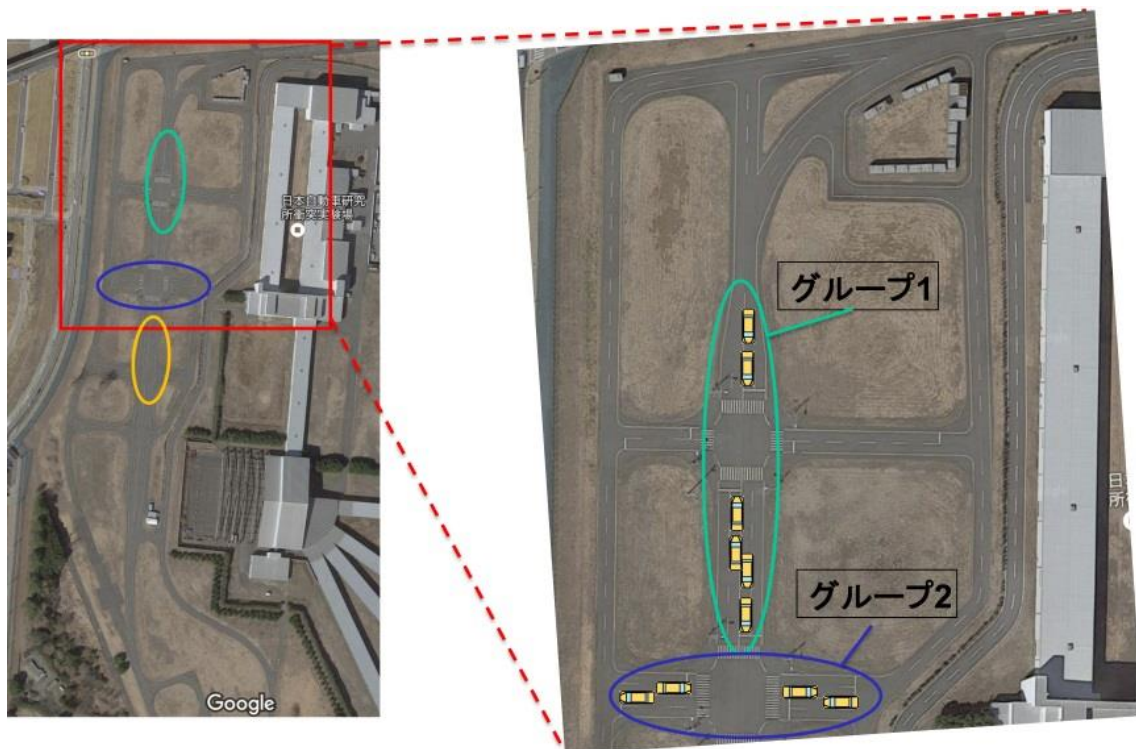


図 4.1.1-4 : 12 月 3 日の車両配置図(1/2)

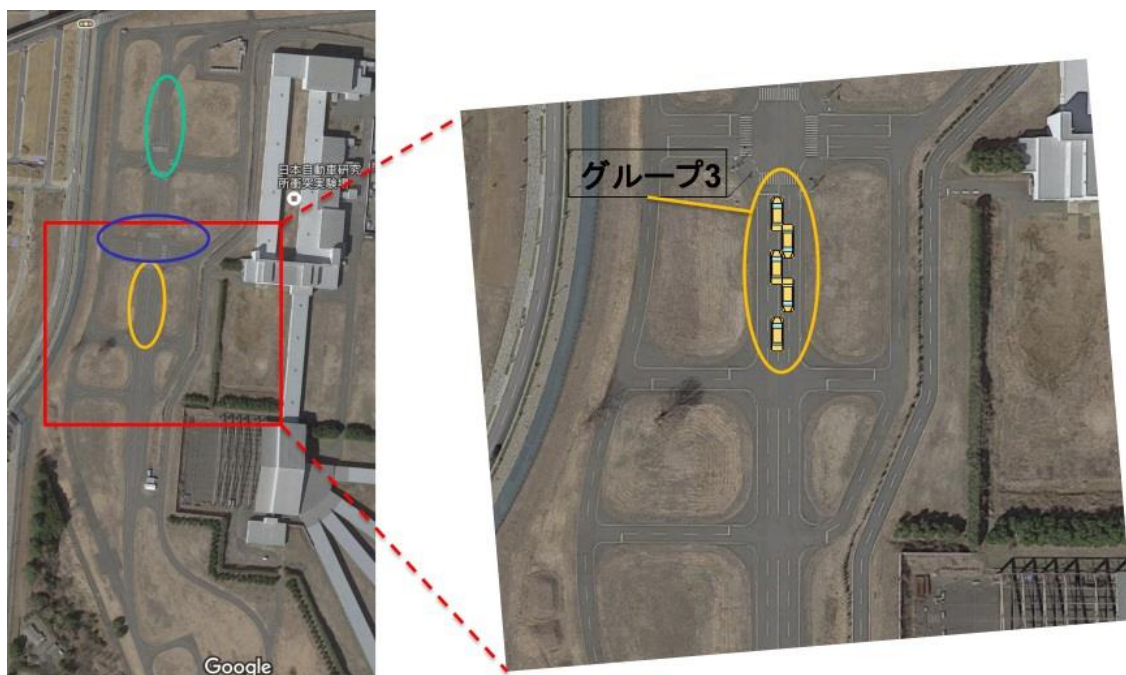


図 4.1.1-5 : 12 月 3 日の車両配置(2/2)

12 月 4 日の車両配置図は以下の図 4.1.1-6 と 4.1.1-7 に示す。隠れ端末による車車間通信を再現するために、グループ 1 の車両群を建物の裏に配置を変え、グループ 3 の車両群も建物裏に隠すような配置に変えた。



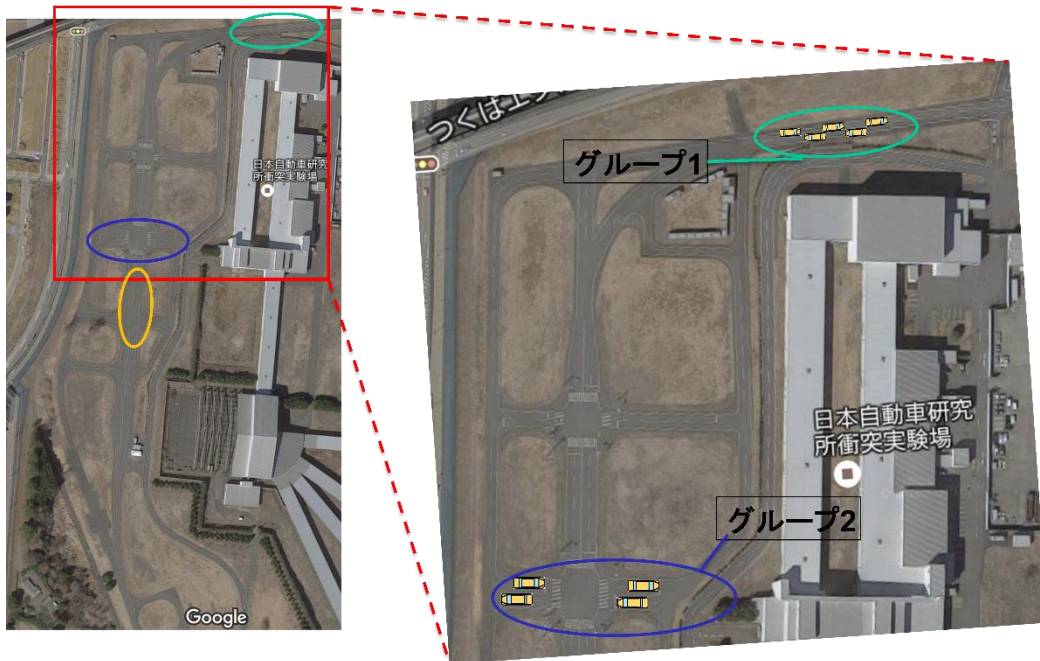


図 4.1.1-6 : 12月4日の車両配置図(1/2)

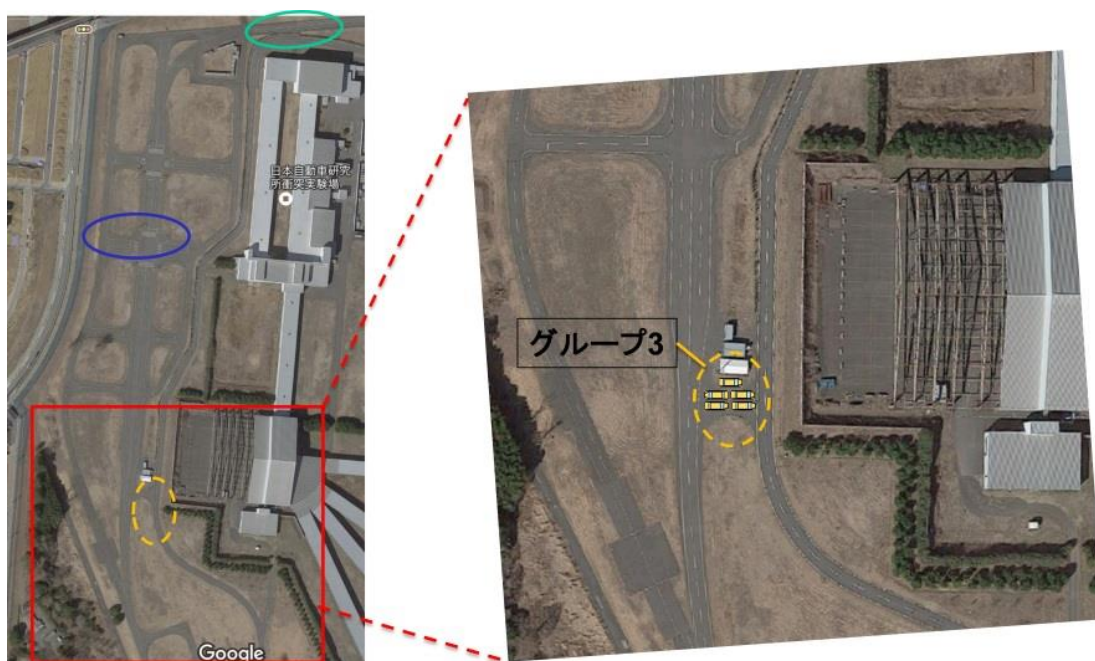


図 4.1.1-7 : 12月4日の車両配置図(2/2)

#### 4.1.1.3.2. 走行ルート

走行ルートは以下の図 4.1.1-8,9,10 に示す。まず図 4.1.1-8 にある **START** のポイントから北へ向かって走行する。図 4.1.1-9 内の右側のコースからそのまま北へ進み、図 4.1.1-10

の区域1へ進む。区域内を走行するにあたって、左車線をすべて左回りで走行し、コース内をまんべんなく観測できるようにした。区域1を走行後、区域2へ進み区域1と同様に走行した。区域2を走行後区域3へ進み、周回路を回った後、最初のスタート地点に到着するといったルートで観測を行った。

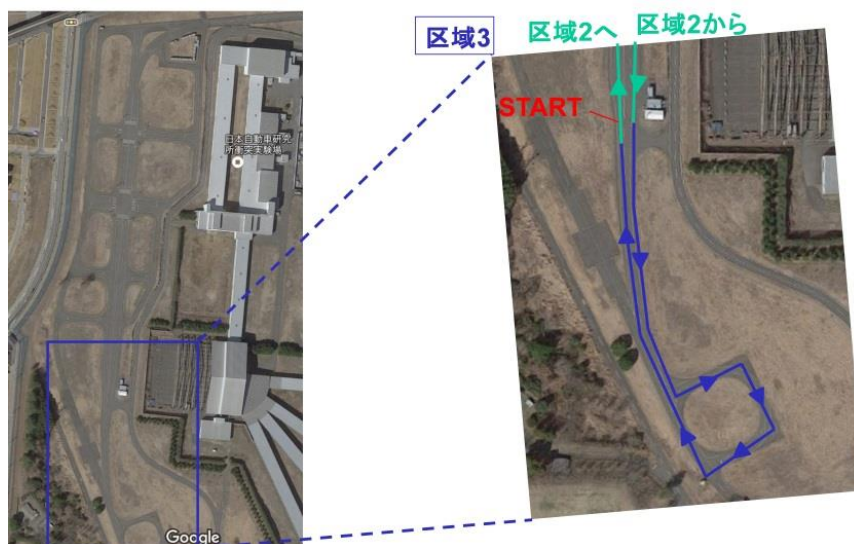


図 4.1.1-8 : 走行ルート 1/3

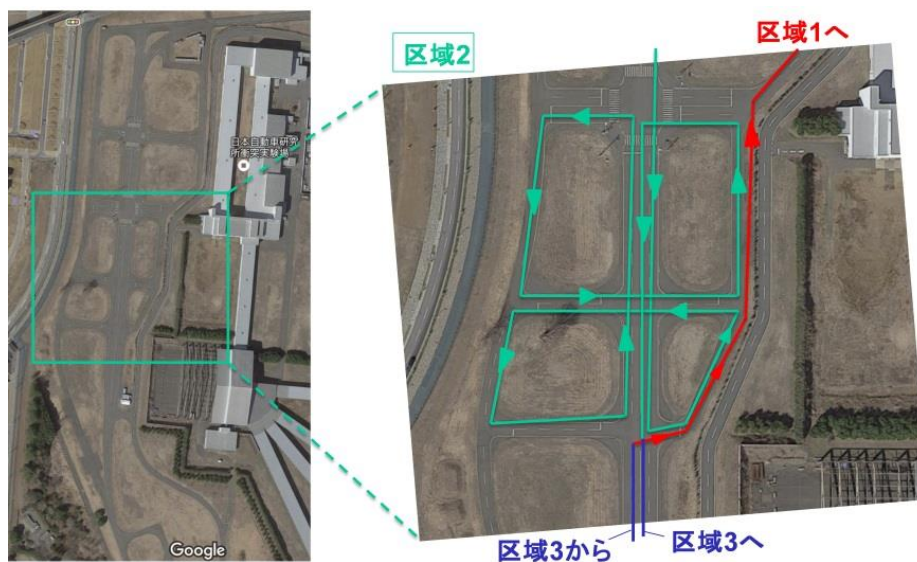


図 4.1.1-9 : 走行ルート 2/3

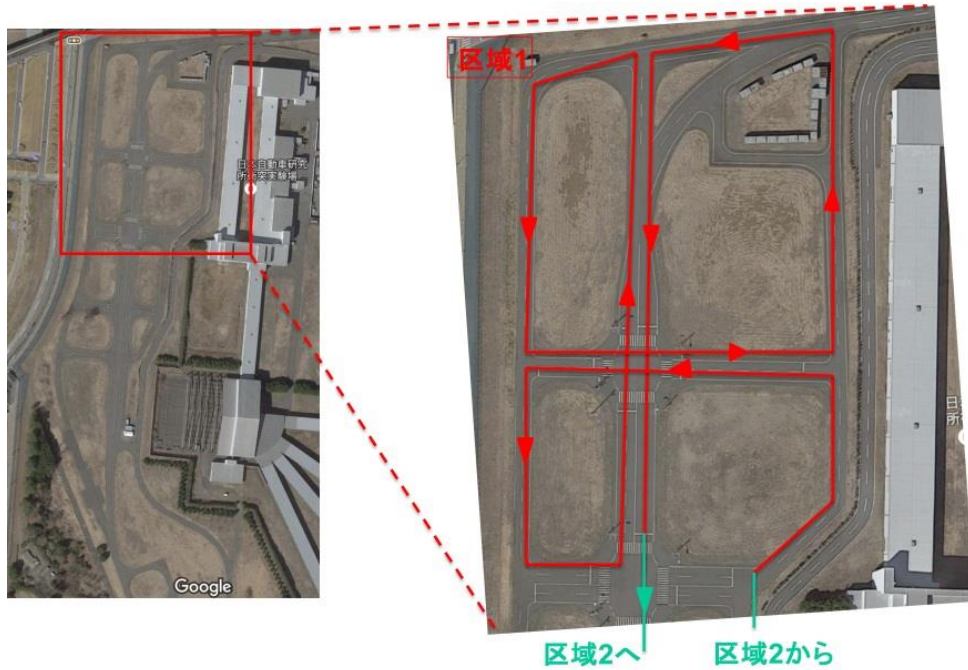


図 4.1.1-10 : 走行ルート 3/3

#### 4.1.1.3.3. 実験シナリオ

移動観測実験は6つのシナリオに分けて実験を行った。各シナリオは以下の表 4.1.1-1 にまとめている。シナリオ 1 は低トラヒックの場合を想定しているため、トラヒックを発生している車両はグループ 1 の 1 台のみとなっており、それ以外の車両はトラヒックを発生していない。また、全 15 台の車両 に高負荷車載機を搭載し、1 台の車両に 5 台分のトラヒックの生成が可能となっているが、シナリオ 1 においては停止状態となっている。

表 4.1.1-1 各シナリオの概要

シナリオ	トラヒック発生車両台数	高負荷車載機動作	隠れ端末車両
1	1	なし	なし
2	5	なし	なし
3	15	なし	なし
4	75	あり	なし
5	15	なし	あり
6	75	あり	あり

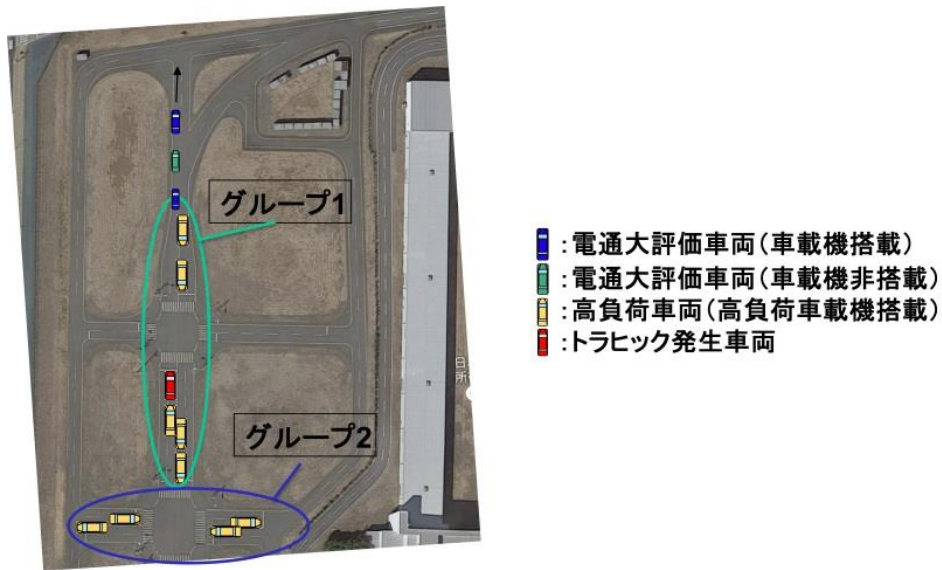


図 4.1.1-11 : シナリオ 1 (12月3日の車両配置)

シナリオ 2 も低トラヒックの場合を想定しているが、シナリオ 1 と異なり、トラヒック発生車両台数が 5 台になっている。また、高負荷車載機は停止状態となっている。

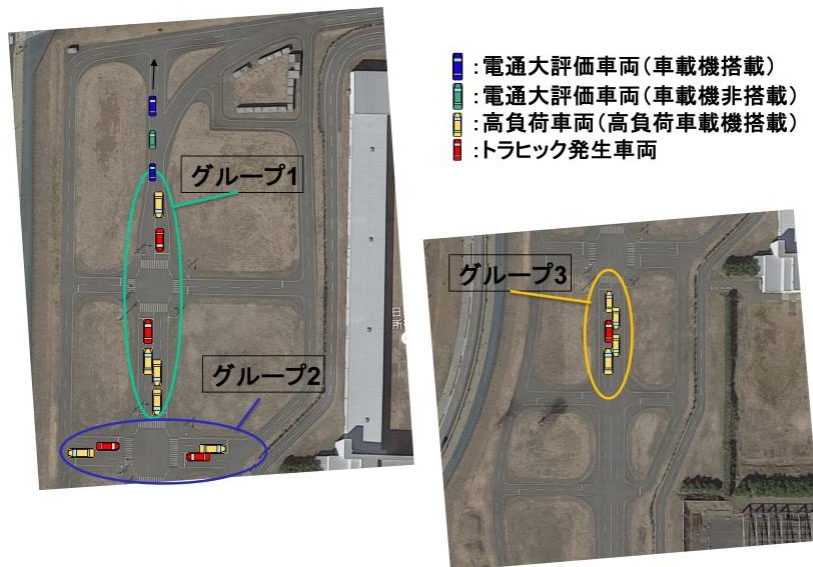


図 4.1.1-12 : シナリオ 2 (12月3日の車両配置)

シナリオ 3 の場合において、高トラヒックを想定しているため、3つのグループの全 15 台車両がトラヒックを発生させた。また、高負荷車載機は停止状態となっている。

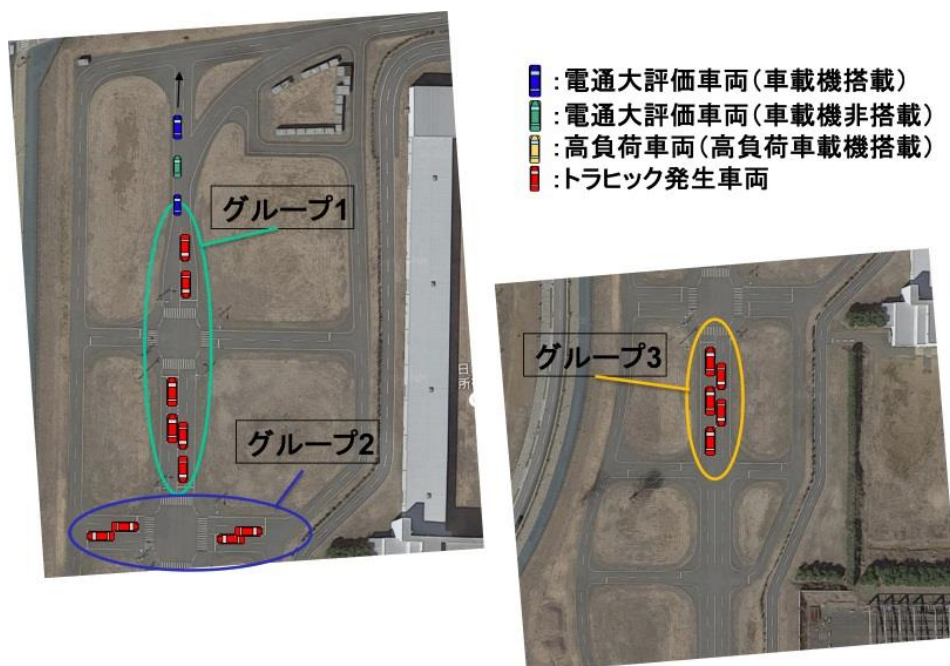


図 4.1.1-13 : シナリオ 3 (12月3日の車両配置)

シナリオ 4 において、全 15 台の車両がトラヒックを発生かつ高負荷車載機も動作している。高負荷車載機は 1 台あたり 5 台分のトラヒックの生成が可能であるため、最終的に 75 台分のトラヒックが生成できることになる。

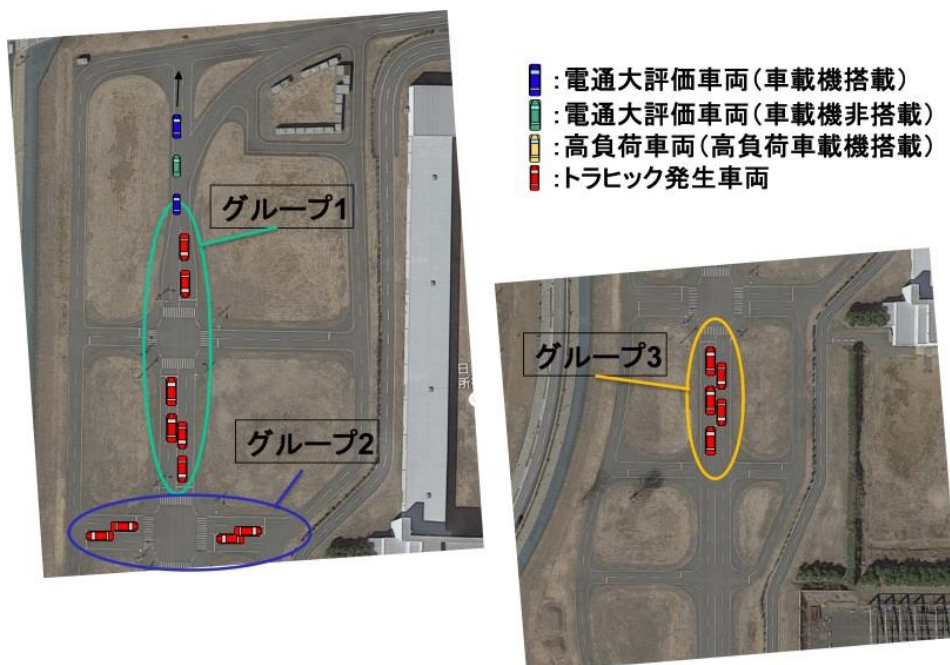


図 4.1.1-14 : シナリオ 4 (12月3日の車両配置)

シナリオ 5 の場合、以上のシナリオと異なり、車両配置は 12 月 4 日の配置に準ずるが、高

負荷車載機が作動しないまま全 15 台の車両がトラヒックを発生させた。

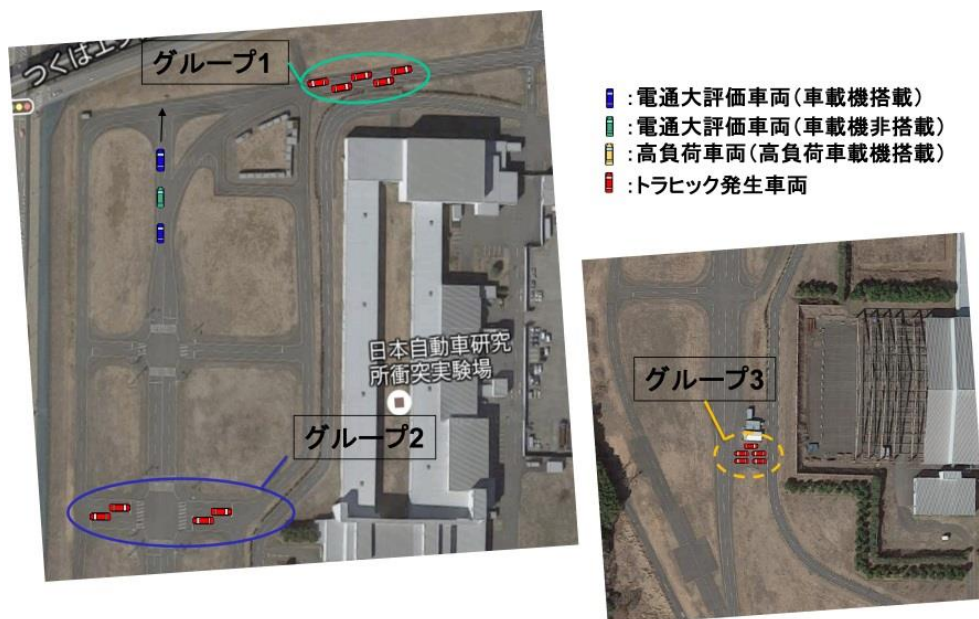


図 4.1.1-15 : シナリオ 5 (12 月 4 日の車両配置)

シナリオ 6 の場合、高負荷車載機も動作している状態で全車両がトラヒックを発生しているため、75 台分のトラヒックを発生させる。

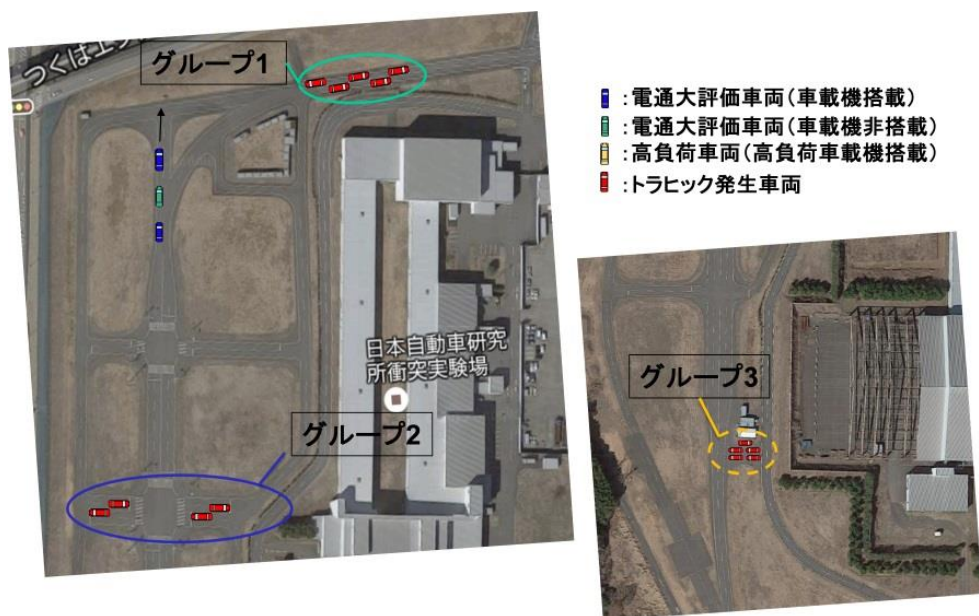


図 4.1.1-16 : シナリオ 6 (12 月 4 日の車両配置)

#### 4.1.1.4. 実験機材及び構成

移動観測実験における実験機材の構成を図 4.1.1-17 に示す。実験用車両内にノート PC、RSA306 を設置し、アンテナケーブルを接続し、車両上部にアンテナを設置した。アンテナの近傍に GPS を設置した。車内の構成は図 4.1.1-18 の実験配線図に示す。

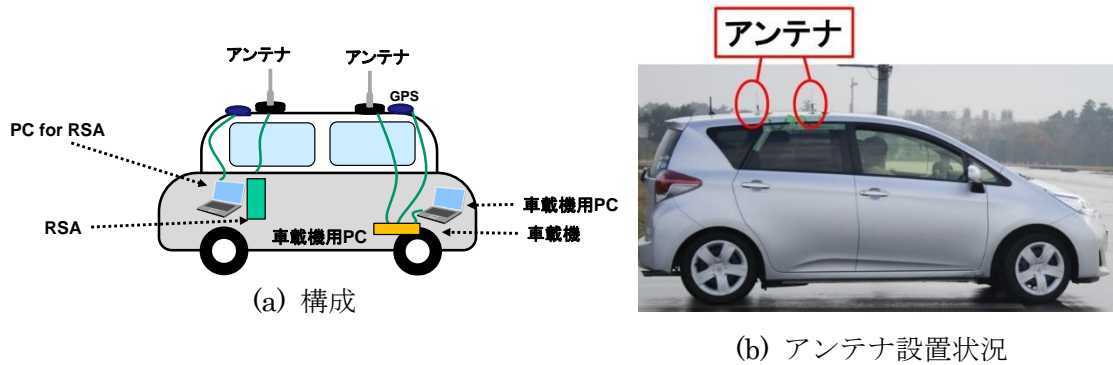


図 4.1.1-17：車外実験システム構成

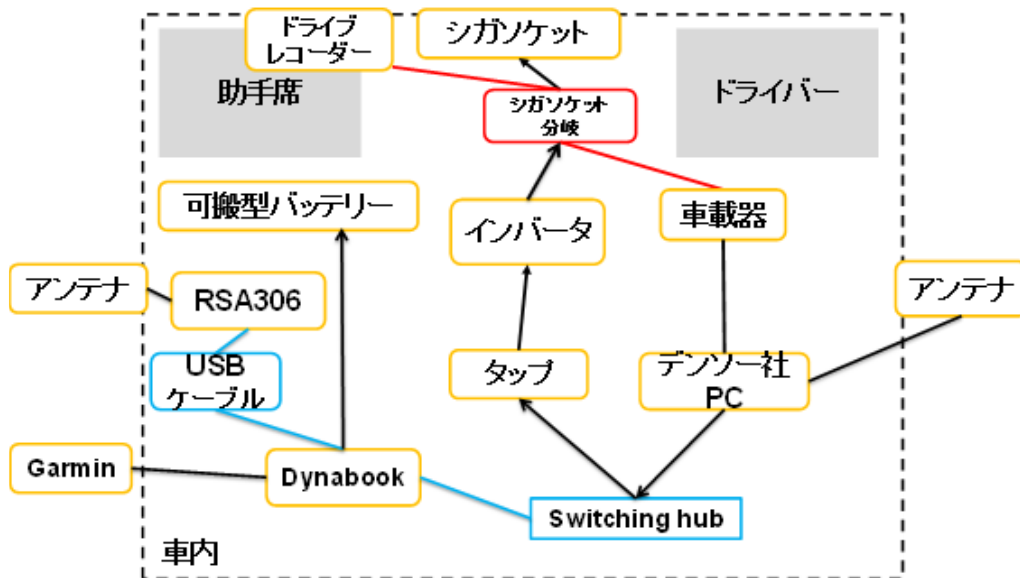


図 4.1.1-18：車内観測システム構成

観測システムは、RSA306 と PC からなるスペクトラムアナライザおよび、760MHz 帯車載機からなる車々間通信機で構成される。アンテナは車両天井に設置され、RSA306 および車々間通信機とアンテナケーブルで接続した。

RSA306 の観測データにマイクロ秒精度の正確な時刻情報を紐付ける必要があるため、Garmin GPS アンテナを装備した NTP サーバを稼働させ、GPS による時刻補正を受けた時刻を観測システムのローカルネットワークで NTP 同期をすることによって正確な時刻を提供する。観測システムは 3 組存在するが、いずれのシステムにも同様の時刻同期システ

ムを構築することによってシステム間での時刻同期可能である。

今回の実験で使用した機材の概要を述べる

#### ■RSA306 型 USB スペクトラムアナライザ

高性能かつ小型のリアルタイムスペクトラムアナライザである。一般的なスペクトラムアナライザでは、信号の取得・解析・表示を全て行うが、本 RSA306 では接続した PC の処理能力を使用することで信号の解析・表示を実現しているため、従来のものと比較して低コストで観測系を構築可能である。また、PC 向けにプログラミング・アプリケーション・インターフェース (API) が公開されているため、ユーザーは PC に任意の測定・解析プログラムを構築可能である。API を用いれば、RSA306 の 40MHz 帯域幅 14bit AD コンバータ出力を PC にリアルタイムで記録可能であり、後から記録データに対して信号処理をすることで、平均電力の計測、送信継続時間の測定など任意の信号解析が可能である。

表 4.1.1-1 に、RSA306 の主な仕様を示す





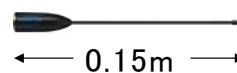
#### ■Garmin GPS 18x

Garmin 社が販売する USB 接続可能な GPS モジュールである。GPS 情報は 1 秒に 1 回取得可能であり、位置情報の他に、正確な時刻情報が取得可能である。位置情報の確度は GPS モード: 15m 以内 95%, WAAS モード: 3m 以内 95%である。本実験では PC に Garmin 18x を装着することで RSA306 によって取得した信号データに時間と位置情報を紐付ける。前述の通り、時刻、位置情報は 1 秒毎に 1 回のみ取得可能であるので、本実験では観測開始時刻をマイクロ秒単位の正確な時刻で記録しておき、以降継続的に GPS の時刻と位置情報を記録する。後ほど、データ処理を施すことによって RSA306 での観測サンプルと時刻、位置情報の関連付けを行うことが可能である。



#### ■DIAMOND antenna SRH815S

第一電波工業株式会社が販売しているアンテナである。移動観測車両の屋根に設置した。



#### ■760MHz 帯車載機

デンソー社開発の 700MHz 帯高度道路通信システム ARIB STD-T109 準拠の車載機である。車載機による復調情報には、送信カウント値、送信元アドレスなどが含まれる。本実験では、車載機復調情報のうち、送信毎にインクリメントされる送信カウント値から、受信パケットの欠損を判定する。

ARIB STD-T109 では、車載機は 100ms の制御周期でデータを送信する。本実験での観測対象となる移動局は送信バースト長が 0.33ms 以下と規定されているため、移動局の送信信号を観測するために観測端末は十分なサンプルレートで連続的に観測を行う必要がある。

表 4.1.1-2 : RSA306 の主な仕様

項目	値
周波数レンジ	9kHz~6.2GHz
振幅確度(保証値)	9kHz~3GHz : ± 2 dB 3GHz~6.2GHz : ± 2.75 dB
平均ノイズレベル	-163dBm/Hz
AD コンバータのサンプルレート	112MS/s
垂直分解能	14bit
リアルタイム周波数帯域	40MHz

また、電波環境の観測実験を行うに先立って、RSA306 型 USB スペクトラムアナライザに関する基礎特性を明らかにする。実験で使用する 3 台の RSA306 に関して機器の内部雑音を評価する。雑音の評価にあたって、RSA306 のアンテナ端子には何も装着せず、付属のキャップにて終端を行った。表 4.1.1-2 に内部雑音観測の諸元を示す。観測は、中心周波数 760MHz、帯域幅 40MHz にて 10 ミリ秒間連続して振幅値の記録を行った。図 4.1.1-19 に各 RSA306 の雑音振幅のヒストグラムを示す。

表 4.1.1-2 : 内部雑音観測の諸元

項目	値
中心周波数	760MHz
観測帯域幅	40MHz
リファレンスレベル	-50dBm
サンプルレート	112MS/s
入力インピーダンス	50Ω

それぞれ 3 台の RSA306 の平均雑音電力は-87.9dBm, -84.1dBm, -87.0dBm であった。RSA306 の公称雑音電力は-163dBm/Hz であるので、40MHz での雑音電力は -86.9 dBm となる。本観測実験で使用した RSA306 の雑音電力は公称値からおよそ± 3dB の範囲であることが明らかになった。

次に、3 台の RSA306 に関してシグナルジェネレータで発生させた信号を入力した際の受信電力値を評価する。使用したシグナルジェネレータは ROHDE&SCHWARZ 社の SMBV100A で、入力信号のパラメータを表 4.1.1-3 に示す。シグナルジェネレータは IEEE 802.11g 規格の信号を中心周波数 760MHz、送信電力-70dBm で送信する。シグナルジェネレータと RSA306 は SMA ケーブルで接続するため、数 dB のケーブル損失が生じるものと考えられる。RSA306 の観測諸元は内部雑音の観測のものと同様として、10 ミリ秒間連続して振幅値の記録を行った。図 4.1.1-20 に受信電力の累積分布を示した。記録したデータから、それぞれの RSA306 の平均受信電力を求めると、-70.5 dBm、-70.4 dBm、-71.6 dBm

となった。以上より、RSA306 に同一の信号を入力したとき、個体差から観測平均受信電力には 2dB 程度の差分が存在することが明らかになった。

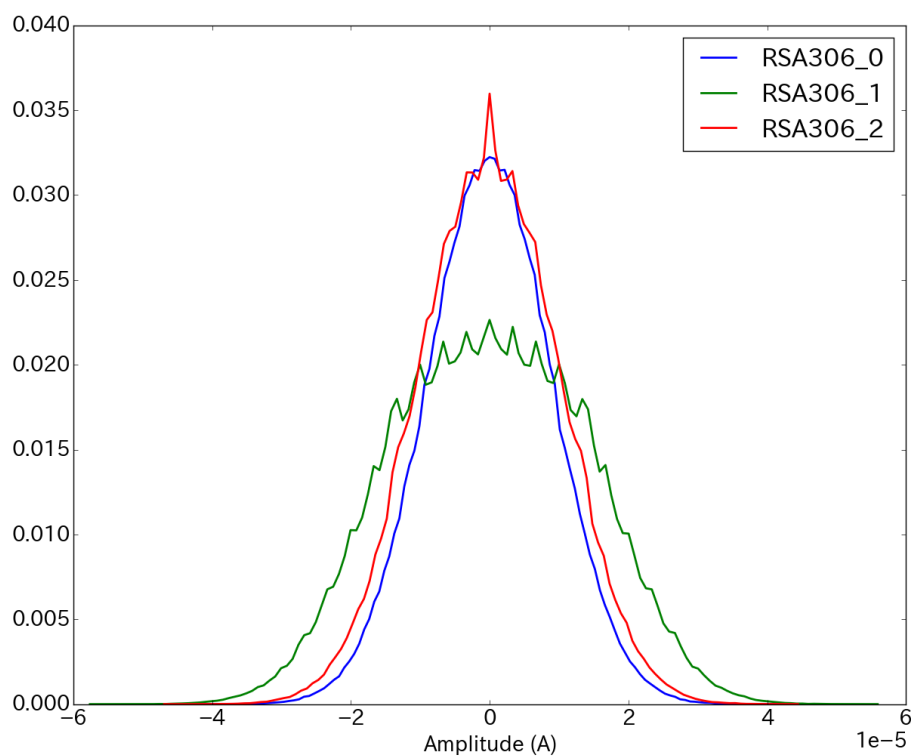


図 4.1.1-19：雑音振幅のヒストグラム

表 4.1.1-3：シグナルジェネレータによる入力信号のパラメータ

項目	値
中心周波数	760MHz
帯域幅	20MHz
送信電力	-70dBm
変調方式	OFDM
通信規格	IEEE 802.11g

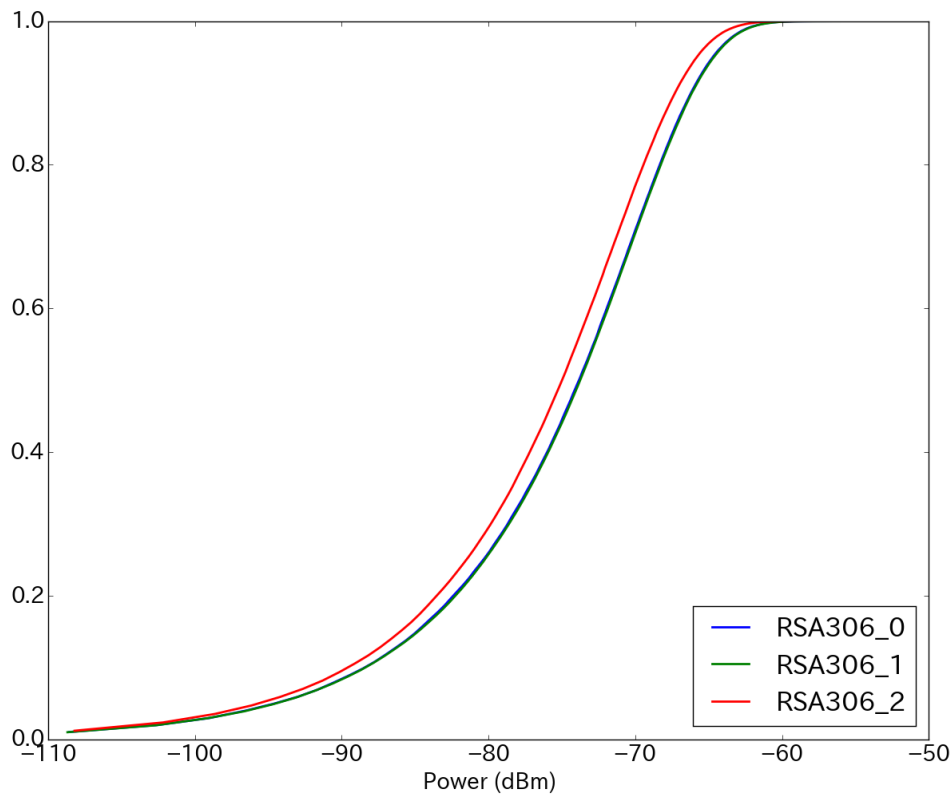


図 4.1.1-20：シグナルジェネレータによる信号の電力の累積分布

#### 4.1.1.5. 実験結果

本実験の結果を示す。今回の実験では特定のトラヒック発生車両からのビーコン情報をもとに電力強度、およびパケットロスを観測しそれらの値をマッピングする形で行った。シナリオ 1 をもとに特定のトラヒック発生車両の電力強度を観測し、各シナリオのパケットロス率と組み合わせることで、車両台数に応じた信頼度をマップとして表記する。なお今回の実験はシナリオごとに 50m～200m の車両間隔の違いを設けて行ったが、実験結果に大きな違いは見られなかったため今回はすべて車両間隔 50m での結果を示す。その理由としては実験コースの大きさが狭く、50～200mほどの差異ではあまり影響がないことや、車両台数の増加に伴って干渉となる信号が多くなることで、観測車両からのビーコンそのものが結果に大きく左右されないことが考えられる。図 4.1.1-21 に今回の実験で取得した 1 秒間におけるビーコン信号の様子を示す。ビーコン信号は 100ms ごとに発生しており、このビーコン情報をもとにマップ化を行っている。

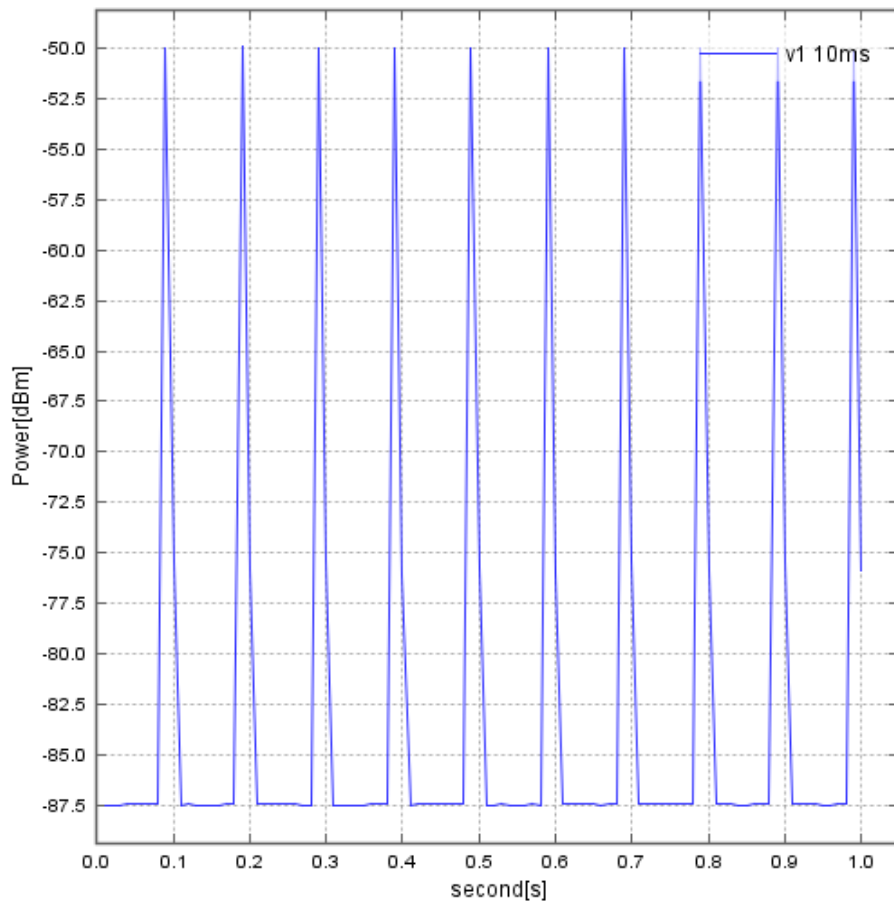


図 4.1.1-21 : 1 秒間でのビーコン信号

図 4.1.1-22 にトラヒック発生車両からの電力強度のマップを示す。トラヒック発生車両の距離に伴い電力強度の低下が見られる。これは信号が距離減衰によって低下したためだと考えられる。

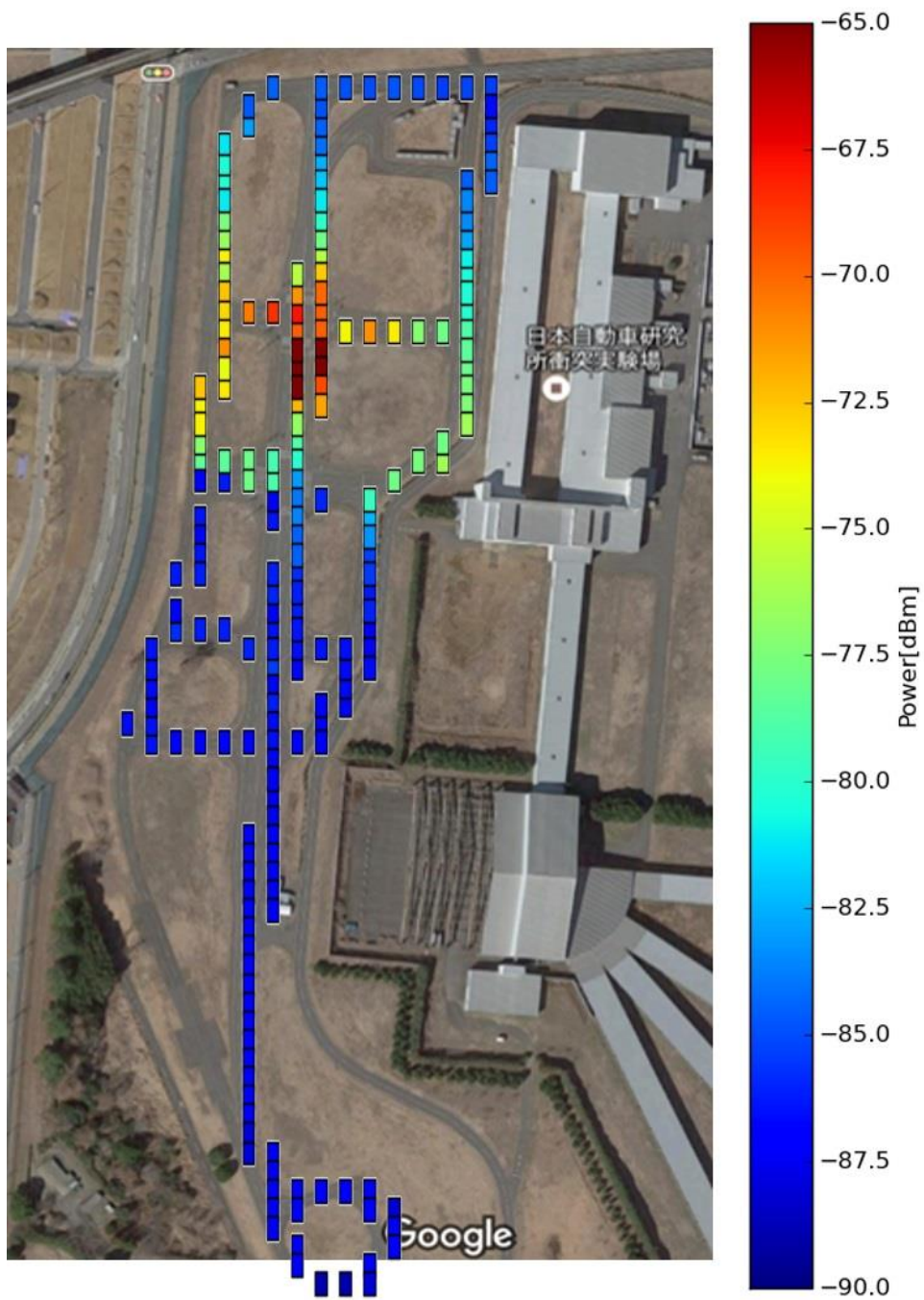


図 4.1.1-22 : シナリオ 1 での受信電力マップ

次にパケットロス率のマップをそれぞれ 1~6 のシナリオごとに記す。

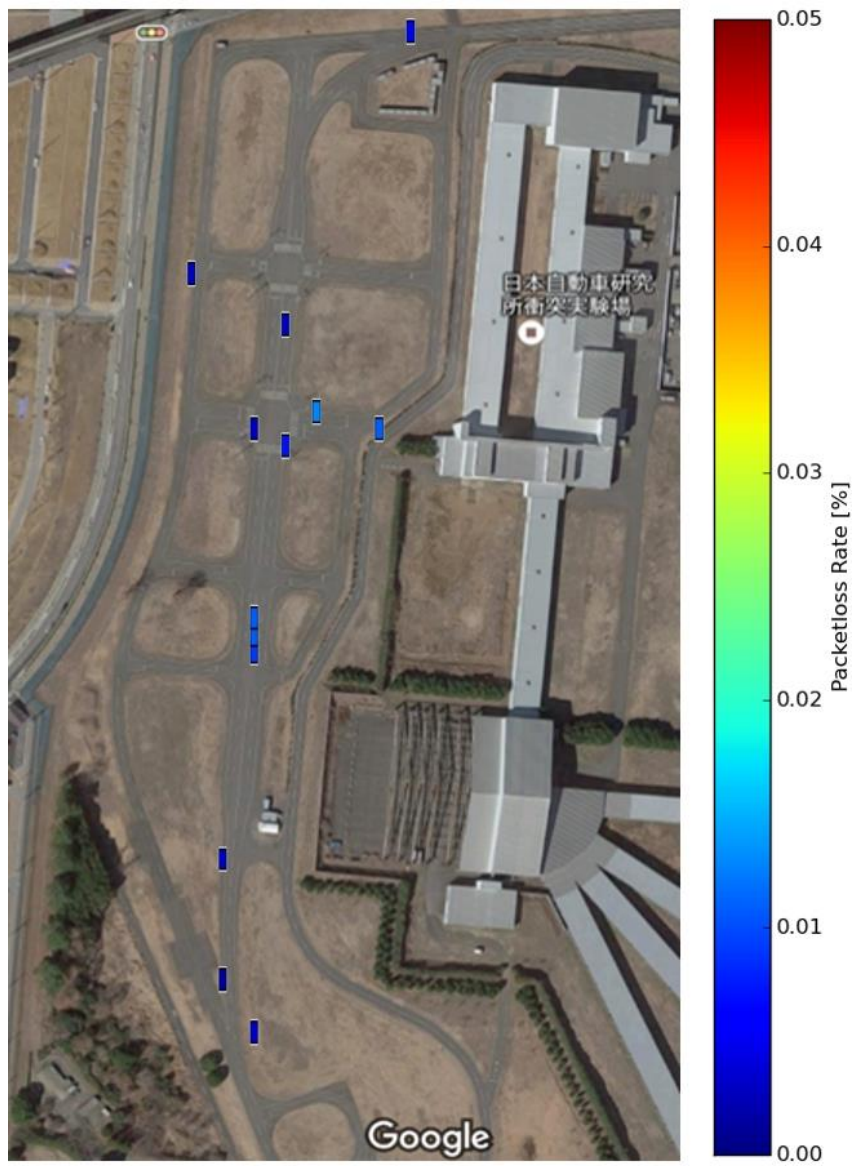


図 4.1.1-23 : シナリオ 1 でのパケットロス率

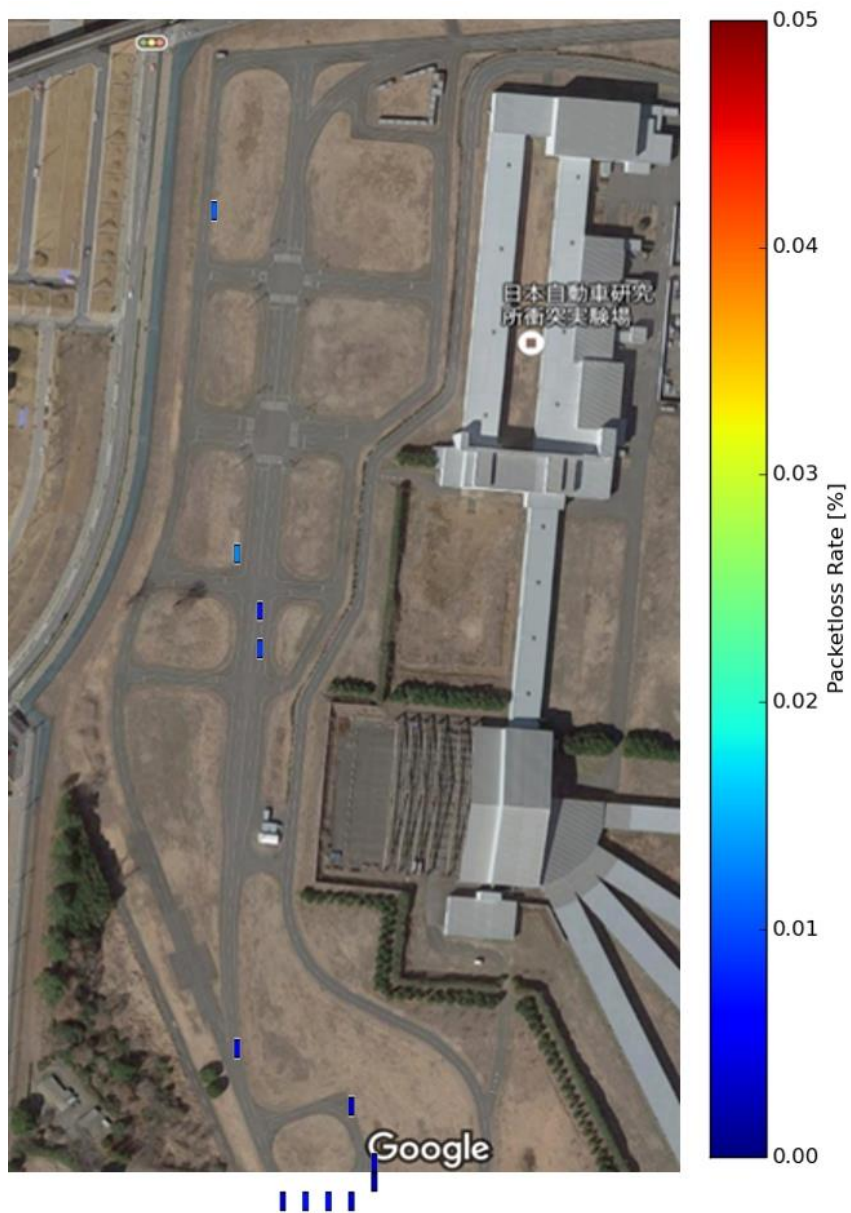


図 4.1.1-24 : シナリオ 2 でのパケットロス率



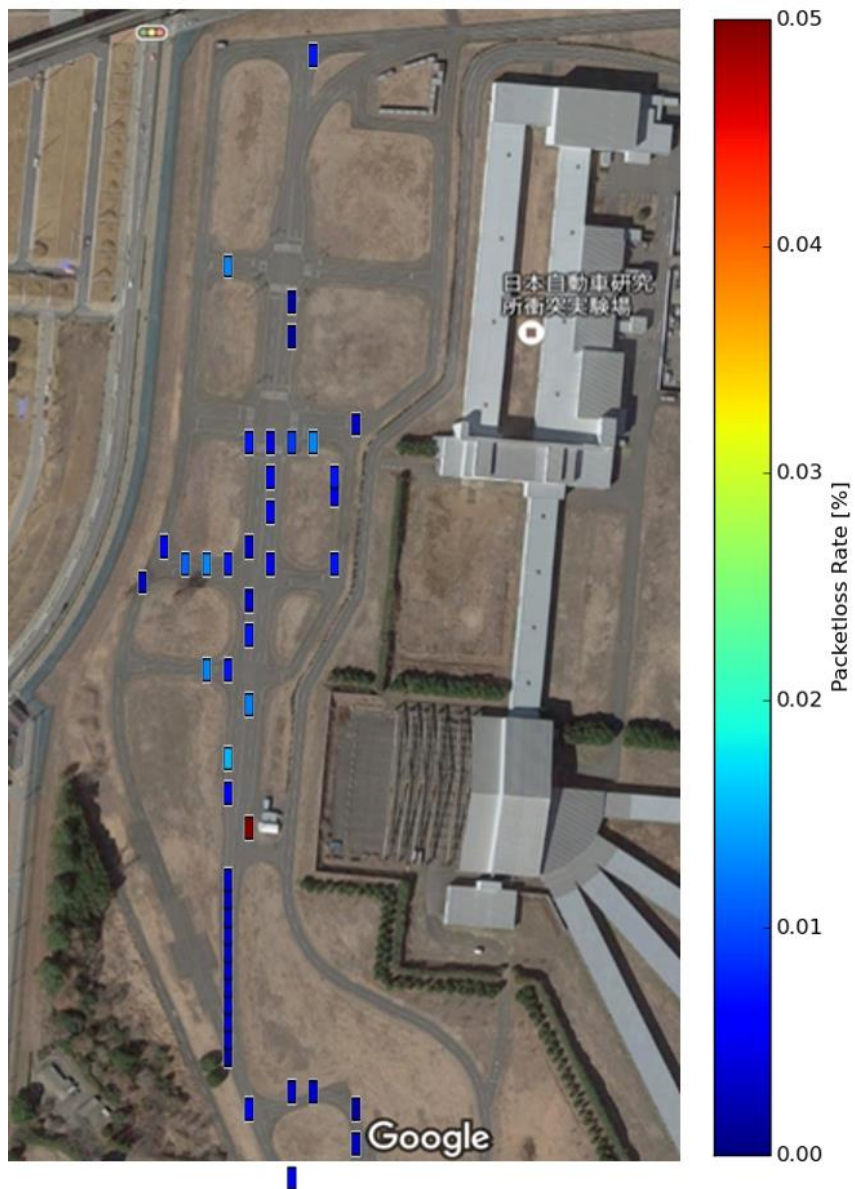


図 4.1.1-25 : シナリオ 3 でのパケットロス率

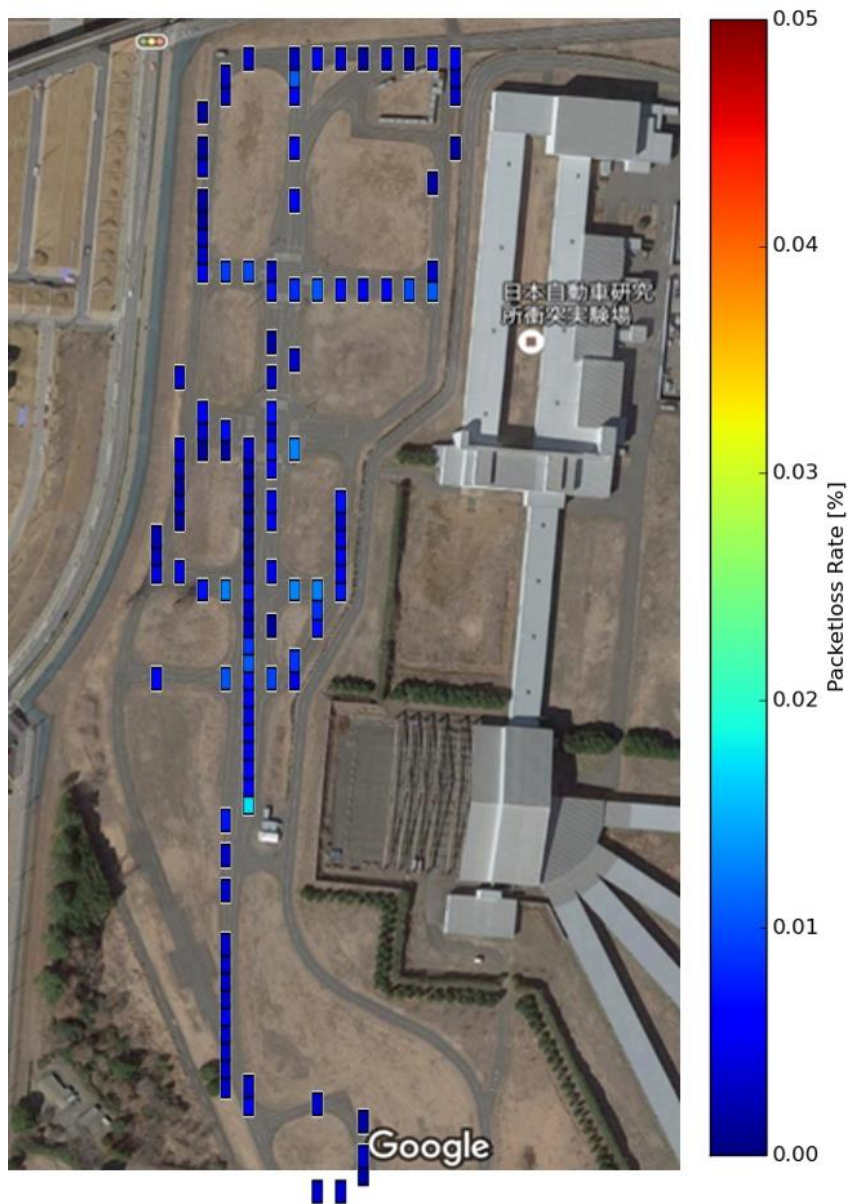


図 4.1.1-26 : シナリオ 4 でのパケットロス率

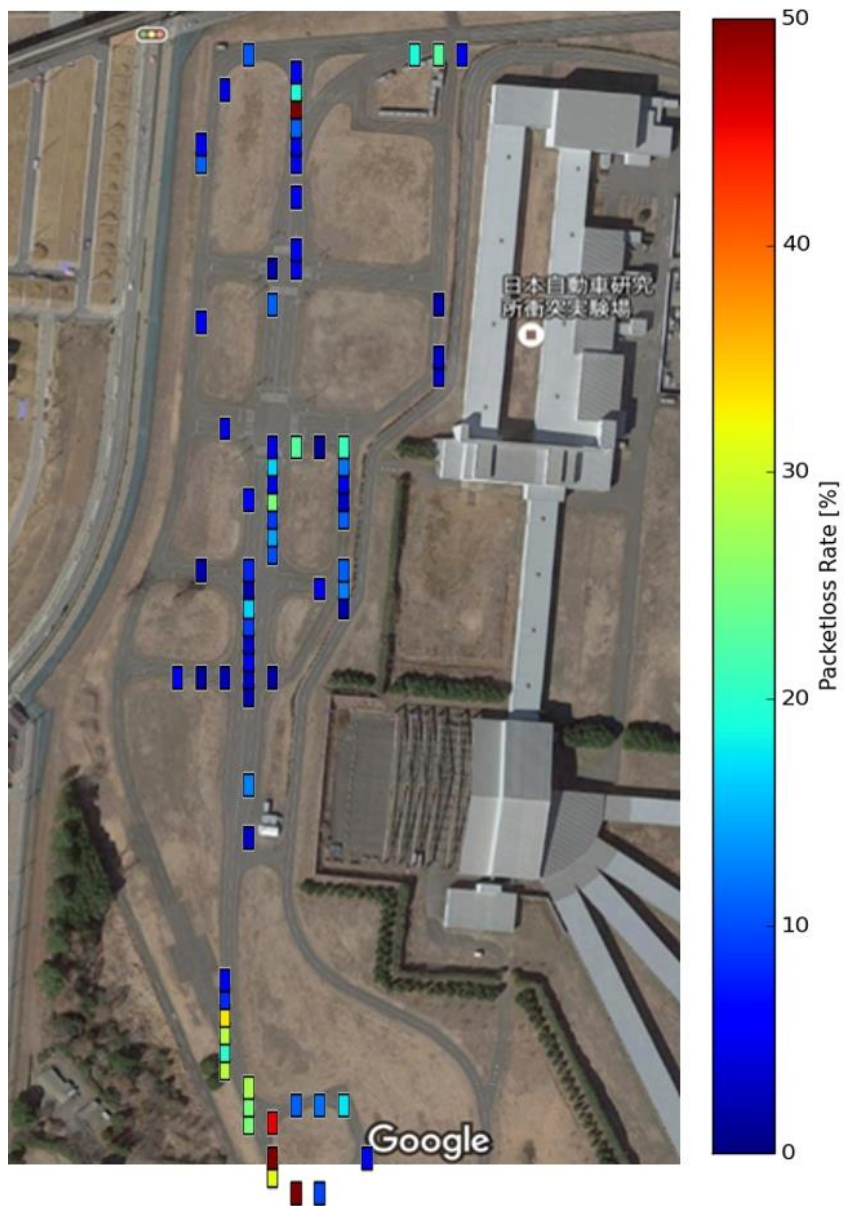


図 4.1.1-27 : シナリオ 5 でのパケットロス率

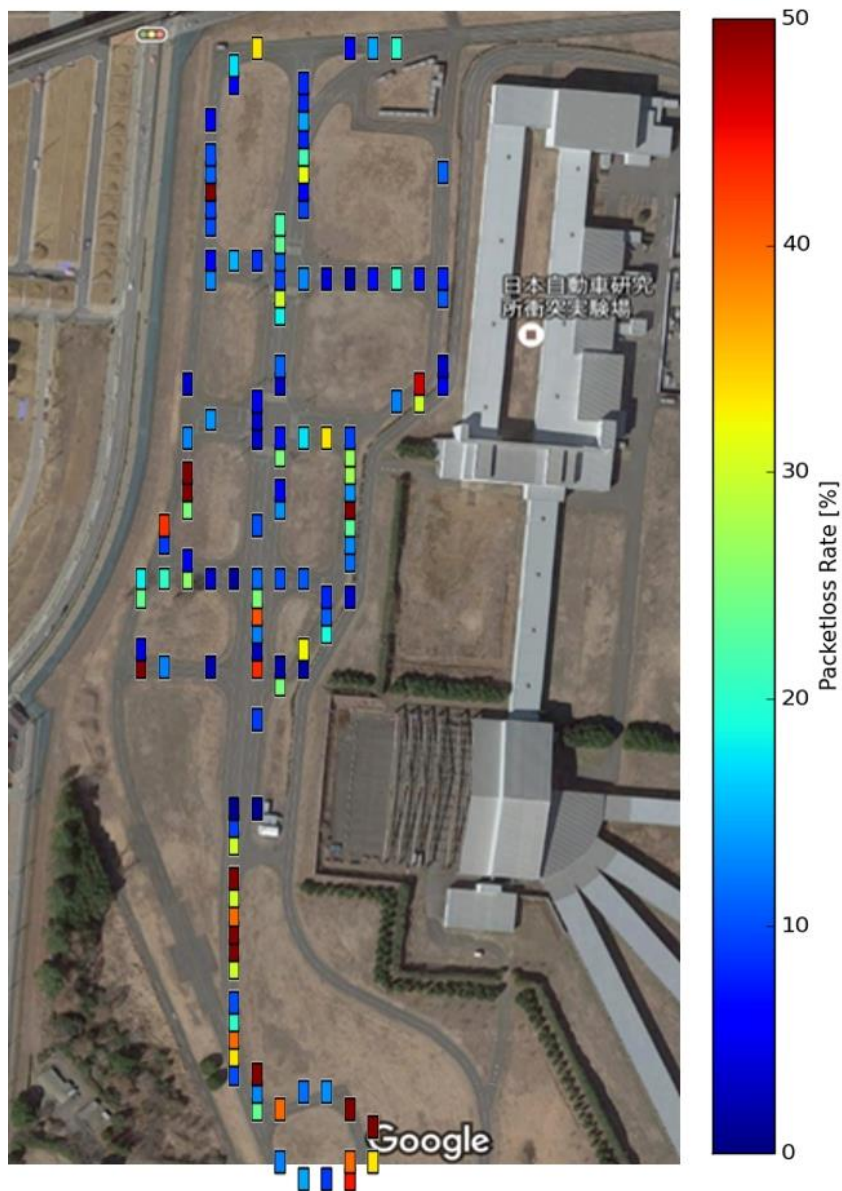


図 4.1.1-28 : シナリオ 6 でのパケットロス率

シナリオ 1 やシナリオ 2 のように低トラフィック環境下では、パケットロス率が低く、またパケットロス発生個所も少なくなっている。逆に車両台数が増加しているシナリオ 3、シナリオ 4 ではパケットロス率に大きな差異はないが、パケットロス発生個所が大幅に増えている。これはトラフィック発生車両の増加に伴って信号の数も増加し、それによる信号同士の干渉が増えるためパケットロス発生する場所も増加するのではないかとと思われる。パケットロス率にあまり差異が見られないのは、マップ全体にパケットロスが一様に発生しているため、確率という部分では違いが生まれなかったのではないかと考える。

一方、シナリオ 5、シナリオ 6 ではパケットロス率がシナリオ 1~4 と比べて非常に高く

なっている。これはこれらシナリオではトラヒック発生車両台数が多い上に、隠れ端末が存在する環境を作っているのでパケットロス率が非常に高くなる。

#### 4.1.1.6. まとめ

本節では自動運転システムにおける通信信頼度、通信効率向上に向けた通信信頼度マップの構築に関する研究成果をまとめた。地形や周辺構造物、車両の混雑などによって変化する通信状況に対応し、それぞれの環境に応じた通信方式を選択することによって所望の通信品質を得られると考えられるが、そのためには周辺環境の事前認識が重要となる。車両が通信していない間に周辺車両からの受信電力値やパケット到達率を観測し、それら情報を位置情報とリンクさせデータベースに蓄積し、通信を行う際にそのデータベースを利用することで所望の通信効率を得るための適切な通信方式を設定できる。今後はそれら観測情報を逐次的に統計化するシステムの構築や、ユースケースを準備し、データベース利用の効果を確認するためのシミュレーションを行う予定である。

## 4.1.2. 分散協調 STBC による高信頼マルチホップ伝送の検討

### 4.1.2.1. 研究背景

自動走行環境においては、各車両が周辺の車両や歩行者、道路といった交通環境を把握する必要があり、そのために無線通信による車車間通信技術の適用が想定されている。高速で走行する車両の交通安全を担保するためには、高信頼かつ低遅延の情報伝送手法が要求される。しかし、車車間通信環境では、車両が高速に移動し、周辺の障害物環境が動的に変化するためマルチパスフェージングが発生し、送受信機間のチャンネルが時間軸・周波数軸上で激しく変動する[4.1.2.1]。また、送受信機間に大型車や建物のような障害物が存在した場合のシャドウイングによる受信電力の低下も想定される。これらのような電波伝搬損失の複雑な変動に加え、信号の受信電力強度は送信源からの距離に対して指数関数的に減衰する性質を有する。遠方に存在する移動端末に情報を伝送する場合、送受信機間の直接通信には限界がある。大電力で送信を行なうことで信頼度の向上が可能であるが、大電力で送信された信号は他の車車間通信端末への干渉を引き起こすため、ネットワーク全体での通信品質低下に繋がる。そのため、このように無数の端末が自律分散的に通信を行ない、セルラのような全体を制御する基地局が存在しない環境では、必要最小限での電力での通信が望ましい。そこで本報告書では、車車間環境を想定し、送受信機間に存在する複数端末を用いた分散協調通信技術による無線通信の高信頼・低遅延化を目指す。

自律分散的に無線通信を行なう環境において低送信電力でありながら信頼度の高いパケット伝送を実現する手法として、データの送信端末から宛先端末の間に存在する端末が中継を行なうマルチホップ伝送が挙げられる。マルチホップ伝送では、距離の近い端末同士が最小限の送信電力で中継を繰り返すことで信頼度の向上が可能である。また、中継端末がデータパケットの情報を取得することも可能であるため、互いに交通情報を把握し合う必要があり、かつ端末が複数存在する車車間通信ではマルチホップ伝送が有効な通信手段と考えられる。マルチホップ伝送では、中継経路のルーティング方法や送信電力設計、中継端末間の送信繰り返し回数といったプロトコルによって細分化される。本報告書では、文献[4.1.2.2]で検討されている STBC(Space Time Block Code)[4.1.2.3]の活用による複数車両協調マルチホップ通信をベースとした高効率な伝送手法を検討する。STBC は、複数の送信アンテナから複数シンボルを複数時間に渡って送信する手法であり、時間軸・空間軸でダイバーシチ効果を得ることができる。各中継端末に一般的な STBC におけるアンテナと同等の役割を与え、ブロードキャスト伝送による情報の冗長化を施すことで本来の STBC に加えて協調ダイバーシチ効果を得ることができ、高信頼な伝送を実現できる。文献[4.1.2.2]では、全ての中継端末がブロードキャスト中継を行なうフラッティング型の手法を検討している。しかし、実際には全ての中継端末が信頼度向上に優位に貢献しているわけではない。車車間ネットワークにおいて自車両と同一方向に送信する車両にパケットを中継伝送する場合、従来手法では対向車線を走

行する周辺車両も中継伝送を行なうことになる。しかし、対向車線は時間とともに目的ノードから離れてしまう他、目的ノードとの高い相対速度による激しいチャンネル変動により、貢献度が低くなってしまうと考えられる。従来手法では、このようなノードもブロードキャストを行なうため、システム全体での消費電力の浪費が課題になっていた。これは、自身の電力資源を浪費する他、同帯域を利用する他の車車間通信システムへの干渉をも引き起こしかねない。このような問題を解決し、消費電力あたりの性能を改善するため、各車両の位置や速度に着目した、簡易で高効率なマルチホップ中継手法を提案する。

#### 4.1.2.2. 分散 STBC-OFDM を用いたマルチホップネットワーク

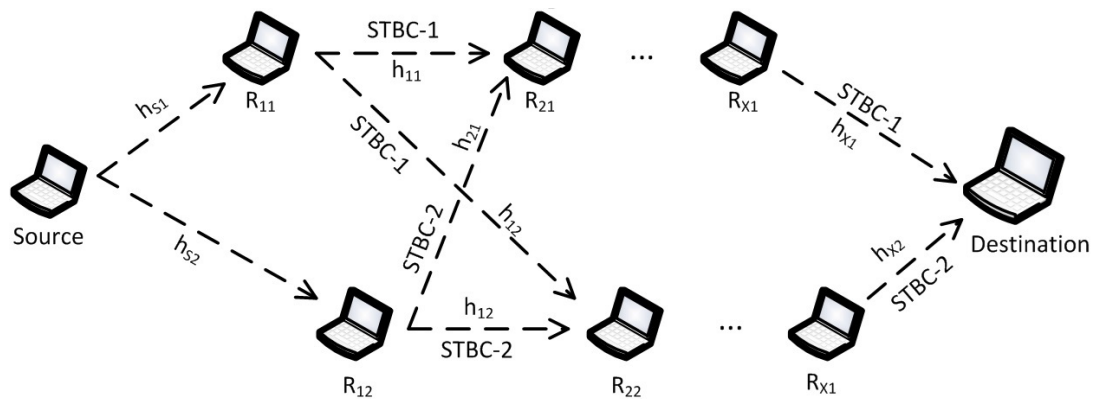


図 4.1.2-1 分散 STBC-OFDM を用いたマルチホップネットワークの概略

本研究では、[4.1.2.1]で提案されている分散 STBC-OFDM を用いたマルチホップネット通信技術をベースに検討を行なう。本手法の概略を図 4.1.2-1 に示す。図において、 $R_{x1}$ および $R_{x2}$ はそれぞれ $x$ 番目のホップにおいて選択される 1 つ目と 2 つ目の中継ノードである。本手法では、各ホップにおいて信号を受信した複数の中継ノードが同じデータパケットを同時に次ホップのノードおよび目的のノードに対して送信する。各端末は送信および受信アンテナを 1 本ずつ備えている。また、周波数選択性チャンネルで STBC を使用するため、STBC と OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)を組み合わせている。OFDM のガードインターバルは遅延拡がりだけでなくリレーノード間の送信タイミングオフセットの影響への耐性を持つ[4.1.2.3]。このような環境で各ノードが STBC 符号化を用い、受信機側で復号することで MRC(Maximum Ratio Combining)に相当するダイバーシチ効果を得ることで、ルーティングを不要とした上で、無線通信をつかさどる 3 つの軸である時間軸・空間軸・周波数軸でダイバーシチ利得を得ることができる。

今、 $j$ 番目のシンボルのための入力信号を $s_j$ 、次のシンボルのための入力信号を $s_{j+1}$ とする。ここで、 $j = 2n$ であり、 $n$ は偶数である。2 つのシンボル $s_j, s_{j+1}$ は符号化され、各ホップにおいて選択された 2 つの中継ノードから同時に送信される。送信 STBC パターンを表 4.1.2-

1に示す。なお、\*は複素共役である。

表 4.1.2-1 STBC パターン

	シンボル $j$	シンボル $j + 1$
ブランチ 1	$s_j$	$s_{j+1}$
ブランチ 2	$-s_{j+1}^*$	$-s_j^*$

本手法では、協調送信のために 1 つの符号化パターンが 1 つのノードに対して割り当てられる。本稿では、ブランチ 1 と 2 をそれぞれ 1 番目と 2 番目の中継ノードに割り当てる。受信機では、信号が受信され異なるパスロスとフェージング変動が組み合わさっている。前のリンクノードによって送信されたビーコンパケットに応じて、送信タイミングと送信周波数を同期する必要がある。簡単のため、1 つの OFDM サブキャリアに焦点を当てる。 $i$  番目の中継ノードまたは 1 番目のリンクの目的ノードにおける 1 番目の受信信号は、以下のよう表わせる。

$$r_{ji} = h_{si}s_j + n_{ji} \quad (4.1.2-1)$$

ここで、 $h_{si}$ はソースノードから $i$ 番目の中継ノードまたは最初の送信の目的ノードへのチャネル利得、 $s_j$ は $j$ 番目のシンボルの送信信号、 $n_{ji}$ は $j$ 番目シンボルの AWGN(Additive White Gaussian Noise)である。本モデルにおいて、 $K$ を各ノードにおけるデータパケットの最大再送回数とする。

データパケットの送信手順を図 4.1.2-2 に示す。目的ノードにおいて誤りが発生した場合やパケットが目的ノードに到達しなかった場合、ソースノードは中継ノードから ACKr(Acknowledgement of relaying)パケットを受信した後にビーコンパケットを送信する。もし中継ノードがビーコンパケットを受信した場合、示されたパケット ID を確認する。もし異なる符号が選択できた場合、中継ノードはデータパケットを同時に送信する。 $j$  番目のシンボルおよび $(j + 1)$  番目の受信信号は次式で表される。

$$r_{ji} = h_{1i}s_j - h_{2i}s_{j+1}^* + n_{ji} \quad (4.1.2-2)$$

$$r_{(j+1)i} = h_{1i}s_{j+1} - h_{2i}s_j^* + n_{(j+1)i} \quad (4.1.2-3)$$

ここで、 $h_{1i}$ および $h_{2i}$ はそれぞれブランチ 1 および 2 の STBC 符号化パターンを送信する 1 番目および 2 番目の中継ノードから $i$ 番目の中継ノードあるいは目的ノードへのチャネル応答である。受信機では、 $j$  番目および $(j + 1)$  番目のシンボルの符号化された信号は以下の式に応じて STBC 復号化される。



$$\tilde{s}_j = h_{1i}^* r_{ji} + h_{2i} r_{(j+1)i}^* = (|h_{1i}|^2 + |h_{2i}|^2) s_j + h_{1i}^* n_{ji} + h_{2i} n_{(j+1)i}^* \quad (4.1.2-4)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{j+1} &= h_{1i}^* r_{(j+1)i} - h_{2i} r_{ji}^* \\ &= (|h_{1i}|^2 + |h_{2i}|^2) s_{j+1} + h_{1i}^* n_{(j+1)i} - h_{2i} n_{ji}^* \end{aligned} \quad (4.1.2-5)$$

ここで、受信したビーコンパケットにおける同期のための事前に決められたビットパターンを用いることによって、中継ノードおよびソースノードと同時に送信するために送信タイミングが同期されている。 $K$ が1よりも大きいとき、 $j$ 番目および $(j+1)$ 番目のシンボルの受信信号は次式から得られる。

$$r_{ji}^{(K)} = h_{si}^{(K)} s_j + \sum_{m \in R_1} h_{mi}^{(K)} s_j - \sum_{m \in R_2} h_{mi}^{(K)} s_{j+1}^* \quad (4.1.2-6)$$

$$r_{(j+1)i}^{(K)} = h_{si}^{(K)} s_{j+1} + \sum_{m \in R_1} h_{mi}^{(K)} s_{j+1} - \sum_{m \in R_2} h_{mi}^{(K)} s_j^* \quad (4.1.2-7)$$

ここで、 $R_1$ および $R_2$ はそれぞれSTBC符号パターン1および2を送信する中継ノードの集合である。これらの式において、簡単のため各AWGNは省略している。受信機では、復号された $j$ 番目および $(j+1)$ 番目のシンボルの信号は以下の式のように導かれる。

$$\tilde{s}_j^{(K)} = \left( \left| h_{si}^{(K)} + \sum_{m \in R_1} h_{mi}^{(K)} \right|^2 + \left| \sum_{m \in R_2} h_{mi}^{(K)} \right|^2 \right) s_j \quad (4.1.2-8)$$

$$\tilde{s}_{j+1}^{(K)} = \left( \left| h_{si}^{(K)} + \sum_{m \in R_1} h_{mi}^{(K)} \right|^2 + \left| \sum_{m \in R_2} h_{mi}^{(K)} \right|^2 \right) s_{j+1} \quad (4.1.2-9)$$

以上より、もし受信機でチャネル応答を正確に推定できる場合、MRCダイバーシチ利得が得られることがわかる。STBCによる協調ダイバーシチを用いることにより、ネットワークダイバーシチ利得が得られる。そして、 $\tilde{s}_j^{(K)}$ および $\tilde{s}_{j+1}^{(K)}$ を復号することができる。

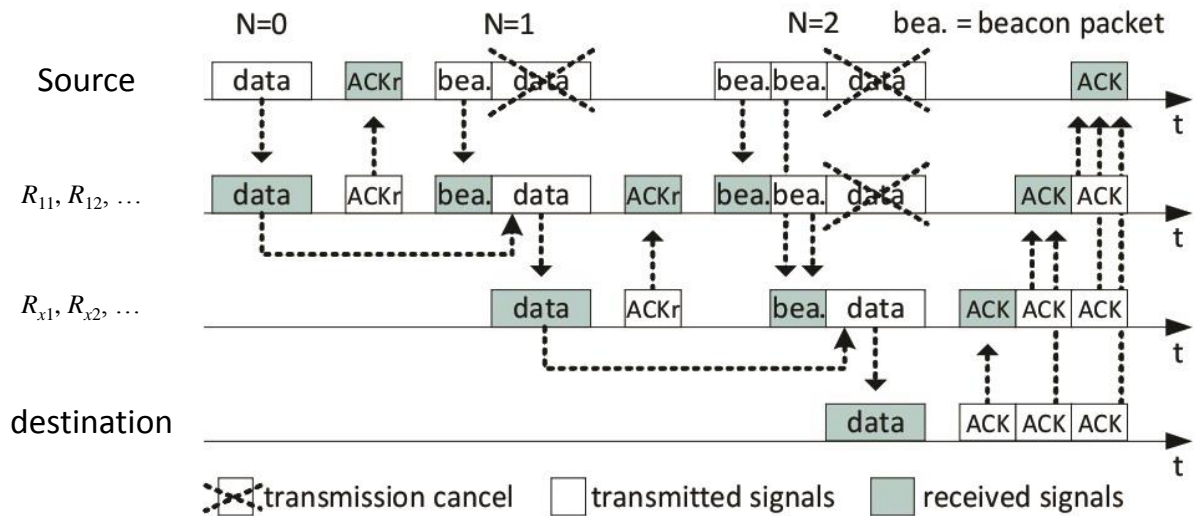


図 4.1.2-2 送信手順( $K=1$  の場合)

#### 4. 1. 2. 3. 提案手法

従来の、全ての中継端末がブロードキャスト中継を行なうフラッティング型の STBC 分散 ARQ 方式について述べた。しかし、実際には全ての中継端末が信頼度向上に優位に貢献しているわけではない。車車間ネットワークにおいて自車両と同一方向に送信する車両にパケットを中継伝送する場合、従来手法では対向車線を走行する周辺車両も中継伝送を行なうことになる。しかし、対向車線は時間とともに目的ノードから離れてしまう他、目的ノードとの高い相対速度による激しいチャンネル変動により、貢献度が低くなってしまふと考えられる。従来手法では、このようなノードもブロードキャストを行なうため、得られる信頼度に対しシステム全体での送信回数が不要に増加している恐れがある。これは、自身の電力資源を浪費する他、同帯域を利用する他の車車間通信システムへの干渉をも引き起こしかねない。このような問題を解決し、消費電力あたりの性能を改善するため、各車両の位置や速度に着目した、簡易で高効率なマルチホップ中継手法を提案する。

提案手法では、ホップごとに中継車両(TVS: Transmit Vehicle Station)とネットワーク全体の制御を行なう車両(MVS: Master Vehicle Station)1 台を選択する。全ての車両は一定の送信電力で通信を行ない、相互に位置情報が把握できるものとする。また、TVS とネットワーク全体の制御を行なう車両 MVS の位置、速度と方向の情報は専用チャンネルにより共有され、これらはエリア内で正確に復調できるものとする。ここで、共有する速度および方向の情報は表 4.1.2-2 に示すようにそれぞれ 2 ビットの情報に変換する。

提案手法では以下の 3 つの制御パケットを仮定する。

- 1) 伝送タイマーの同期とトリガー (SYNT: Synchronize and trigger the transmitting timing of RVSSs)
- 2) SYNT 中継の要求(RTBS: Request to broadcast SYNT)

3) SYNT 中継のクリア(CTBS: Clear to broadcast SYNT)

SYNT パケットは、各ホップにおいて各 TVS の時間同期および送信タイミングのトリガーに使用する。RTBS と CTBS は、現ホップでの MVS を選択し、前ホップでの MVS からネットワーク管理機能を移行するために使用する。提案手法のパケット送信手順を図 4.1.2-3 に示す。ここで、変数  $N$  をデータ送信ための繰り返しステップ数と定義する。また、 $n$  を現在の残りステップ数とする。最初に  $n=N$  とし、 $n$  は送信ステップごとに 1 ずつ減少する。 $n=0$  となったとき、パケットデータの送信が終了する。なお、 $N=0$  のとき、中継を一切行わない、ソース車両-宛先車両間での直接通信を意味する。加えて、各車両(VS: Vehicle Station)が同パケットを繰り返し送信する上限回数は  $K$  とする。

表 4.1.2-2 方向と速度の 2 ビット情報への変換

方向ビット	方向	速度ビット	速度[km/h]
00	北	00	0-60
01	南	01	60-80
10	西	10	80-100
11	東	11	100+

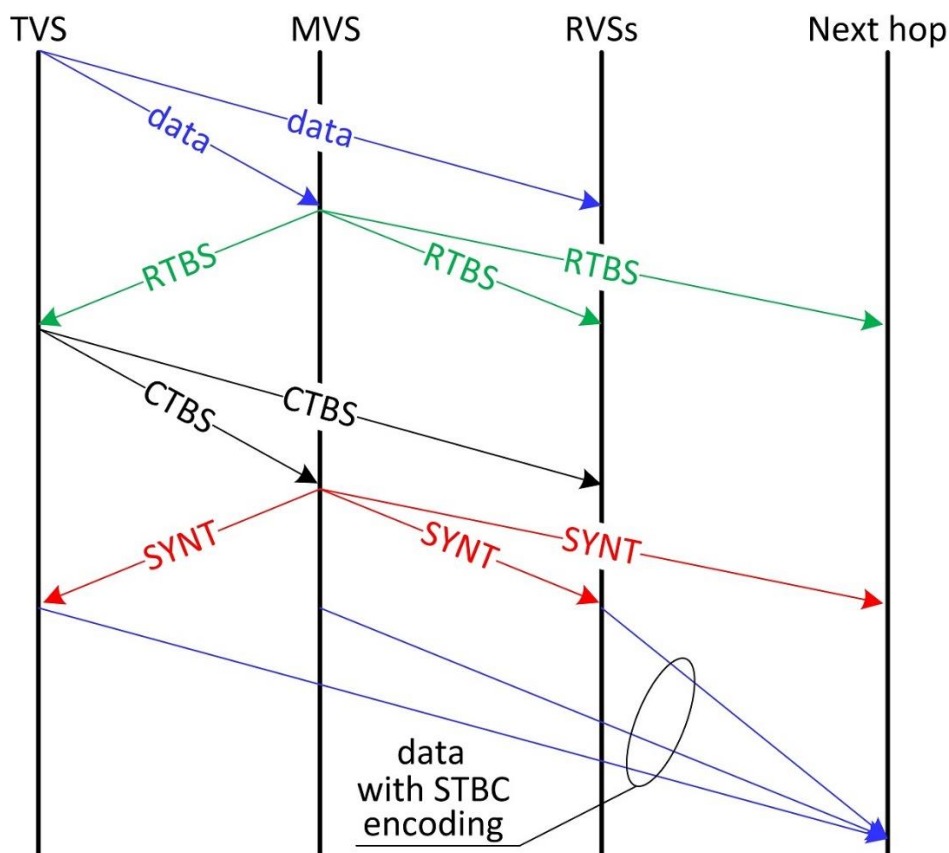


図 4.1.2-3 1 ステップ目での送信手順

## (1) 送信手順

TVSおよびRVSの送信アルゴリズムをそれぞれ図4.1.2-4、図4.1.2-5に示す。なお、MVSの動作も併せて各図中に記している。最初に、TVSはデータパケットを周辺のOVSs(Ordinary Vehicle Station)にブロードキャストする。OVSs側で誤りなくデータパケットが受信された場合、そのOVSはRVSとなり、データ再送の準備を行なう。次に、RVSsは受信パケットよりTVSの位置、速度、移動方向の情報を確認する。なお、本提案手法においてRVSsは直前のホップでTVSが送信したデータパケットのみ処理するものとする。

ネットワーク全体の制御を行なうMVSは、1ホップ内のRVSsから選択される。MVSsの候補には、RVSとTVSの間の距離と相対速度がある基準閾値より小さいものを選択する。ここで、閾値となる相対速度 $V_{thr}$ は想定されるドップラー効果によるキャリア周波数のオフセット量に基づいて設定する。また、距離の閾値 $D_{thr}$ はネットワーク内でVSsの送信可能範囲とする。なお、これらの閾値は各ホップでのMVSsを選択するためにRVSs側のみで使用され、MVSもしくはTVSがSYNTとデータパケットを送信した後は使用しない。なお、TVSの移動方向と反対方向に移動するRVSsをMVSsの候補にしないことでより伝送性能を向上させると考えられるが、距離と速度の差による影響は今後の検討課題とする。

MVSの候補は、提案するタイマーを互いに比較する。このとき、タイマーのカウントが最も短いMVS候補はRTBSパケットを他より先に送信する。また、MVSの候補がTVSから誤りなくCTBSパケットを受信した場合、有効MVSはTVSからMVSとしての役割を通知されることでそのホップ内でのMVSになる。その後、選択されたMVSはホップ内での送信タイミング同期およびトリガー用にSYNTパケットをブロードキャストする。RVSsがSYNTパケットを誤りなく受信したとき、MVSとRVSsは異なる符号化パターンによって符号化されたSTBC信号を同時に伝送する。

次のステップにおいて、前ホップでのMVSは次のMVSを選択するTVSとして振る舞う。ここで、ネットワーク内でのパケット干渉および衝突を回避するため、制御パケットを受信したVSsは信号の送信を停止する。各RVSは、SYNTパケットによって時間と周波数を同期する。また、RVSsの受信位置が異なることによる時間オフセットの影響は、OFDMのガードインターバルで解決する。最後に、全ての条件が正しいとき、STBC符号化されたデータパケットおよびSYNTパケットは $K$ と $N$ に基づいて送信される。異なるSTBCの符号化パターンは各RVSでランダムに選択される。制御パケットは、 $N$ と $K$ 、パケットID、同期信号等を含む。 $K=1$ および $N$ が異なる場合の伝送手順を図4.1.2-6に示す。なお、 $MVS_{m1}$ と $RVS_{nx}$ は $n$ 番目ホップのMVSとRVSs順である。

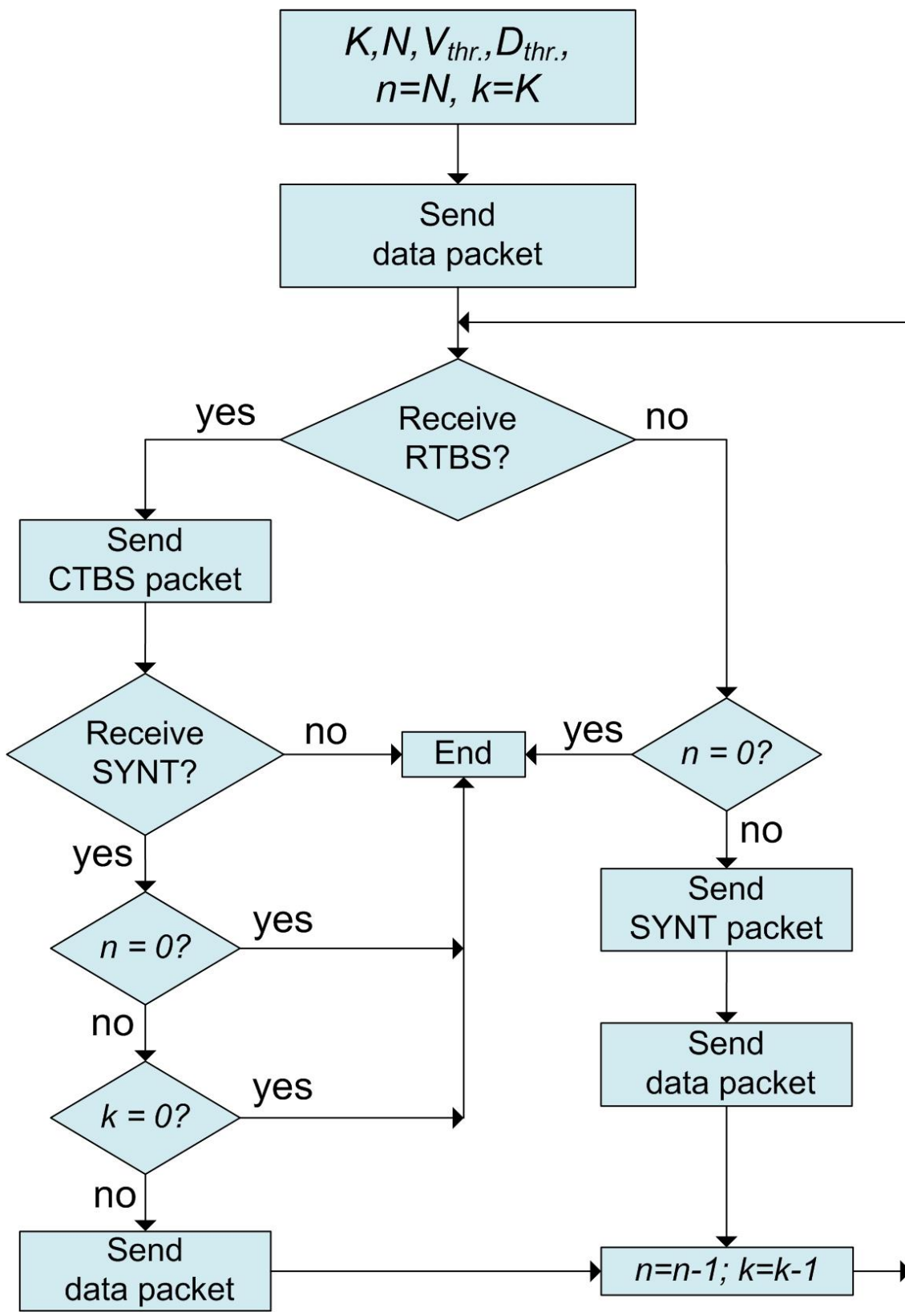


図 4.1.2-4 TVS での送信アルゴリズム



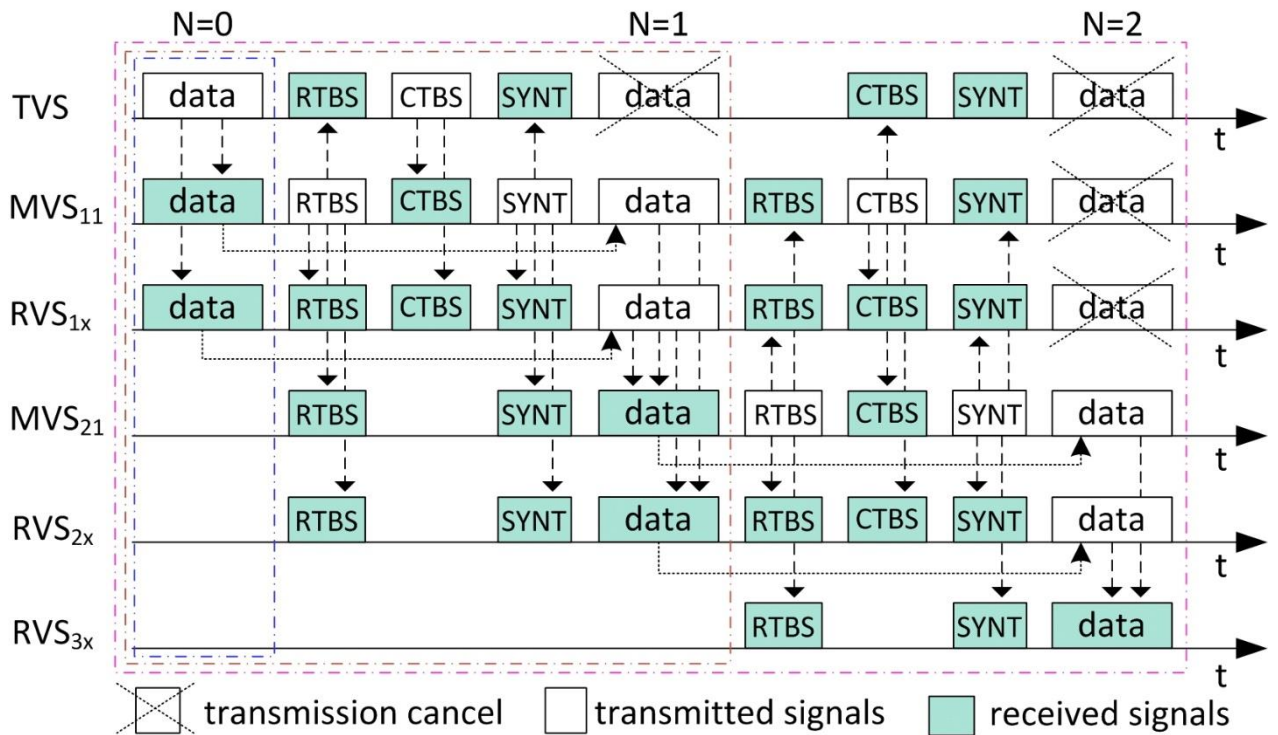


図 4.1.2-6  $K=1$  のときの送信手順

## (2) タイマーと中継ノード選択手順

提案手法での、ホップごとの  $RVS$ s および  $MVS$  の選択手順について述べる。提案手法では、各車両の過去のデータ送信位置、速度、移動方向に基づいてパケット到達度の向上に貢献度の高い車両を優先的にパケットの中継に使用することで1回の送信あたりのネットワークの信頼度向上を目指す。 $RVS$ s は、前ホップの  $TVS$  が送信したデータパケットのみを処理する。 $RVS$ s はパケットが誤りなく受信でき、かつ  $MVS$ s から  $SYNT$  パケットを正しく受信できたとき、データパケットを再中継する。 $MVS$ s の候補は  $RVS$ s の位置、速度、移動方向、および  $AIFS$ (Arbitration Interframe Space)と  $SIFS$ (Short Interframe Space)から式 (4.1.2-10) で定義するタイマーを計算する。この時間は、次のステップでの  $MVS$  を選択するために使用される。

$$T_i = \Delta \times \frac{PRIO[n]}{D_i} \times \frac{(AIFS[n] - SIFS)}{slottime} \quad (4.1.2-10)$$

ここで、 $T_i$ は*i*番目の潜在的な中継ノードのタイマーで、 $\Delta$ はタイマーの正規化要素である。 $PRIO[n] = n + 1$  ( $0 \leq n \leq 3$ ) は異なるアクセスカテゴリ(ACs)の優先度を示し、値が小さいほど高優先度であることを表わす。 $D_i$ は *i*番目の  $MVS$  候補から  $TVS$ 、もしくは現  $MVS$  との距離である。ここで、 $Slottime$  は一スロットの長さである。パケット送信状況をセンシングし、 $AIFS[n]$ 間隔待機した後、1台の車両のみが各 AC に対してデータパケットを送信することができる。ここで、ネットワーク内の他の  $VS$ s からの干渉を防ぐため、

( $T_i < (AIFS[n] - SIFS)$ )とする。 $AIFS[n]$ は以下の式で得られる。

$$AIFS[n] = AIFSN[n] \times slottime + SIFS, \quad (4.1.2-11)$$

ここで、 $AIFSN[n]$ は AIFS の長さである。タイマーおよび MAC 層の動作手順を図 4.1.2-7 に示す。同ホップ内では、TVS もしくは MVS に対して最も時間の長い MVSs のタイマーから終了する。MVS の候補は、その後 RTBS パケットを送信し、TVS もしくは MVS からの CTBS パケットの受信を待機する。しばらくした後、他の MVS の候補のタイマーを一時停止する。ここで、CTBS パケットを受信しなかった MVS の候補は、複数の MVSs の存在を避けるために MVS にならない。ある待機時間が過ぎても SYNT パケットが受信されない場合、他の MVSs の候補は残りのタイマーを作動させる。タイマーが終了すると、他の RTBS パケットは TVS もしくは現 MVS まで送信される。MVS 選択は前のステップと同様である。TVS もしくは現 MVS は、事前に決められた時間の間 RTBS パケットが受信されない場合、SYNT パケットをブロードキャストする。この場合、 $K$  の値は適用されず、データパケットが再伝送される。例として、一番目と二番目の MVS の候補から TVS との距離がそれぞれ  $D_1 = 200[m]$  と  $D_i = 100[m]$  の場合を考える。本研究では、最も優先度が高いデータパケット ( $n = 0, AIFSN[0] = 2$ ) を検討する。式(4.1.2-10)(4.1.2-11)において、一番目と二番目の有効な MVS のタイマーが得られる ( $T_1 = 0.01\Delta[\mu s]$  と  $T_2 = 0.02\Delta[\mu s]$ )。  $\Delta = 500$  とすると、( $T_1 = 5[\mu s]$  と  $T_2 = 10[\mu s]$ )となる。結果として、( $SIFS + T_1$ )の時間待機した後、一番目の MVS の候補が TVS に対し RTBS パケットを二番目より先に送信する。

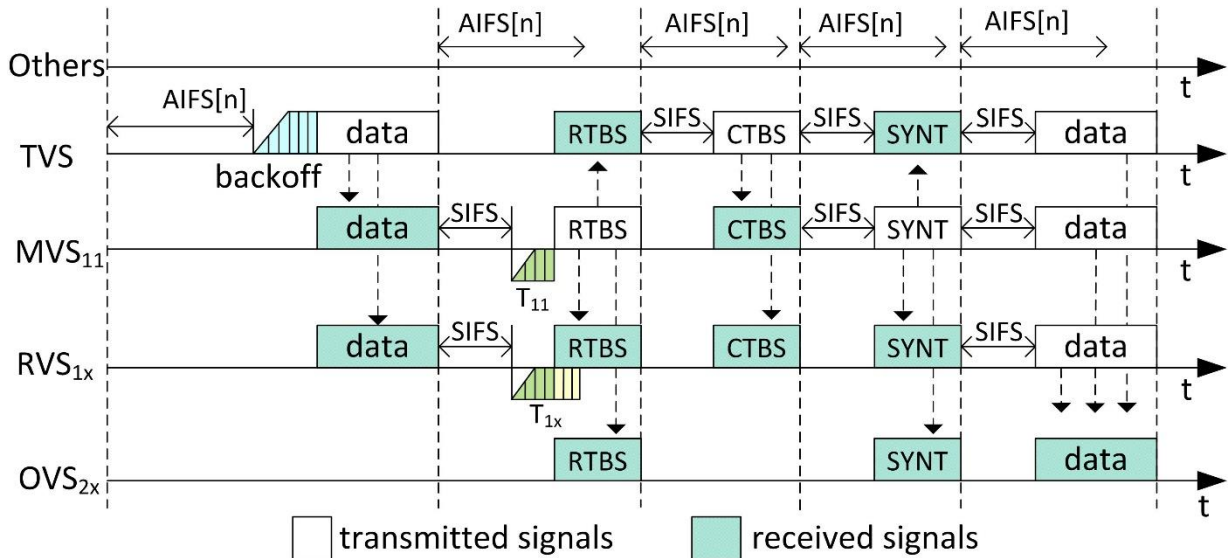


図 4.1.2-7 媒体アクセスのタイミングおよび手順



#### 4.1.2.4. 計算機シミュレーション評価

##### [シミュレーション条件]

図 4.1.2-8 にシミュレーションモデルを示す。本研究では、3 車線の直線的な高速道路上で車両同士が通信を行なう環境を想定して評価を行なった。車間は車線ごとに一定とし、車線 1, 2, 3 の順にそれぞれ 80 [m], 70 [m], 60 [m]とした。また、車の速度は 60-100 [km/h] である。本シミュレーションでは、TVS から 500 [m]離れた場所に位置する受信車両での性能を評価した。また、各車の位置は上記の車間および車速を保った上でランダムに配置した。他のシミュレーション条件を表 4.1.2-3 に示す。比較として、STBC 分散 ARQ と MHVB(Multi-Hop Vehicular Broadcast)を評価した。STBC 分散 ARQ では、事前にルーティングを選択せず、フラッティングによりデータパケットの中継を行なう。そのため、本手法はデータパケットを精度良く目的ノードに送信でき、本研究での提案手法における信頼度の上限值として考えることができる。一方、フラッティング式であることから信頼度への貢献が少ない端末も中継を行なうため、得られる信頼度に対しネットワーク全体での送信回数が多い。

一方、MHVB では1 ホップごとに 1 台のノードのみが中継ノードとして選択されるため、STBC 分散 ARQ 方式で得られるパスダイバーシチが得られない。従来のフラッティング型の STBC 分散 ARQ において、データパケットの伝送はソースノードが ACK パケットを正しく受信するか、再伝送回数が上限値  $N$  に達するまで繰り返される。本シミュレーションでは ACK パケットを使用せず、データと制御パケット伝送はデータパケットの残り繰り返し回数がゼロ ( $n=0$ )になるまで繰り返すものとした。また、他のパラメータは提案手法と同様である。また、RVSs からの送信信号の遅延波は全て OFDM ガードインターバル内に受信されるものと仮定した。STBC の符号パターンは各サブキャリアでランダムに選択されるものとした。

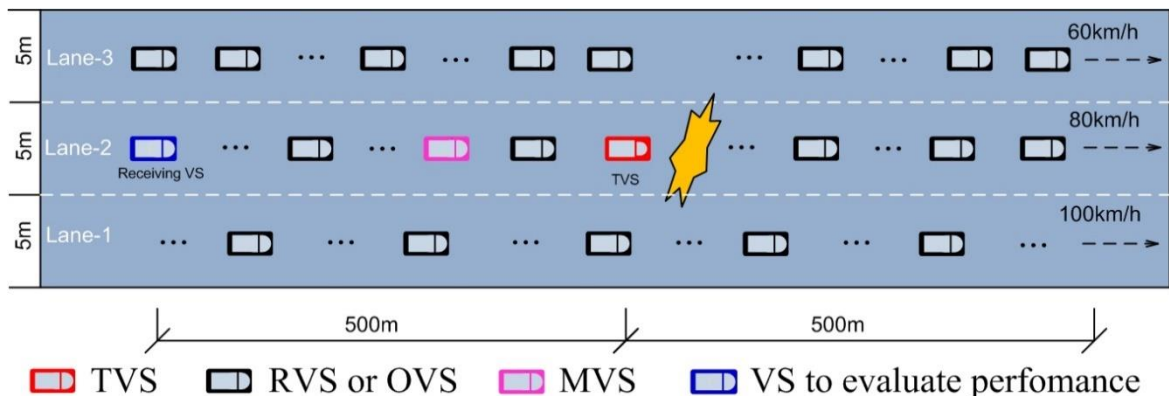


図 4.1.2-8 シミュレーションモデル

表 4.1.2-3 シミュレーション条件

変調方式	OFDM with QPSK
サブキャリア数	52
FFT サイズ	64
ガードインターバル長	16 サンプル
パイロットシンボル数	4 シンボル
データシンボル数	16 シンボル
SYNY, RTBS, CTBS シンボル数	4 シンボル
周波数帯域	760 [MHz]
パスロス係数	1.77
速度閾値	60 [km/h]
距離閾値	500 [m]
参照距離	100 [m]
Rice ファクタ	$K_R=10$
受信機での雑音レベル	-85[dBm]
チャンネル推定	正確
各車両のアンテナ利得	0 [dBi]
アンテナ方向	全方向
正規化要素	500
PRI0[0]	1
AIFS N[0]	2
スロット時間	9 [ $\mu$ s]
送信電力ごとの生成パケット数	500 パケット

## [シミュレーション結果]

まず、VS の送信電力に対するパケットロス特性を図 4.1.2-9 に示す。本シミュレーションにおいて、RVSs は TVS の前に 20 台、TVS と受信 VS 間に 20 台の計 40 台を設置した。また、データパケットの中継伝送回数  $N$  は 0~3 とした。なお、 $N=0$  は TVS - 受信 VS 間の直接通信を意味する。図より、 $N$  が増加することでより精度よくパケットを伝送できることを確認できた。また、例えば MHVB の場合  $N=3$  でパケットロス率  $10^{-2}$  を達成するには送信電力が 22 [dBm] 程度必要である。一方、提案手法は同等の性能を 2 [dBm] 程度の送信電力で実現でき、送信電力を 20 [dB] 程度抑制しても同等の性能を得られることが確認できる。MHVB は、直接通信と比較して精度よくパケット伝送が実現できることがわかる。しかし、先にも述べたように本手法は協調ダイバーシチを得られず、繰り返し回数 3 回であるにも関わらず、繰り返し回数 1 回の提案手法の方が高い性能を実現できる。また、提案手法において  $K=1$  と比較して  $K=2$  の方が高い信頼度を実現できる結果となった。 $K=1$  は各 VS が一度だけデータパケットを送信することを意味する。 $K$  が 1 より大きい場合、データパケットが現ホップの RVSs だけでなく、前ホップの RVSs からも送信される。そのため、 $K$  が大きいほど協調ダイバーシチ利得が得ることができ、このような結果に繋がったと推察される。また、提案手法は  $N$  および  $K$  を増加することで、その特性が上限値であるフラッティング型の STBC 分散 ARQ 方式に漸近することを確認した。

図 4.1.2-10 に、RVSs の数ごとの提案手法の性能を示す。本シミュレーションでは、TVS と受信 VS の間に設置する RVSs の数を 8, 12, 20 とした。RVSs の数が増加すると、データパケットを同時に中継する車両数も増加するため、より高い協調ダイバーシチを得ることができる。そのため、RVSs 数が増加することで信頼度が向上する。次に、図 4.1.2-11 に STBC 符号化を行なう場合と行なわない場合の性能を示す。 $N=3$  について、パケットロス率  $10^{-2}$  を達成する送信電力に着目すると STBC 符号化を行なうことで送信電力特性を 19 [dB] 程度改善でき、高い信頼度を実現できることがわかる。

図 4.1.2-12 に、TVS からの平均伝送パケット数特性を示す。ここでは、SYNT、RTBS と CTBS のパケットをデータパケットの 1/4 とした。また、合計送信ビット数は制御ビットとデータビットの和で表される、これを 1 パケットのサイズで正規化することで送信パケット数を得ることができる。この数を平均化することで評価を行なった。図により、TVS の平均送信パケット数は STBC 分散 ARQ より十分少ないことがわかる。これは、STBC 分散 ARQ において、データパケットと SYNT パケットが TVS から上限なく再送信されるためである。最後に、図 4.1.2-13 にネットワーク全体の平均伝送パケット数の評価結果を示す。データパケットと制御パケットは全ての方向にブロードキャストされる。図 4.1.2-12 の結果と同様、STBC 分散 ARQ では同じパケットの再送回数に上限がないため、平均パケット数が大きく増加する。一方、提案手法では信頼度向上に貢献度の高い RVSs のみを再中継に選択している。そのため、従来手法と比較して送信回数を大幅に抑制できる。ここで、図 4.1.2-10 に示したパケットロス率と図 4.1.2-11, 4.1.2-12 で得られた結果に着目すると、提

案手法はフラッティング型の STBC 分散 ARQ に匹敵する信頼度を達成しつつ、パケットの送信回数を抑制可能であることがわかる。既存の車車間通信環境からもわかるように、実環境では同周波数帯を利用する車群が多数存在し、相互に信号の干渉が発生することが予想される。このような干渉の抑制には、過剰な送信電力の利用や繰り返し中継を行なわないことが重要である。本結果は、提案手法を用いることでネットワーク全体の周波数利用効率を向上できることを意味する。

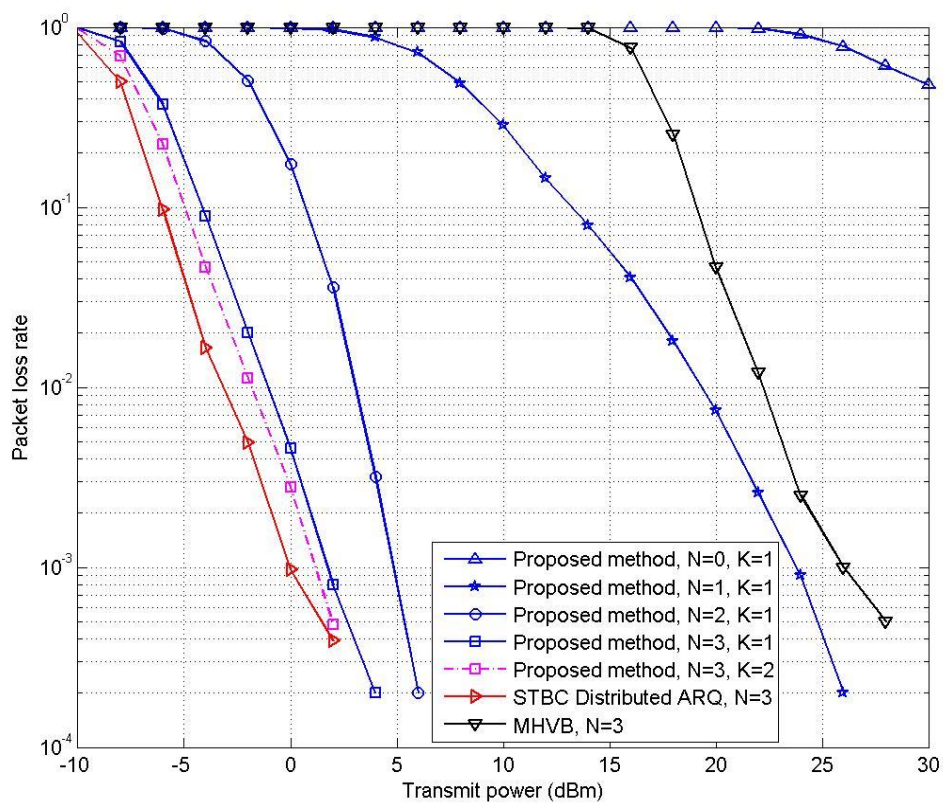


図 4.1.2-9 40RVSs のパケットロス率

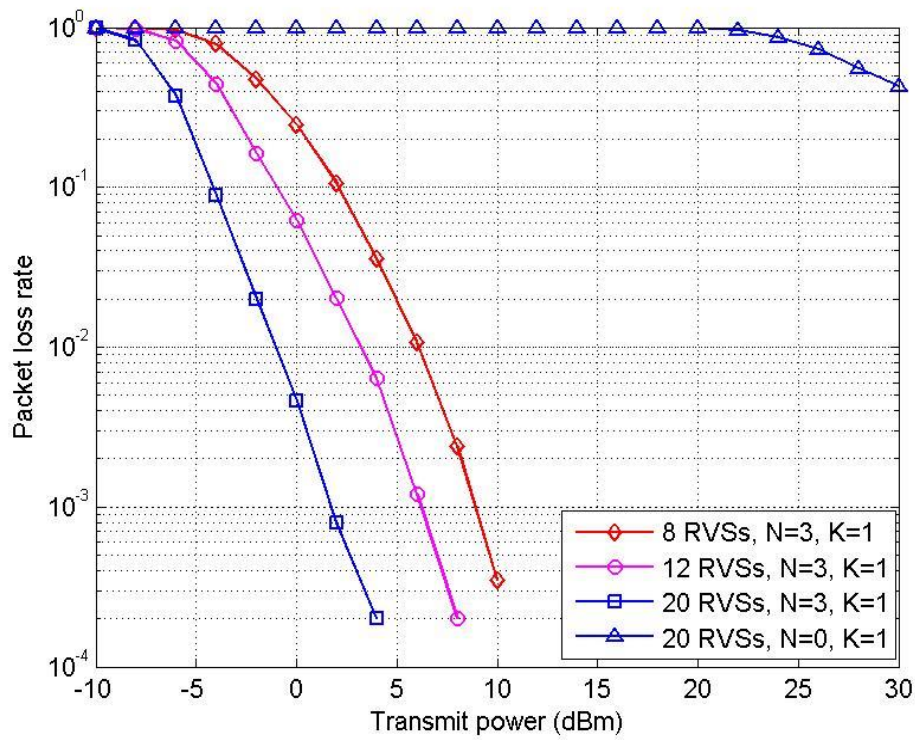


図 4.1.2-10 異なる RVSs の数でのパケットロス率

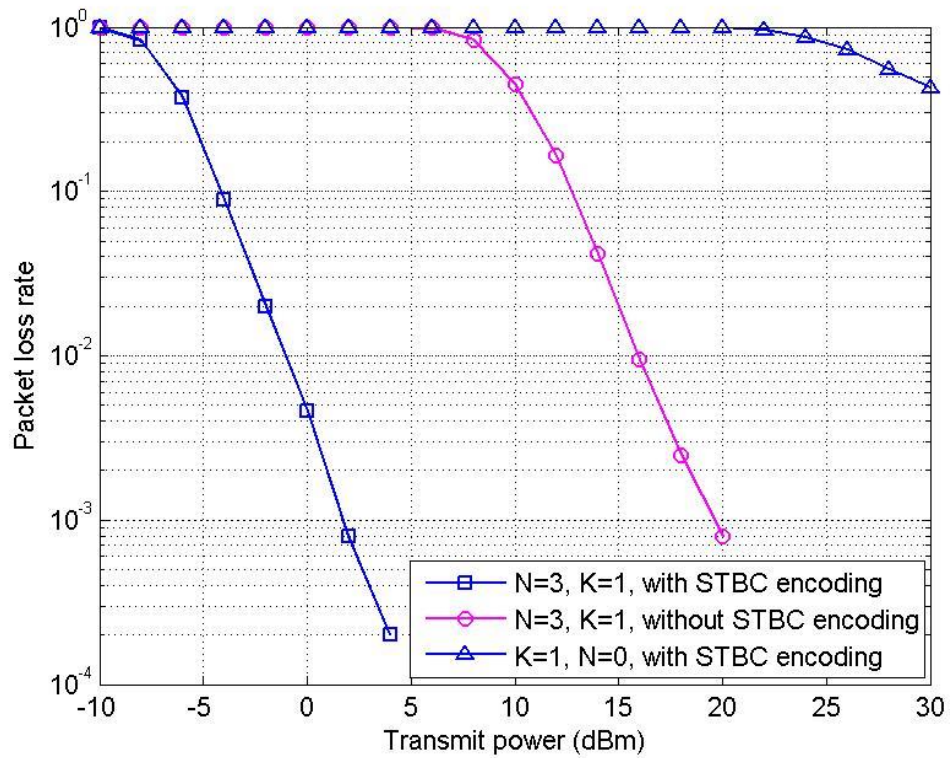


図 4.1.2-11 STBC 符号化のパケットロス率への影響

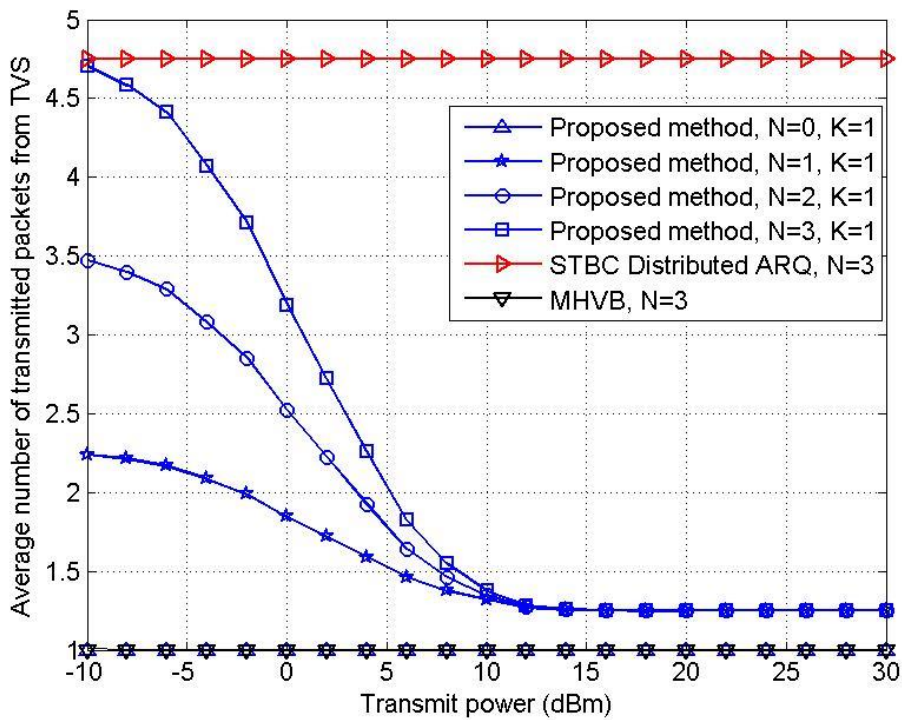


図 4.1.2-12 TVS からの平均伝送パケット数

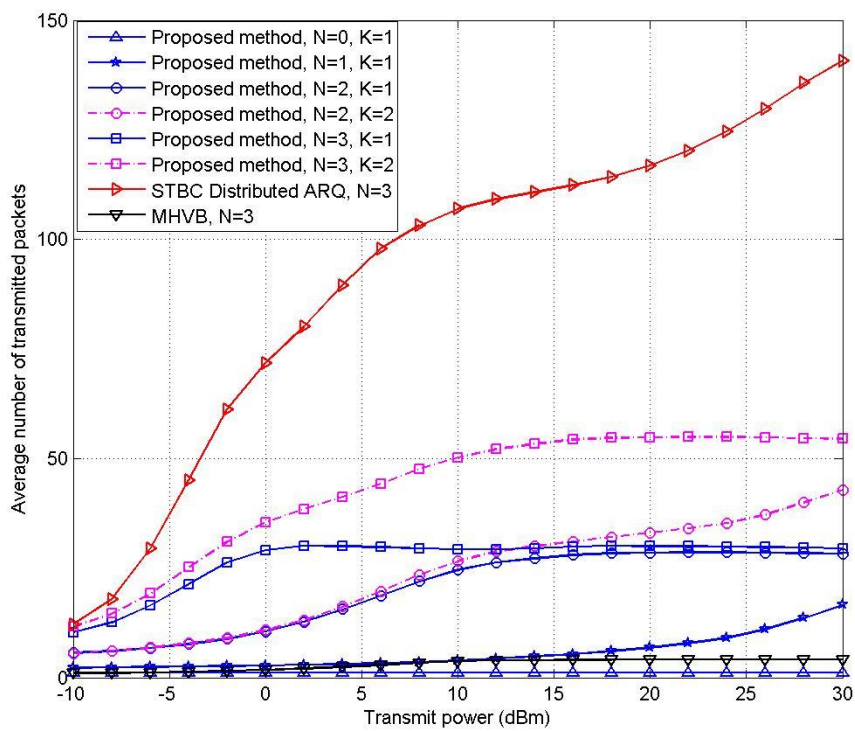


図 4.1.2-13 ネットワーク全体の平均伝送パケット数

#### 4.1.2.5. まとめ

マルチホップ V2V 通信のための、分散 STBC 方式に基づく新しい協調伝送手法を検討した。フラッティング型の STBC 分散 ARQ 方式に匹敵する信頼度を達成しながら周波数利用効率を向上するため、位置、速度、移動方向情報を用いて信頼度向上に貢献度の高い車両を優先的に中継に利用するアルゴリズムを提案した。また、信号間の干渉および衝突を減少させるために、各ホップにおける RVSs のタイマーをトリガーと同期するためにパケット伝送を管理するための MVS を選択するために新しいタイマーを設置した。シミュレーション結果により、提案手法を用いることで冗長な中継伝送を削減しながら従来のフラッティング型の STBC 分散 ARQ に匹敵するパケットロス率特性を達成できることを確認した。今後は、タイマーおよび周波数の同期手法が課題となる。

#### 参考文献

- [4.1.2.1] A. J. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [4.1.2.2] T. Fujii, E. Kojima, Y. Kamiya and Y. Suzuki, "STBC Distributed ARQ scheme for OFDM ad-hoc wireless networks, " *IEICE Trans. on Fundamentals.*, vol.E90-A, pp.1323-1332, July 2007.
- [4.1.2.3] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.16, no.8, pp.1453-1458, March 1998.

## 4.2. 課題 d-1-(2) 複数路側中継器による棲分け型協調中継システムの調査・研究

### 4.2.1. セクタ化受信ペイロード合成中継方式

#### 4.2.1.1. 背景

近年、安全運転支援と自動走行に必要な技術として ITS (Intelligent Transport Systems: 高度道路交通システム) 通信技術に大きな期待が集まっている。ITS の通信技術としては、車両がその位置や速度などの情報を互いに提供する車車間通信と、路側機が車両へ信号状態や道路規制などの情報を提供する路車間通信がこれまでに検討されている。これらの通信は、自動車の安全走行に関わっているため、高い信頼度が要求される。車車間通信では ARIB STD-T109 を始めとして、各車載局は IEEE 802.11p 規格の CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) による自律分散アクセス制御でブロードキャスト通信を行う。しかしながら無線通信では、多重波伝搬によるフェージングや建物によるシャドウイング、隠れ端末問題による干渉などの影響で通信の信頼度が低下する。

そこで車車間通信の品質を改善することを目的として、路側中継器を用いた CSMA/CA 車路車中継アシスト通信方式が提案されている。中継局(Relay Station; RS) は高いアンテナ高を有するため、本中継システムは伝搬損失やフェージングの問題に有効であることが示されている。しかしながら、車路車中継通信には中継局受信時に隠れ端末問題の影響で受信成功率が低下することと、中継によるエアトラヒックの増加により車両収容台数が減少するという2つの問題があった。

車路車中継通信の packets 誤りの主な原因は、隠れ端末による中継局受信時における packets 衝突である。図 4.2.1-1(a) に示すように、中継局で無指向性アンテナを用いて受信すると、packets 衝突のために受信成功率が低下する。これを回避するための方法として、中継局受信時にセクタアンテナを用いるセクタ化中継法が提案されている。図 4.2.1-1(b) のように中継局をセクタ化すれば各道路からの packets を独立に受信可能であり、隠れ端末問題による packets 衝突の影響を回避することができる。これによって中継局での受信成功を大幅に改善し、中継効率を高めることができる。

また、車両台数が多い場合、図 4.2.1-2(a) に示す車車間通信 packets を個々に中継する個別中継ではエアトラヒックが増加し、隠れ端末による packets 衝突確率が高くなって伝送成功率の改善効果が低下する。中継トラヒックの増加を軽減する方法として、packets 合成中継法を提案した。本提案法では  $m$  個の packets ペイロードを結合し、1 packets に再構成して送信することで、ブロードキャストアドレスなど共通のオーバーヘッド時間を節約し、エアタイム占有率を低減することで中継効率を向上できる(図 4.2.1-2(b))。



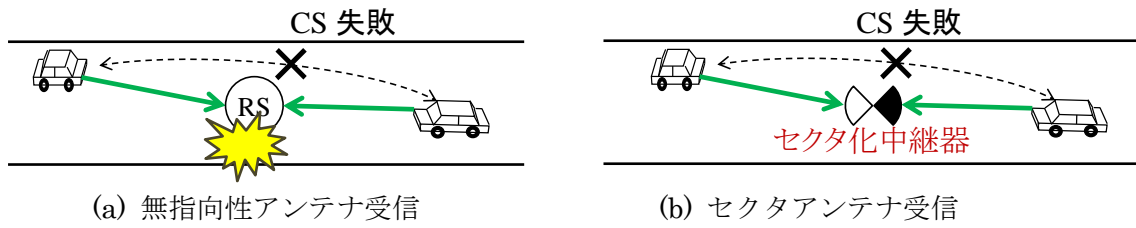


図 4.2.1-1 中継局受信時のパケット衝突

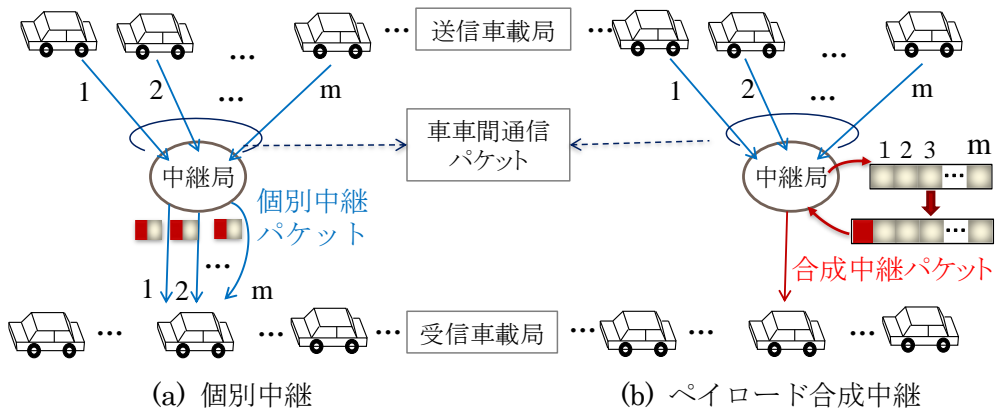


図 4.2.1-2 車車間パケット中継方式

#### 4.2.1.2. セクタ化受信ペイロード合成中継方式

本研究では中継器受信時にセクタ化受信、中継器送信時にパケットペイロード合成中継方式を用いたセクタ化受信ペイロード合成中継方式を検討する。直線道路環境を想定した場合、本中継法では道路方向に向けられた2セクタ受信アンテナを用いる。図 4.2.1-3 に中継処理を示す。各セクタアンテナユニットの受信機では受信したパケットの位置情報を解読し、その受信アンテナが向けられた道路以外からのパケットであると判断した場合、重複を防ぐためこれを除去する。2アンテナで受信されたパケットは共通のパケット受信キューに格納され、パケットペイロード合成処理を行う。合成パケットは無指向性アンテナによりブロードキャスト送信される。

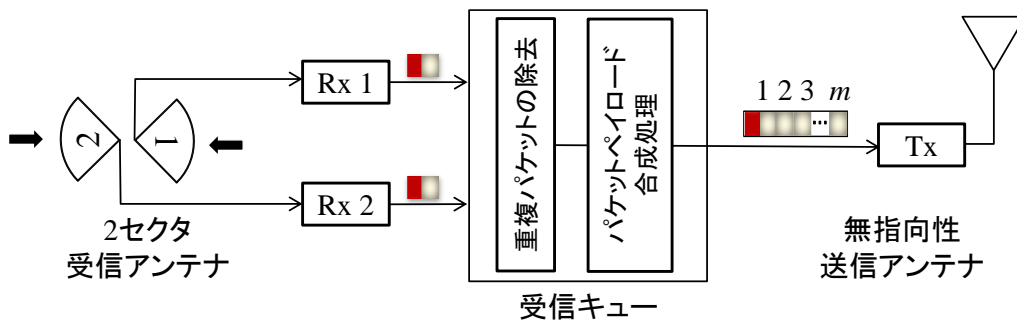


図 4.2.1-3 中継器構成図

セクタ化受信ペイロード合成中継法では車載局を空間分離することで、中継局での隠れ端末問題によるパケット衝突の改善効果および合成中継によるエアタイム占有率の低減効果を得ることができ、中継効率が大幅に改善されることが期待できるが、その効果はセクタアンテナ間の分離度に依存する。以下では、分離度を表すパラメータとして、フロントバック比とフロントサイド比を用い、これらのパラメータを反映した理論検討および計算機シミュレーションによって、分離度が有限なセクタ化受信合成中継法の効果を定量化する。さらに4.2.4では都市内多重波伝搬環境における測定結果から実効的なセクタ間分離度について考察する。

## 4.2.2. 直線状道路に路側中継器1台がある場合の特性

### 4.2.2.1. 背景

中継器にセクタアンテナを用いたセクタ化受信の中継法では互いに隠れ端末の関係となる車載局からの送信波を異なるセクタアンテナで分離して受信することにより、中継器でのパケット衝突が回避される。しかしながら、これまでの検討は見通し外(Non-Line-Of-Sight; NLOS) 伝搬となる交差点環境[4.2.2.1]を想定したシミュレーションによる性能評価であり、より一般的な解析と評価が必要である。

本研究では直線道路を想定した解析モデルを用いて、セクタ化受信を用いた中継アシスト車車間通信のパケット伝送成功率の理論的かつ詳細な性能解析を行う。パケット誤りを引き起こす要因として、熱雑音と隠れ端末の影響による干渉を考え、フェージング環境下でCINR (Carrier to Interference and Noise Ratio) として定量化して解析する。解析の一例として、直線道路上に複数の車載局が配置された環境を想定する。さらに指向性アンテナのフロントバック比(Front-to-Back ratio; F/B)の影響について解析する。

### 4.2.2.2. システムモデルと解析

#### 4.2.2.2.1. システムモデル

安全運転支援車車間通信システムでは各車載局が送信フレーム周期  $T_{\text{frame}}$  で走行情報等を周囲車両にブロードキャストする。ある送信車載局(Transmitting Vehicle Station; TVS)に着目すると、その他の車載局(以降、Interfering Vehicle Station; IVS と呼ぶ)からの送信は、図4.2.2-1に示すようにTVSの送信に干渉を与える可能性がある。同図において  $T_{\text{packet}}$  はデータパケット長を示す。IVSによる衝突はTVSが送信開始する  $T_{\text{packet}}$  以前から送信終了までのIVS送信タイミングで発生する。1台のTVSに対して送信がオーバーラップする干渉車両が1台存在する場合が最も起こりうるケースである[4.2.2.2]。以降ではこのケースについて検討する。

次に図4.2.2-2に示されるように直線道路上に4ノードが配置される、隠れ端末解析モデルを導入する。座標の原点を中継器に設定し、TVS、IVS および受信車載局(Receiving Vehicle Station; RVS)の座標をそれぞれ  $x_T$ 、 $x_I$  および  $x_R$  とする。本解析モデルで中継器は車載局からのパケットを受信復調して再生中継する。RVSは車車間直接通信あるいは

中継通信によって TVS からのデータパケットを受信する。IVS が存在するため、RVS ではパケット衝突が発生する可能性がある。

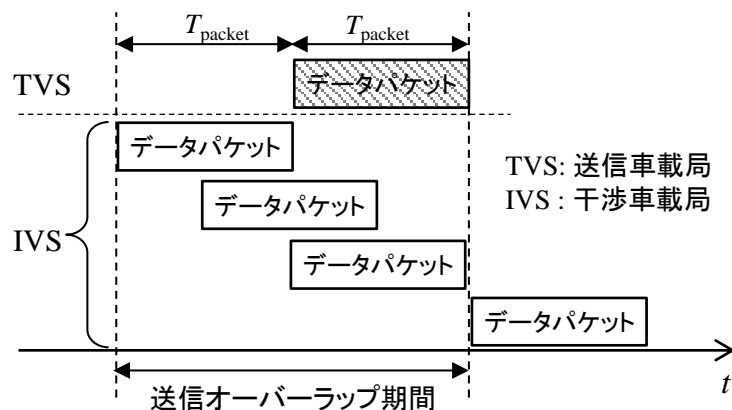


図 4.2.2-1 ブロードキャスト送信でのパケット衝突

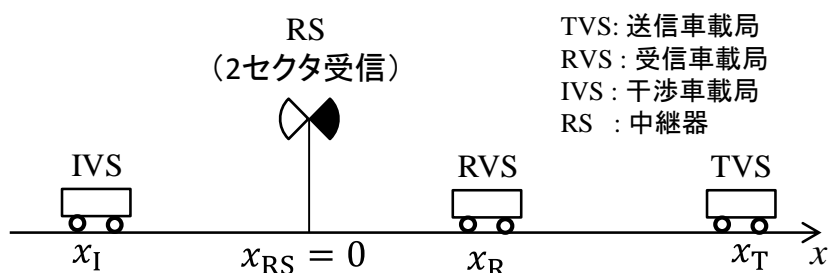


図 4.2.2-2 4 ノード配置モデル

#### 4.2.2.2.2. 解析モデルの仮定

解析モデルではパケット送信は以下の仮定に従う。

- TVS と IVS は同一の送信フレーム周期  $T_{\text{frame}}$  を有し、同じペイロードサイズ (100 byte) を持つパケットをそれぞれブロードキャストする。パケット長  $T_{\text{packet}}$  はフェージングチャンネルのコヒーレント時間に比べ小さい。そのため、キャリアセンスあるいは受信期間中の電力はほぼ一定であると仮定する。
- $T_{\text{frame}}$  は  $T_{\text{packet}}$  に比べ十分に大きい。例えば  $T_{\text{frame}}$  および  $T_{\text{packet}}$  はそれぞれ 100 ms および 0.3 ms 以下である。

以上の仮定に加え、車路車中継アシスト通信では以下の仮定をおく。

- 中継器のアンテナ高は信号機程度 (5~6m) と高く、車載局に対して見通し内(Line-Of-Sight; LOS) 伝搬環境にあると想定する。このとき中継器と車載局は常に互いにキャリアセンスでき、中継パケットと車車間パケットとの衝突は無視できる。

中継アシスト通信でのセクタ化受信中継の効果を比較するため、無指向性受信中継についても考慮する。直線道路環境では中継器は 2 セクタ受信アンテナと無指向性送信アンテナ

をそれぞれ使用する。

#### 4.2.2.2.3. パケット伝送成功率の解析

上記の仮定に基づき、まずは中継なしの直接車車間通信の伝送成功率を導出する。次に無指向性受信中継器を用いた中継アシスト車車間通信の伝送成功率、最後にセクタ化受信中継法の伝送成功率を計算する。

IVS が TVS の送信をキャリアセンス成功する確率を  $p_{T,I}^{CS}$  とする。これはキャリアセンス期間中に検知された電力がキャリアセンス閾値以上になる確率として計算できる。ここで、検知された電力は受信信号電力とそのキャリアセンス期間中の熱雑音電力との和として簡単化して計算する。すなわち、

$$p_{T,I}^{CS} = p(C_{T,I} + N \geq P_{CS}) \quad (4.2.2-1)$$

となる。ここで、 $C_{T,I}$  はレイリーフェージング環境下での TVS から IVS への瞬時受信電力、 $N$  は熱雑音電力であり、いずれもキャリアセンス期間で平均化する。 $P_{CS}$  はキャリアセンス閾値を示す。その確率密度関数は次式で表される。

$$f(C_{T,I}) = \frac{1}{\sigma_{T,I}^2} \cdot \exp\left(-\frac{C_{T,I}}{\sigma_{T,I}^2}\right) \quad (4.2.2-2)$$

同式において  $\sigma_{T,I}^2$  は TVS から IVS への平均受信電力であり、次式で計算される。

$$\sigma_{T,I}^2 = \frac{P_t G_t G_r^{\text{omni}}}{L_{V,V}(d_{T,I})} \quad (4.2.2-3)$$

ここで、 $G_t$  と  $G_r^{\text{omni}}$  はそれぞれ無指向性の送信アンテナと受信アンテナの利得である。 $P_t$  は共通の送信電力を示す。 $L_{V,V}(d_{T,I})$  は車載局間の伝搬損失であり、パスロスモデルと、TVS - IVS 間の距離  $d_{T,I}$  によって決定される。これらによって、式(4.2.2-1)における  $p_{T,I}^{CS}$  は次式で計算できる。

$$p_{T,I}^{CS} = \int_{P_{CS}-N}^{\infty} f(C_{T,I}) \cdot dC_{T,I} = \exp\left(-\frac{P_{CS}-N}{\sigma_{T,I}^2}\right) \quad (4.2.2-4)$$

一般に TVS - IVS 間のチャンネルは対称性を持つため、 $p_{T,I}^{CS}$  は TVS が IVS の送信をキャリアセンスできる確率でもある。

まず、直接車車間通信を考える。IVS が TVS の送信を検知できた場合、自身の送信を待機するため RVS は TVS からのパケットを干渉なしで受信することができる。この場合のパケット伝送成功率を  $p_{T,R}^N$  とすると

$$p_{T,R}^N = p\left(\frac{C_{T,R}}{N} \geq \Gamma_{\text{CNR}}\right) = \exp\left(-\frac{N\Gamma_{\text{CNR}}}{\sigma_{T,R}^2}\right) \quad (4.2.2-5)$$

となる。ここで、 $C_{T,R}$  と  $\sigma_{T,R}^2$  は RVS における TVS からのそれぞれ瞬時受信電力と平均受信電力を示す。 $\Gamma_{\text{CNR}}$  は所要 CNR である。

一方、IVS が TVS の送信を検知できなければ RVS で衝突が発生する。この場合、キャプチャ効果によって TVS からのパケットを受信に成功する可能性がある。その確率を  $p_{T,R}^I$  とすると以下のように計算できる。

$$\begin{aligned}
p_{T,R}^I &= p\left(\frac{C_{T,R}}{C_{I,R} + N} \geq \Gamma_{\text{CINR}}\right) \\
&= \int_0^\infty \left( \int_0^{\Gamma_{\text{CINR}}(C_{I,R} + N)} f(C_{T,R}) dC_{T,R} \right) f(C_{I,R}) dC_{I,R} \\
&= \frac{\sigma_{T,R}^2}{\sigma_{T,R}^2 + \Gamma_{\text{CINR}} \sigma_{I,R}^2} \cdot \exp\left(-\frac{N\Gamma_{\text{CINR}}}{\sigma_{T,R}^2}\right)
\end{aligned} \tag{4.2.2-6}$$

ここで、 $C_{I,R}$  と  $\sigma_{I,R}^2$  は RVS における IVS からのそれぞれ瞬時受信電力と平均受信電力を示す。 $\Gamma_{\text{CINR}}$  は所要 CINR である。そして直接車車間通信の伝送成功率  $p_{V2V}$  は次式のように導出できる。

$$p_{V2V} = p_{T,I}^{\text{CS}} \cdot p_{T,R}^{\text{N}} + (1 - p_{T,I}^{\text{CS}}) \cdot p_{T,R}^I \tag{4.2.2-7}$$

次に無指向性受信中継器を用いた中継アシスト車車間通信について考える。一般に車路車中継することによって経路ダイバーシチ効果が得られ、伝送成功率が向上する。IVS が TVS の送信を検知できた場合、TVS からのパケットが直接受信できなくても、RVS では中継により受信できることがある。これによる伝送成功率の増分は次式で表される。

$$p_{\text{omni,CS success}} = (1 - p_{T,R}^{\text{N}}) \cdot p_{T,RS}^{\text{N}} \cdot p_{RS,R} \tag{4.2.2-8}$$

ここで、 $p_{T,RS}^{\text{N}}$  は TVS から中継器へのパケット伝送成功率であり、 $p_{RS,R}$  は中継器から RVS への伝送成功率である。 $p_{T,RS}^{\text{N}}$  は次式で計算できる。

$$p_{T,RS}^{\text{N}} = p\left(\frac{C_{T,RS}}{N} \geq \Gamma_{\text{CNR}}\right) = \exp\left(-\frac{N\Gamma_{\text{CNR}}}{\sigma_{T,RS}^2}\right) \tag{4.2.2-9}$$

ここで、 $C_{T,RS}$  と  $\sigma_{T,RS}^2$  は中継器における TVS からのそれぞれ瞬時受信電力と平均受信電力を示す。式(4.2.2-3)と同様に  $\sigma_{T,RS}^2$  は次式で求まる。

$$\sigma_{T,RS}^2 = \frac{P_t G_t G_r^{\text{omni}}}{L_{RS,V}(d_{T,RS})} \tag{4.2.2-10}$$

ここで、 $L_{RS,V}(d_{T,RS})$  は TVS と中継器間の伝搬損失であり、パスロスモデルおよび TVS と中継器間の距離  $d_{T,RS}$  で決定される。なお無指向性受信アンテナの利得  $G_r^{\text{omni}}$  は中継器と車載機で同一とした。

一方、IVS が TVS の送信を検知できなかった場合、中継による伝送成功率の増分は次式で計算される。

$$p_{\text{omni,CS failure}} = (1 - p_{T,R}^I) \cdot p_{T,RS}^I \cdot p_{RS,R} \tag{4.2.2-11}$$

ここで、 $p_{T,RS}^I$  は中継器において IVS の干渉下で TVS からのパケットを受信成功する確率を示す。 $p_{T,RS}^I$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} p_{T,RS}^I &= p\left(\frac{C_{T,RS}}{C_{I,RS} + N} \geq \Gamma_{CINR}\right) \\ &= \frac{\sigma_{T,RS}^2}{\sigma_{T,RS}^2 + \Gamma_{CINR}\sigma_{I,RS}^2} \cdot \exp\left(-\frac{N\Gamma_{CINR}}{\sigma_{T,RS}^2}\right) \end{aligned} \quad (4.2.2-12)$$

ただし、 $\sigma_{T,RS}^2$  は中継器における IVS からの平均受信電力であり、式(4.2.2-10)と同様に計算できる。

無指向性受信中継法の伝送成功率は次式で求まる。

$$\begin{aligned} p_{\text{omni}} &= p_{T,I}^{CS} \cdot [p_{T,R}^N + p_{\text{omni,CS success}}] \\ &\quad + (1 - p_{T,I}^{CS}) \cdot [p_{T,R}^I + p_{\text{omni,CS failure}}] \end{aligned} \quad (4.2.2-13)$$

最後に、セクタ化受信中継器を用いた中継アシスト車車間通信について考える。本方式のパケット伝送成功率は以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} p_{\text{dir}} &= p_{T,I}^{CS} \cdot [p_{T,R}^N + p_{\text{dir,CS success}}] \\ &\quad + (1 - p_{T,I}^{CS}) \cdot [p_{T,R}^I + p_{\text{dir,CS failure}}] \end{aligned} \quad (4.2.2-14)$$

ここで、 $p_{\text{dir,CS success}}$  と  $p_{\text{dir,CS failure}}$  は TVS と IVS が互いにそれぞれキャリアセンスに成功、失敗した時の中継による伝送成功率の増分を示し、次式で計算される。

$$\begin{aligned} p_{\text{dir,CS success}} &= (1 - p_{T,R}^N) \cdot p_{T,RS}^{N,\text{dir}} \cdot p_{RS,R} \\ p_{\text{dir,CS failure}} &= (1 - p_{T,R}^I) \cdot p_{T,RS}^{I,\text{dir}} \cdot p_{RS,R} \end{aligned} \quad (4.2.2-15)$$

ただし、 $p_{T,RS}^{N,\text{dir}}$  と  $p_{T,RS}^{I,\text{dir}}$  はセクタ化した中継器において TVS からのそれぞれ IVS 干渉なしと IVS 干渉ありでの伝送成功率を表す。これらは次式で求まる。

$$\begin{aligned} p_{T,RS}^{N,\text{dir}} &= p\left(\frac{C_{T,RS}}{N} \geq \Gamma_{CNR}\right) = \exp\left[-\frac{N\Gamma_{CNR}}{(\sigma_{T,RS}^{\text{dir}})^2}\right] \\ p_{T,RS}^{I,\text{dir}} &= p\left(\frac{C_{T,RS}}{C_{I,RS} + N} \geq \Gamma_{CINR}\right) \\ &= \frac{(\sigma_{T,RS}^{\text{dir}})^2}{(\sigma_{T,RS}^{\text{dir}})^2 + \Gamma_{CINR}(\sigma_{I,RS}^{\text{dir}})^2} \cdot \exp\left[-\frac{N\Gamma_{CINR}}{(\sigma_{T,RS}^{\text{dir}})^2}\right] \end{aligned} \quad (4.2.2-16)$$

ここで、 $(\sigma_{T,RS}^{\text{dir}})^2$  と  $(\sigma_{I,RS}^{\text{dir}})^2$  はそれぞれ TVS と IVS からセクタ化中継器への平均受信電力である。一般に RVS において IVS が隠れ端末になる位置は TVS の反対側にある場合 ( $x_1 < 0$ ) である(図 4.2.2-2)。このような場合、セクタ化受信中継では TVS と IVS からのパケットがそれぞれ異なったセクタアンテナで受信されるため、中継器での衝突が回避できる。しかしながら、実際の指向性アンテナの F/B は有限であるため、TVS からのパケットは IVS からのパケットによる干渉で影響を受ける可能性がある。F/B を  $F_B$  とすると、 $(\sigma_{T,RS}^{\text{dir}})^2$  と  $(\sigma_{I,RS}^{\text{dir}})^2$

は基本的に次式で求まる。

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{T,RS}^{\text{dir}})^2 &\approx \frac{P_t G_t G_r^{\text{dir}}}{L_{RS,V}(d_{T,RS})} \\
 (\sigma_{I,RS}^{\text{dir}})^2 &\approx \frac{P_t G_t \cdot \frac{G_r^{\text{dir}}}{F_B}}{L_{RS,V}(d_{I,RS})}
 \end{aligned}
 \tag{4.2.2-17}$$

ここで、 $G_r^{\text{dir}}$  はセクタ中継受信アンテナの指向性利得である。セクタ化受信中継によって D/U (desired-to-undesired channel ratio) が  $F_B$  だけ増加し、隠れ端末問題の影響が軽減される。式(4.2.2-16) と(4.2.2-17)から、 $p_{T,RS}^{\text{dir}}$  は  $d_{T,RS}$ ,  $d_{I,RS}$  および  $F_B$  に大きく依存することがわかる。

#### 4.2.2.3. 解析結果

各車載局が図 4.2.2-2 のように直線道路上に配置された場合について考える。パケット誤り率(Packet error rate; PER) は 4.2.2.2 節での伝送成功率の理論計算結果から得られる。同時に Scenargie ネットワークシミュレータによる計算機シミュレーションでパケット誤り率を求め理論計算との比較を行う。無線伝送諸元と車車間通信トラヒック条件をそれぞれ表 4.2.2-1 と表 4.2.2-2 に示す。アンテナ高が低い屋外での電波伝搬に適した電波伝搬モデルとして ITU-R P.1411-6 を用いた。フェージングモデルはレイリーフェージングとした。周波数帯は日本で車車間・路車間通信に用いられる 700 MHz 帯とした。各車載局と中継器は IEEE 802.11p 規格による CSMA/CA アクセス制御プロトコルを採用する。

無指向性アンテナの利得は 0 dBi である。中継器に用いた 2 セクタ化アンテナのアンテナユニットの放射指向特性を図 4.2.2-3 に示す。ピーク利得は 6 dBi、F/B は 20 dB であり、実現可能な値である。

表 4.2.2-1 理論計算とシミュレーションの物理層と MAC 層パラメータ

周波数帯 (帯域幅)	700 MHz (10 MHz)
送信電力 $P_t$	18 dBm
パスロスモデル	ITU-R P.1411-6
アクセスプロトコル	IEEE 802.11p (CSMA/CA)
データレート/変調方式	6 Mbps/QPSK
所要 CNR $\Gamma_{\text{CNR}}$	10 dB
所要 CINR $\Gamma_{\text{CINR}}$	10 dB
キャリアセンス閾値 $P_{\text{CS}}$	-82 dBm
コンテンションウィンドウサイズ	63
雑音指数	11.8 dB
車載局アンテナ高	1.5 m

中継器アンテナ高	6 m
無指向性アンテナ利得 $G_t, G_r^{\text{omni}}$	0 dBi
セクタアンテナユニットの ピーク利得 $G_r^{\text{dir}}$	6 dBi
フロントバック比 $F_B$	20 dB

表 4.2.2-2 車車間通信のトラヒック条件

パケットタイプ	ブロードキャストパケット
ペイロードサイズ	100 byte
パケット生起周期	100 ms

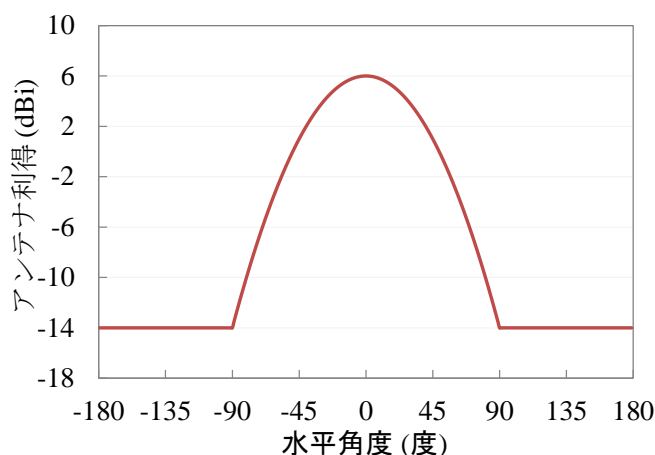


図 4.2.2-3 セクタアンテナユニットの放射指向特性( $F/B = 20\text{dB}$ )

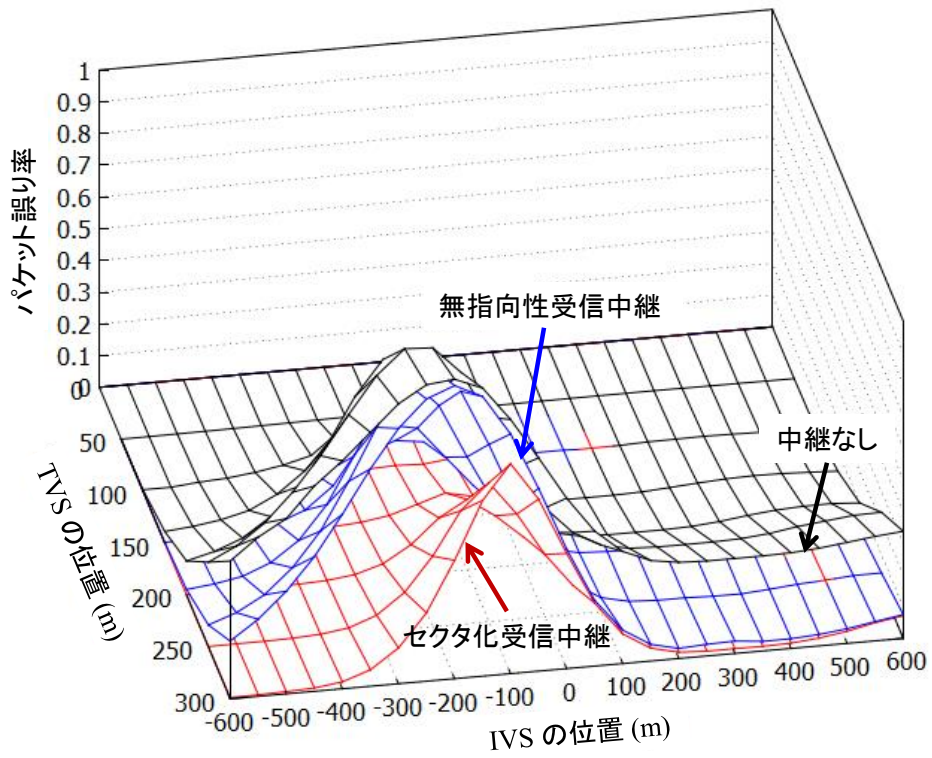
#### 4.2.2.3.1. パケット伝送成功率の解析

まず RVS が中継器と同じ位置( $x_R = 0$ )にある場合を考える。この場合、中継器から RVS へのパケット送信は必ず成功する( $p_{RS,R} = 1$ )と仮定する。TVS は図 4.2.2-2 に示されるように中継器 (および RVS) の右側( $x_T \geq 0$ )に存在するものとする。安全運転支援アプリケーションの場合、通信範囲は事故やハザードなどの状況に運転者が反応できる十分長い距離として最大で 300 m が必要である[4.2.2.3]。そのため、 $x_T$  は 50 m ステップで 0 m から 300 m までとした。各  $x_T$  に対して  $x_I$  は 50 m ステップで -600 m から 600 m までと変化させる。

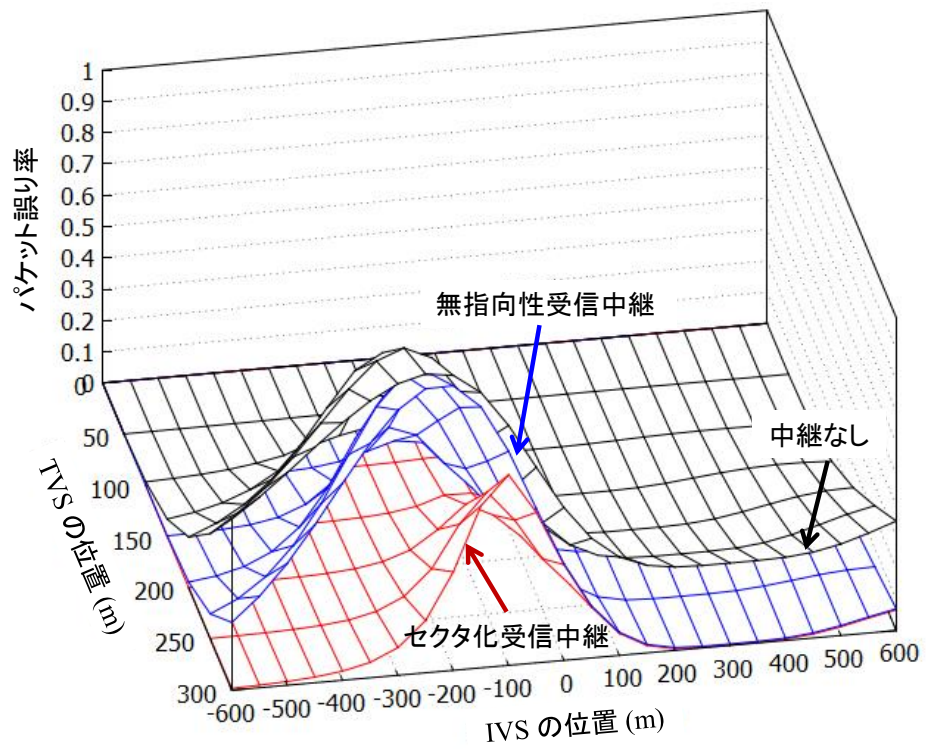
図 4.2.2-4 は直接車車間通信と中継アシスト車車間通信のパケット誤り率の理論計算結果 (図(a)) とシミュレーション結果 (図(b)) を示す。様々な TVS と IVS の位置に対して理論計算結果とシミュレーション結果がよく合っていることが図からわかる。両者の誤差は 5% 以下である。

同図から、直接車車間通信と中継アシスト車車間通信ではパケット誤り率の高い IVS の範囲が存在する。これを「隠れ端末エリア」と呼ぶ。「隠れ端末エリア」は IVS が TVS の





(a) 理論計算



(b) シミュレーション

図 4.2.2-4 パケット誤り率( $x_R = 0$  m)

送信を検知する確率が小さいエリアであり、図では TVS の座標は正の領域なので、座標の負の領域（中継器の左側）に「隠れ端末エリア」がある。

無指向性受信中継では中継器での受信 D/U は改善されないため隠れ端末問題の影響範囲（隠れ端末エリア）が広く、パケット誤り率の最大値は 90% と高い。一方、セクタ化受信中継では RS 受信時の D/U を大きく改善でき(式(4.2.2-17))、これによって「隠れ端末エリア」が狭くなり、中継アシスト効果によってパケット誤りを広い範囲で低減できる。

IVS が TVS と同じ中継器の右側にある( $x_I > 0$ ) 場合、IVS-TV S 間のキャリアセンス成功確率が高いので隠れ端末の影響が少ない。一般に  $x_T$  が大きいと受信電力が低下しパケット誤りが頻繁に発生する。 $x_T$  が 300 m の時、直接車車間通信ではあらゆる IVS の位置に対してパケット誤り率が 30% 以上であるが、中継アシスト通信では 10% 以下にできる。この時、誤り率の改善効果は中継アシストによる経路ダイバーシチ効果によるものである。高いアンテナ高を持つ中継器は車車間通信に比べて距離減衰による損失が少ないため経路ダイバーシチ効果が特に高いと考えられる。

次に RVS が中継器の右側 100 m の位置( $x_R = 100$  m)、TVS が-200 m の位置にある場合について考える。その場合のパケット誤り率を図 4.2.2-5 に示す。中継器は送信局と受信局の間に位置し、TVS からのパケットを RVS に転送中継する。TVS と中継器間、および中継器と RVS 間の距離が TVS-RVS 間に比べていずれも短いいため、中継アシストではパケット伝送成功率が高い。さらにセクタ化受信を用いた場合、図 4.2.2-4 で説明したように、「隠れ端末エリア」が狭くなり、パケット誤り率が大幅に改善される。

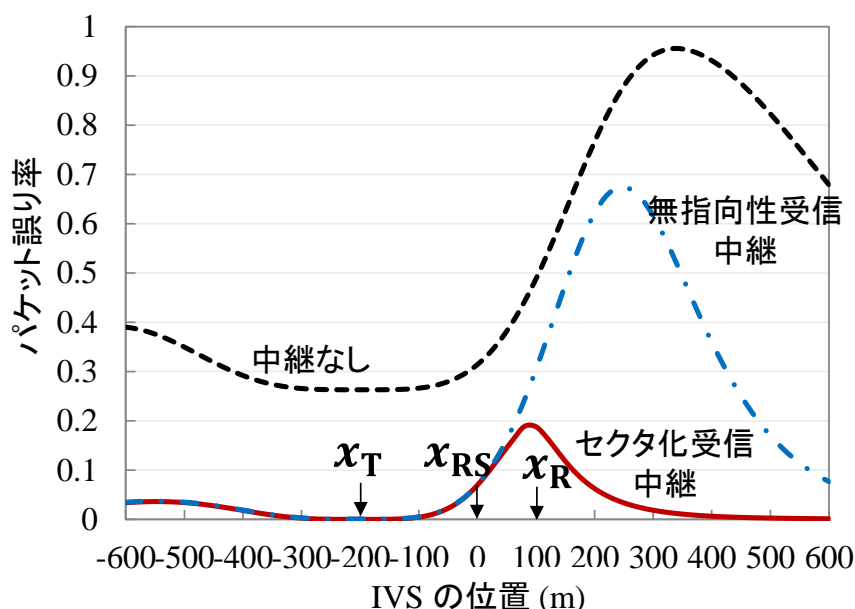


図 4.2.2-5 パケット誤り率( $x_R = 100$  m,  $x_T = -200$  m)

次に TVS が 400 m の位置にある場合について考える。その場合の packet 誤り率を図 4.2.2-6 に示す。無指向性受信中継では「隠れ端末エリア」が広く直接車車間通信と比べほぼ変わらない。IVS の位置は -100 m 付近で packet 誤りが最も多く発生し、誤り率が 95% を超える。この場合、TVS と中継器間の距離が長いいため、IVS による干渉の影響が大きい。セクタ化受信中継法ではその影響が軽減され、隠れ端末エリアが他の方式に比べ狭くできる。しかしながら誤り率の最大値は IVS が -50 m 付近で 90% 程度に達する。これは IVS が中継器に近く、与える干渉電力が非常に大きいため、セクタ受信アンテナの F/B の限界により干渉波が分離できないからだと考えられる。

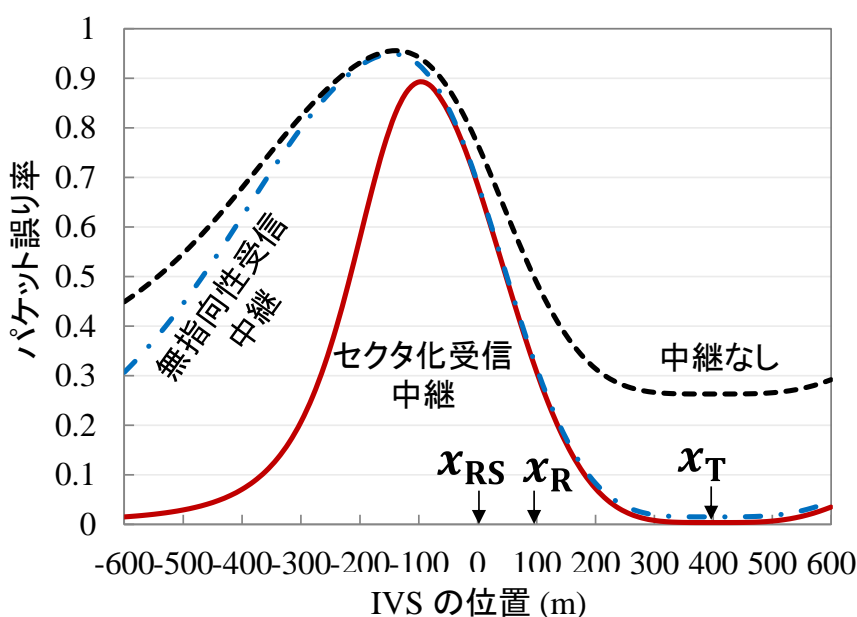


図 4.2.2-6 パケット誤り率 ( $x_R = 100$  m,  $x_T = 400$  m)

#### 4.2.2.3.2. フロントバック比の影響

セクタ化受信中継を用いた中継アシスト車車間通信ではアンテナの F/B により干渉電力を低減することで隠れ端末問題を緩和するため、その改善効果は F/B に強く依存する。図 4.2.2-7 に F/B を変化させた場合の packet 誤り率を示す。F/B が大きくなるにつれて「隠れ端末エリア」が狭くなることからわかる。F/B が無限大の理想的なアンテナを考えると、IVS が中継器の左側 ( $x_I < 0$ ) にある場合、TVS からの送信は誤りなく受信できる。これは IVS からの信号が完全に分離されるためである。このとき「隠れ端末エリア」は送信局と干渉局がともに存在する中継器の右側の一部のみが発生する。これはセクタ化による分離効果がない領域である。そこでの packet 誤り率の最大値は 23% 程度であり、安全運転支援用途のように受信機会が複数回ある場合は大きな問題ではないと考えられる。

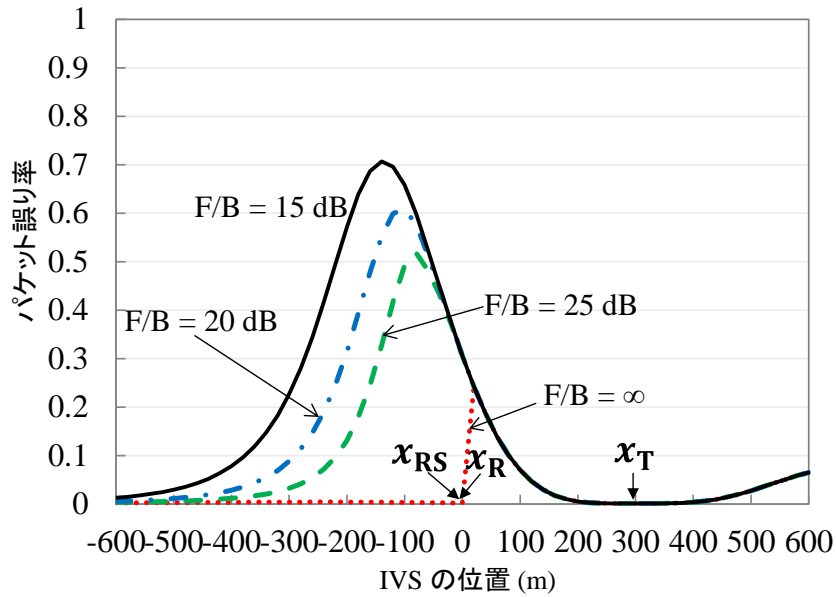


図 4.2.2-7 F/B を変化させた場合のセクタ化受信中継法の packets 誤り率

#### 4.2.2.4. まとめ

直線道路を想定した一般的な解析モデルを用いて、セクタ化受信中継器を用いた中継アシスト車車間通信の性能解析を行った。セクタ化受信中継法では隠れ端末問題の影響を受けるエリアが狭くなり、伝送成功率が向上すること、さらに指向性アンテナのフロントバック比の影響を解析結果を用いて示した。

#### 参考文献

- [4.2.2.1] H. Cheng and Y. Yamao, “Reliable Inter-Vehicle Broadcast Communication with Sectorized Roadside Relay Station,” Proc. IEEE VTC2013-Spring, Dresden, Germany, Jun. 2013.
- [4.2.2.2] H. Cheng and Y. Yamao, “Performance Analysis of ITS V2V Broadcast Communication Using CSMA/CA and a Roadside Relay Station at Intersections,” Journal of Information Processing, vol. 21, no. 1, pp. 90-98, Jan. 2013.
- [4.2.2.3] K. Dar, M. Bakhouya, J. Gaber, M. Wack, and P. Lorenz, “Wireless communication technologies for ITS applications,” IEEE Communication Magazine, vol. 48, no. 5, pp. 156–162, May 2010.

### 4.2.3. 直線状道路に路側中継器2台がある場合の特性

#### 4.2.3.1. 背景

4.2.2では直線道路環境を想定して1台のセクタ化受信中継器を用いた車路車中継アシスト通信の改善効果を解析した。本解析では送信車載局1台に対して送信開始タイミングが必ずオーバーラップする干渉車載局1台存在することを想定した。実際の環境ではオーバーラップ確率は常に1より小さい[4.2.3.1]。また、実際の直線道路においては路側中継器がある間隔で複数存在する。このため、多数の車載局が存在する環境において、複数の路側中継器間および中継通信と直接車車間通信との干渉を考慮して最適な棲分け法を検討する必要がある。そこで、昨年度に得た基本的な特性を基に、本年度は通信信頼度をより広範囲でさらに改善することをめざす。複数の中継器が同一パケットを中継してトラフィックが増加すると、車両台数が多い場合の改善効果が減少する。そこで中継器の棲分けによって中継効果を高めるため、車両位置情報を活用した棲分け法を検討する。

#### 4.2.3.2. 複数路側中継器による隠れ端末問題の回避効果

図4.2.3-1に示されるように直線道路上に4ノードが配置される解析モデルを導入する。送信車載局TVSはCSMA/CAによって中継器RS1とRS2にデータパケットを送信する。TVSの送信信号は送信開始タイミングがTVSとオーバーラップする干渉車載局IVSの干渉によって干渉される可能性がある。TVSとIVSが互いにキャリアセンス(CS)に失敗した時、RS1とRS2でパケット衝突が発生する。この場合、TVSからのパケットの受信可否は各中継器における受信D/U (desired-to-undesired power ratio; 希望信号対干渉信号比)に依存する。

中継器の位置はそれぞれ $x_{RS1}$ (RS1)と $x_{RS2}$ (RS2)である。座標の原点は中継器の中央にある( $x_{RS2} = -x_{RS1} > 0$ )と仮定する。中継器が無指向性受信及びセクタ化受信を用いた場合、それぞれの隠れ端末問題によるパケット誤り率を導出する。

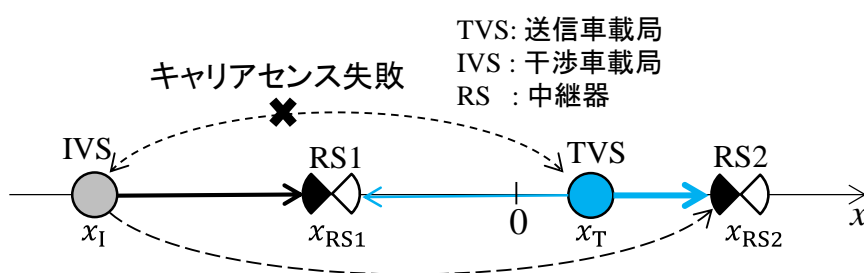


図 4.2.3-1 4ノード解析モデル

##### 4.2.3.2.1. 中継器1台による中継アシスト方式

まずはRS1のみ存在する場合について考える。この場合、RS1の位置は原点0にあるとする。RS1における隠れ端末問題によるパケット誤り率を $p_{HT}$ とする。

$$p_{HT} = (1 - p_{T,I}^{CS}) \cdot (1 - p_{T,RS1}^I) \quad (4.2.3-1)$$

ここで、 $p_{T,I}^{CS}$ は TVS・IVS の間のキャリアセンス成功確率を示し、4.2.2の式(4.2.2-4)で表される。 $p_{T,RS1}^I$ は RS1 において IVS の干渉下で TVS からのパケットを受信成功する確率を示し、式(4.2.2-12)で表される。これらの式を式(4.2.3-1)に代入すると  $p_{HT}$  が次式のように得られる。

$$p_{HT} = \left[ 1 - \exp\left(-\frac{P_{CS} - N}{\sigma_{T,I}^2}\right) \right] \cdot \left[ 1 - \frac{1}{1 + \frac{\Gamma_{CINR}}{\Gamma_{D/U}}} \cdot \exp\left(-\frac{N\Gamma_{CINR}}{\sigma_{T,RS1}^2}\right) \right] \quad (4.2.3-2)$$

ここで、 $\Gamma_{D/U}$ は隠れ端末が発生した場合における RS1 での平均 D/U である。4.2.2での解析結果によると IVS は RS1 に対して TVS の反対側にある場合、隠れ端末発生確率が最も高い。この場合、無指向性受信を用いた中継器では受信 D/U は改善されない。一方で、セクタ化受信を用いた中継器では受信 D/U は式(4.2.2-17)より  $F_B$  で増加することがわかる。

4.2.2の表 4.2.2-1 の物理層と MAC 層パラメータを用いて解析した結果を図 4.2.3-2 に示す。同図において TVS の位置  $x_T$  は 0 から 300m とした。各  $x_T$  に対して IVS の位置  $x_I$  は -600m から 600m まで変化させる。無指向性受信を用いた場合、パケット誤り率の最大値は  $x_T$  が 150m で 40%以上、 $x_T$  が 250m でほぼ 80%である。セクタ化受信を用いた場合、パケット誤り率は  $x_T$  が 150m で 10% 以下、 $x_T$  が 250m で 40% 以下で、大幅に改善される。しかしながら隠れ端末問題の影響はまだ残っており、これはセクタアンテナユニットのフロントバック比が有限であるためである。

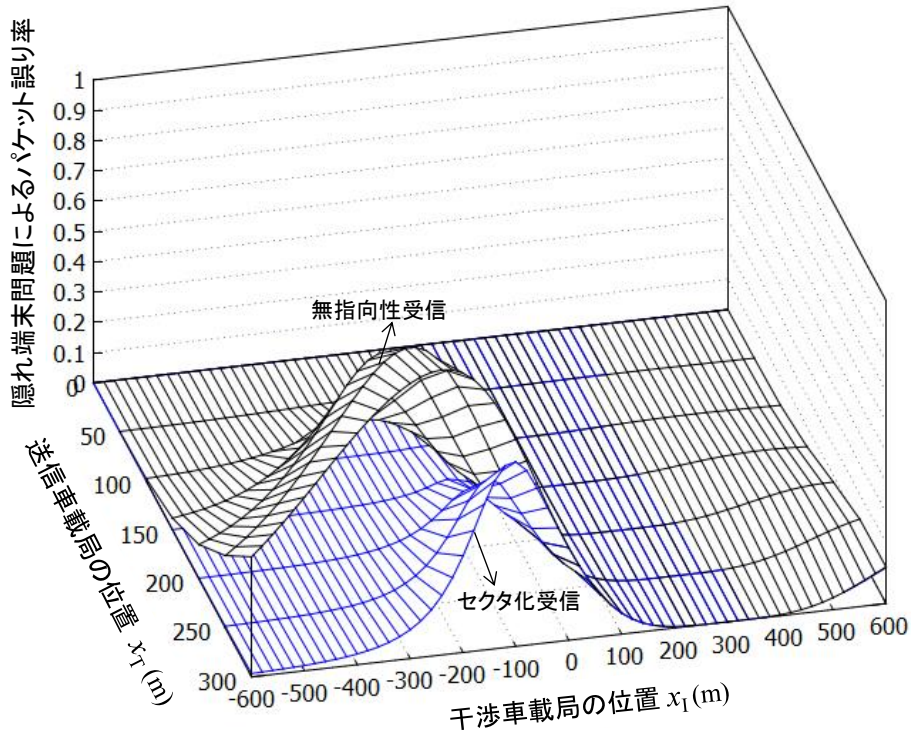


図 4.2.3-2 RS1 における隠れ端末問題によるパケット誤り率

#### 4.2.3.2.2. 中継器2台による中継アシスト方式

次に隠れ端末問題の発生によってRS1とRS2が同時にパケット誤る確率を $p_{HT,2RSs}$ とする。 $p_{HT,2RSs}$ は次式で表される。

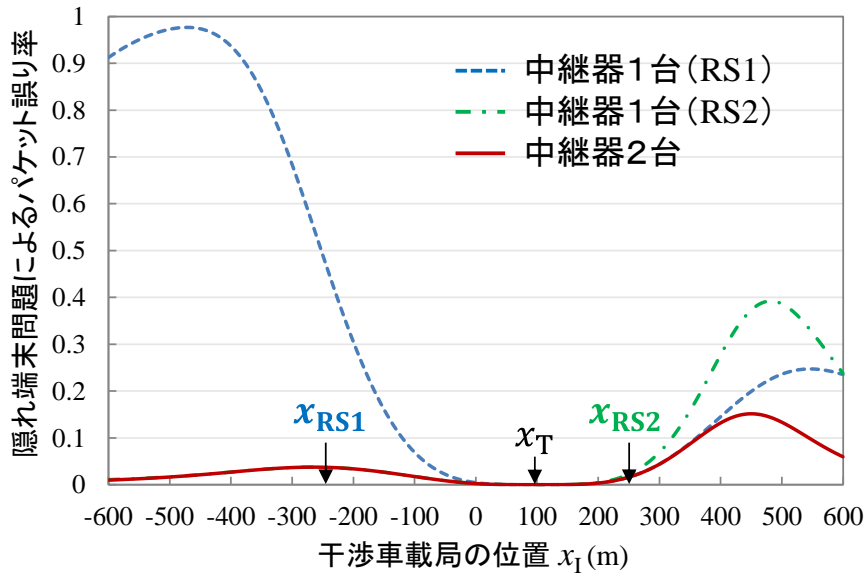
$$p_{HT,2RSs} = (1 - p_{T,I}^{CS}) \cdot (1 - p_{T,RS1}^I) \cdot (1 - p_{T,RS2}^I) \quad (4.2.3-3)$$

セクタ化受信を用いた場合、平均D/UがTVSとIVSの位置関係によって変化する。一例として、TVSがRS1とRS2の間にある( $x_{RS1} < x_T < x_{RS2}$ )とし、各中継器での平均D/Uは表4.2.3-1に示される。同表において $L_{V,RS}(d)$ は車載局から中継器までの伝搬損失であり、伝搬モデルと車載局・中継器間の距離 $d$ で求まる。

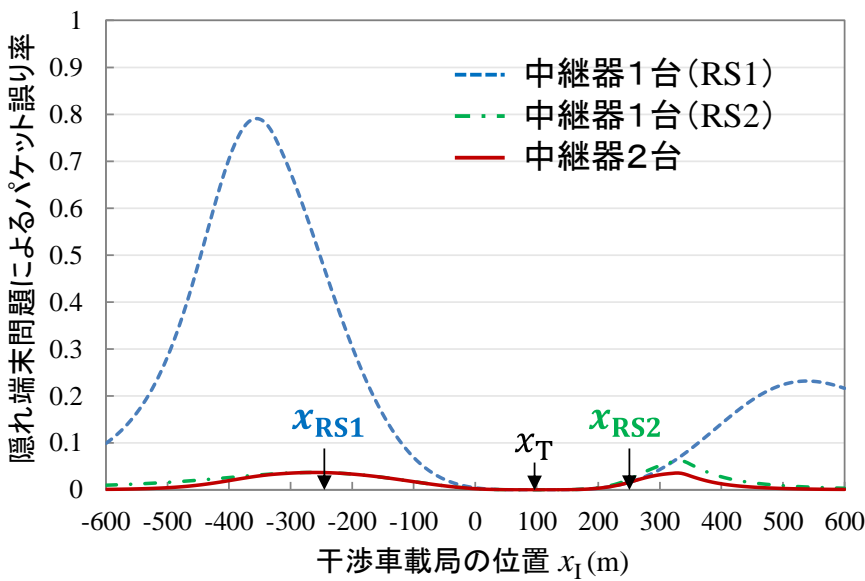
表 4.2.3-1 各セクタ化受信中継器での平均D/U

IVS の位置	RS1	RS2
$x_I \leq x_{RS1}$	$F_B \cdot \frac{L_{V,RS}(d_{I,RS1})}{L_{V,RS}(d_{T,RS1})}$	$\frac{L_{V,RS}(d_{I,RS2})}{L_{V,RS}(d_{T,RS2})}$
$x_{RS1} < x_I < x_{RS2}$	$\frac{L_{V,RS}(d_{I,RS1})}{L_{V,RS}(d_{T,RS1})}$	$\frac{L_{V,RS}(d_{I,RS2})}{L_{V,RS}(d_{T,RS2})}$
$x_I \geq x_{RS2}$	$\frac{L_{V,RS}(d_{I,RS1})}{L_{V,RS}(d_{T,RS1})}$	$F_B \cdot \frac{L_{V,RS}(d_{I,RS2})}{L_{V,RS}(d_{T,RS2})}$

解析の一例として図4.2.3-3はRS1とRS2でのパケット誤り率を示す。RS1とRS2の位置はそれぞれ250mと250mである。TVSは100mに配置される。図(a)は各中継器が無指向性受信を用いた場合の結果を示す。RS1のみ存在する場合、RS1・TVS間の距離が350mと大きいので、隠れ端末問題の影響が大きく、隠れ端末エリアが非常に広い。RS2のみ存在する場合、RS2・TVS間の距離が150mと小さいが、隠れ端末問題の影響がまだ大きい。パケット誤り率の最大値はIVSが500m付近でほぼ40%にも達する。一方、RS1とRS2がともに存在する場合、受信ダイバーシチ効果が得られ、パケット誤り率がどのIVSの位置においても15%以下である。さらに、RS1とRS2がセクタ化受信を用いた場合、図(b)に示されるようにパケット誤り率が常に5%以下である。



(a) 無指向性受信



(b) セクタ化受信

図 4.2.3-3 RS1 と RS2 における隠れ端末問題によるパケット誤り率

#### 4.2.3.3. シミュレータと車両配置モデル

提案した複数路側中継機による中継アシスト車車間通信の効果を評価するため、Scenargie シミュレータによる計算機シミュレーションによって無指向性受信とセクタ化受信の比較評価を行った。図 4.2.3-4 のように 1200m の長さで 20m の幅を持つ直線道路に車載局を 20m の等間隔で配置する。道路の車線数は 4 (車載局数は 240) である。また中継器 2 台をそれぞれ  $(-d_{RS}/2, 0)$  と  $(d_{RS}/2, 0)$  の座標位置に配置した。中継器間の相互干渉が車車



間直接通信および路側機からの中継通信に与える影響を分析するために中継器間隔  $d_{RS}$  を 300m, 500m とした。

無線伝送諸元と車車間通信トラフィック条件は前節のそれぞれ表 4.2.2.1 と表 4.2.2.2 と同一である。ただし、路側中継機からの送信はエアタイム節約効果のある 12Mbps/16QAM とした。この場合、所要 CINR は 15dB とする。路側中継機はアンテナ高が高い、かつ車両への見通しがよいので、16QAM/12 Mbps を用いても通信品質を保つことができ、車両収容台数を増やすことが可能である[4.2.3.2]。各中継器において道路方向の 2 セクタ受信アンテナを用いる。図 4.2.3-5 に中継器構成図を示す。各セクタアンテナユニットから受信されたパケットは共通の受信キューに格納される。受信キューで重複したパケットを除いた後、各中継器で設定された受信範囲内から届いたパケットのみをペイロード合成処理に渡す。

比較評価するために、中継器 1 台の場合についても考慮する。この時、中継器は(0, 0) に配置される。また、平均伝送成功率は次のように計算される。ある受信車載局 RVS に対して、 $d_R$  以内に存在する車載局を送信評価車載局として平均伝送成功率を求める。 $d_R$  は 300m とした。

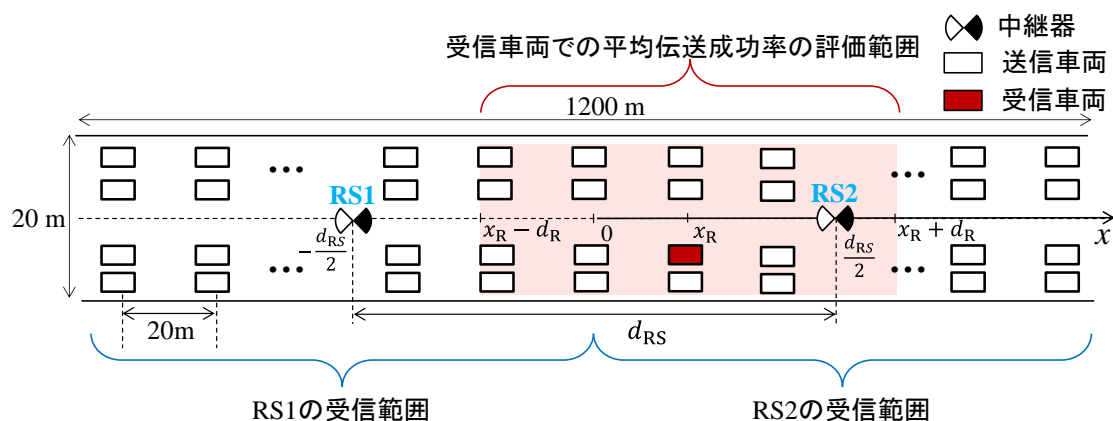


図 4.2.3-4 車両配置

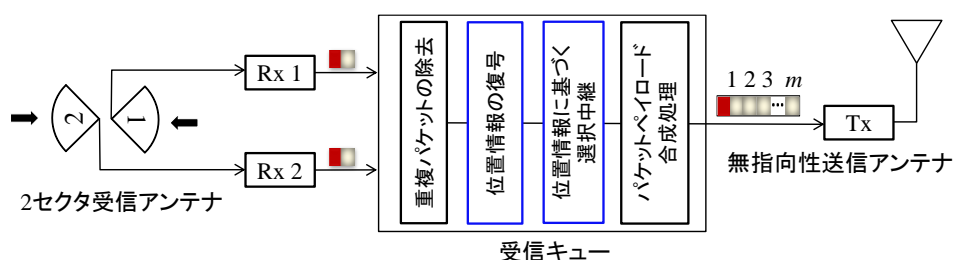


図 4.2.3-5 中継器構成図

#### 4.2.3.4. シミュレーション結果

##### 4.2.3.4.1. 中継器でのパケット受信成功率

図 4.2.3-6 に無指向性受信中継器でのパケット受信成功率を示す。中継器 1 台の場合、パケット受信成功率は TVS が中継器に近い時に高いが、中継器から 100m 程度離れると

速やかに 90% を下回る。これは TVS・RS 間距離が 100m 以上になると隠れ端末問題の影響が大きくなるためである (図 4.2.3-2)。中継器が 2 台の場合、中継器間の中央付近の領域で受信成功率は大きく低下する。0m 付近の受信成功率は  $d_{RS}$  が 300m の場合が 75% 以下であり、 $d_{RS}$  が 500m の場合がさらに低下し、60% を下回る。

セクタ化受信を用いた場合、中継器のカバー範囲は拡大される。図 4.2.3-7 にセクタ化受信中継器でのパケット受信成功率を示す。中継器 1 台の場合、受信成功率は TVS・RS 間距離が 150m 以上でも 90% 以上保つ。これはセクタ化することによって隠れ端末問題の影響が緩和されるためと考えられる。次に中継器が 2 台の場合を考える。 $d_{RS}$  が 300m の時、受信成功率が 600m の範囲にわたり 90% 以上維持する。これは複数のセクタ化受信中継器によるダイバーシチ効果である。 $d_{RS}$  が 500m の時、0m 付近の受信成功率は 90% 以下に低下するものの、1000m の範囲にわたり 70% 以上維持する。

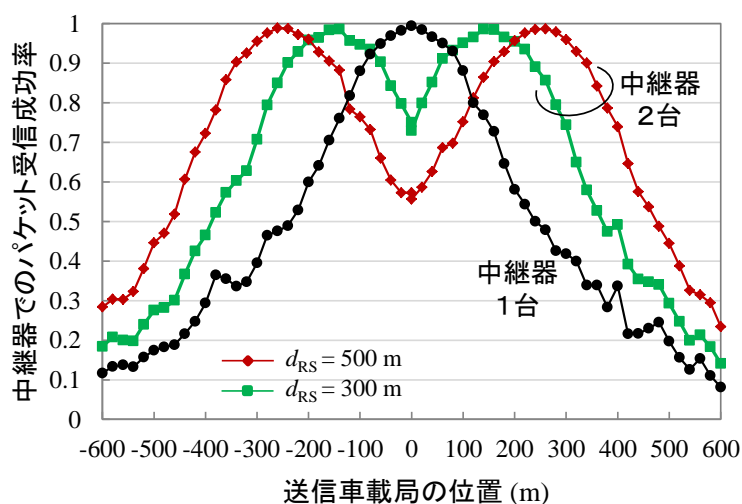


図 4.2.3-6 無指向性受信中継器でのパケット受信成功率

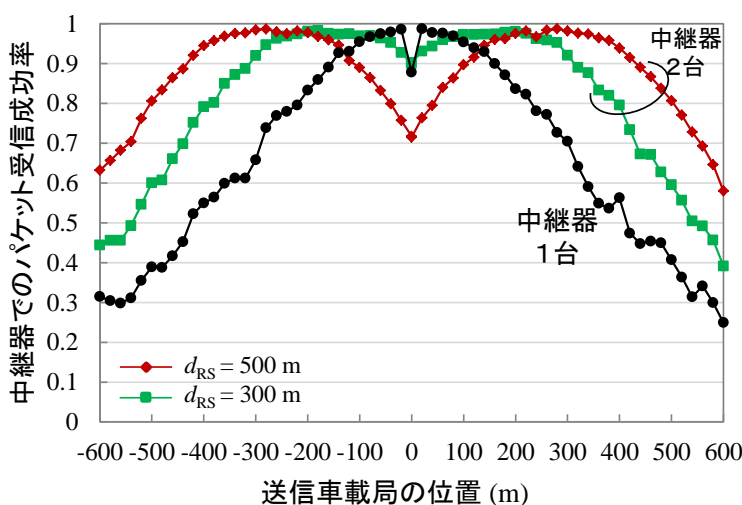


図 4.2.3-7 セクタ化受信中継器でのパケット受信成功率

#### 4.2.3.4.2. 平均伝送成功率

図 4.2.3-8 は間隔 300m の 2 台路側中継機による中継アシスト車車間通信の平均伝送成功率を示す。比較するために中継無しの直接車車間通信と 1 台路側中継機による中継アシスト車車間通信の平均伝送成功率もあわせて提示する。中継無しの場合、平均伝送成功率が受信車載局 RVS の位置に依存せずほぼ 75%である。1 台の無指向性受信中継器を用いた場合、直接通信と中継通信の 2 つ独立したパス経路によってパスダイバーシチ効果が得られ、平均伝送成功率が改善される。しかしながら、RVS が中継器付近にある時、改善効果が小さい。これは TVS・RS 間と TVS・RVS 間の伝搬損失の相関が高く、パスダイバーシチ効果が低下するためと考えられる。

一方で 1 台のセクタ化受信中継器を用いた場合、平均伝送成功率が改善され、特に RVS が 0m 付近で改善効果が最も高い。0m での平均伝送成功率が無指向性受信中継に比べ 10%、中継無しの直接車車間通信に比べ 15%程度高い。これは隠れ端末問題の影響がセクタ化受信によって緩和されるためである。しかし、1 台のセクタ化受信中継器による中継アシスト車車間通信では RVS・RS 間距離が 200m 以上になると平均伝送成功率が低下する。これは図 4.2.3-6 にも示されるように、1 台の中継器によるカバー範囲が狭いためである。

2 台の中継器による中継アシスト車車間通信は 0m 付近の平均伝送成功率をさらに改善する。無指向性受信を用いた場合、0m 付近の平均伝送成功率が中継無しに比べて 17%程度高い。これは複数の中継器による受信ダイバーシチ効果によって得られたものである。しかしながら、2 台の無指向性受信中継器による中継アシスト車車間通信では平均伝送成功率が±250m 付近で著しく低下し、1 台の無指向性受信中継に比べ低い。これは次のように説明できる。RVS が 250m にある場合、RVS の平均伝送成功率は 50m と 550m の間にある TVS が評価送信車載局として計算される。RVS の右側にある TVS は RS1 までの距離が大きいため、互いにキャリアセンス成功する確率が低く、RVS での隠れ端末問題を引き起こす。

2 台のセクタ化受信中継器を用いた場合、平均伝送成功率がさらに改善される。0m 付近の平均伝送成功率が中継無しに比べ 22%程度高い。RVS が 0m から離れると平均伝送成功率が徐々に低下するが、他の方式に比べて最も高い。

図 4.2.3-9 は間隔 500m の 2 台路側中継機による中継アシスト車車間通信の平均伝送成功率を示す。無指向性受信を用いた場合、平均伝送成功率が RVS の位置が±250m 付近で 80%をも下回る。中継器間距離  $d_{RS}$  が大きくなると RS1 と TVS の間のキャリアセンス成功確率が小さくなるため、隠れ端末の影響がより顕著となる。

2 台のセクタ化受信中継器を用いた場合、平均伝送成功率が最も高い。RVS の位置が±250m 付近で平均伝送成功率がやや低下するものの、全ての RVS の位置に対して 88%以上保つ。これは複数のセクタ化受信中継器を用いることで隠れ端末問題の影響が緩和されることを示す。

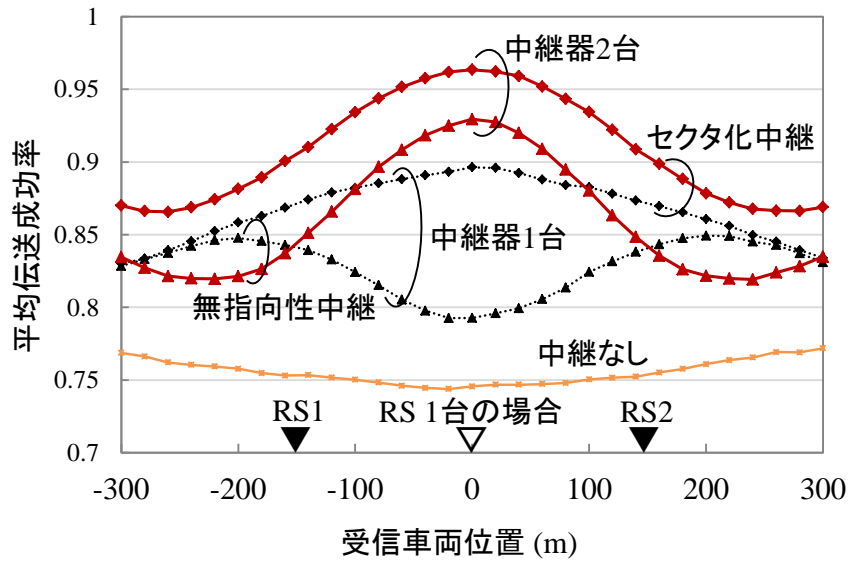


図 4.2.3-8 平均パケット伝送成功率( $d_{RS} = 300m$ )

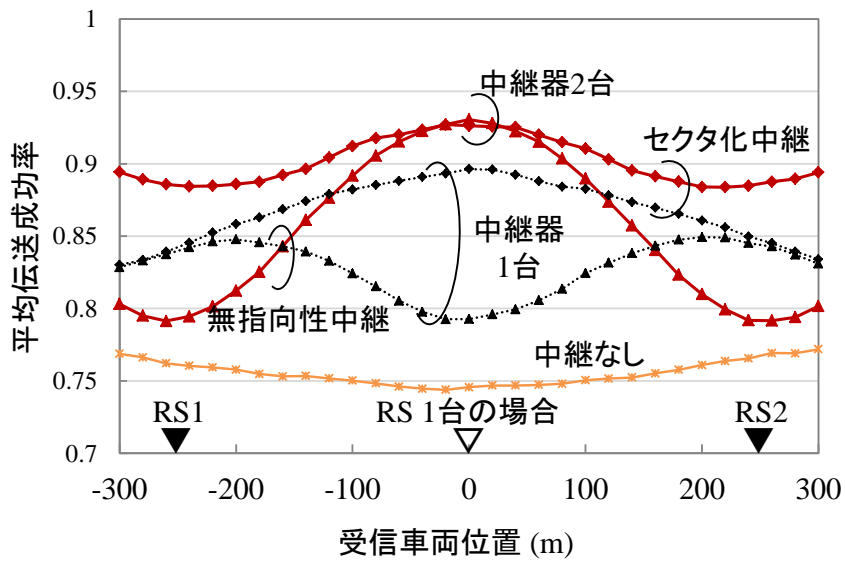


図 4.2.3-9 平均パケット伝送成功率( $d_{RS} = 500m$ )

#### 4.2.3.5. まとめ

本節では隠れ端末問題の影響を解析した後、複数中継器による改善効果を示した。更に、直線道路環境を想定した場合、複数のセクタ化受信中継器を用いた中継アシスト車車間通信では伝送成功率が大きく改善されることをシミュレーションにより示した。

## 参考文献

- [4.2.3.1] K. Minato, J. Dai, and Y. Yamao, "Theoretical Analysis of Broadcast Packet Delivery Rate in ITS V2V Communication with CSMA/CA," Proc. IEEE WiVEC, San Francisco, USA, Sep. 2011.
- [4.2.3.2] L. T. Trien and Y. Yamao, "Improving Performance of Packet Combining Relay for ITS V2V Communication," Proc. IEEE VTC-Fall, Vancouver, Canada, Sep. 2014.

## 4.2.4. 市街地環境でのセクタ間分離度の測定

### 4.2.4.1. 背景

協調型自動走行システムを実現するには、高い信頼度の車車間通信が要求される。しかしながら、車車間通信では多重波伝搬によるフェージングや建物によるシャドウイング、隠れ端末問題による干渉などの影響で通信の信頼度が低下する。これに対して路側中継器を用いた CSMA/CA 車路車中継アシスト通信が提案され、提案法の効果が示されている。しかし、中継アシスト車車間通信の性能は隠れ端末問題に左右されることが知られている。そこで中継器にセクタ化受信を用いることで、互いに隠れ端末の関係となる車載局からの送信波を異なるセクタアンテナで分離して受信することにより、中継器でのパケット衝突を回避し、中継効果を大幅に向上できることが4.2.2及び4.2.3節で明らかになった。

一方で、セクタアンテナユニットの分離度であるフロントバック比 (F/B) とフロントサイド比 (F/S) はセクタ化受信中継の性能を大きく左右することが解析結果からわかった。実用化に向けてセクタアンテナを設計する際に F/B と F/S が重要な要素となる。しかし、実際の市街地環境では電波が反射・回折・散乱することで、マルチパス現象が起これ、実際のセクタ間分離度はアンテナ設計値よりも低くなることが予想される[4.2.4.1]。特に日本では車車間通信に 760MHz 周波数帯を使用するため、波長が 40cm 程度と長く多重波の影響がより顕著となる可能性がある。

そこで、本研究では市街地環境で実験用セクタアンテナを用いてセクタ間分離度を実測する。測定結果は来年度以降のセクタアンテナ設計に反映する。

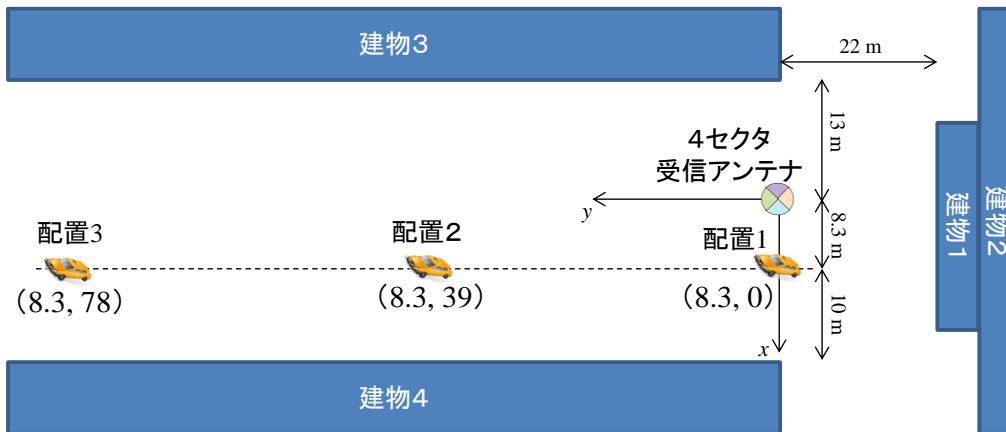
### 4.2.4.2. 実験内容

#### 4.2.4.2.1. 配置

本実験は 2016 年 3 月に電気通信大学西キャンパス内で行った。実験での配置を図 4.2.4-1 に示す。建物に囲まれて電波がよく反射・回折する T 字路の環境 (図(a)) において、地上からの高さが約 5m の実験用セクタアンテナを 1 台、道路脇に設置した。セクタアンテナは、実験用車両に設置した 1 台の車載機から送信された信号を同時に各セクタで受信する。車載機は (株) デンソー社開発の 700MHz 帯高度道路通信システム ARIB STD-T109 準拠のものである。車載局の送信アンテナは実験車両の屋根に設置され、地上高は約 1.5m である (図 4.2.4-2)。実験車両の位置(x 座標、 y 座標)はセクタアンテナ設置位置を原点とした座標で(8.3m, 0m)と(8.3m, 39m)及び(8.3m, 78m)の 3ヶ所で測定した (以降、それぞれ配置 1、配置 2 および配置 3 とする)。車載局アンテナとセクタアンテナの直接波の経路長は配置 1 が 9 m、配置 2 が 40 m、配置 3 が 78.4 m である。



(a) 実験エリア



(b) 車載局およびセクタ受信アンテナの配置

図 4.2.4-1 実験の配置



図 4.2.4-2 実験車両 (車載機の送信アンテナを装着)

#### 4.2.4.2.2. 実験系の構成と測定方法

実験系の構成図を図 4.2.4-3 に示す。車載機のアンテナから送信された信号を各セクタアンテナユニットで受信し、スペクトラムアナライザで観測する。観測した信号のゼロスパン掃引波形からピークを検出して受信電力を測定し、得られた波形と受信電力を測定データ保存用 PC に保存する。図 4.2.4-4 に実際の実験風景を示す。

1 台のスペクトラムアナライザを、車載機のアンテナがある方向に向けたセクタアンテナユニットに常に接続する。残りの 1 台について、フロント-バックセクタ間分離度の測定実験を行う場合は反対側のセクタアンテナユニットに接続し、フロント-サイドセクタ間分離度の測定実験を行う場合には側方のセクタアンテナユニットに接続する。各スペクトラムアナライザで測定した受信電力（単位；dBm）の差を求める。以上の作業を繰り返して平均化したフロント-バックセクタ間分離度あるいはフロント-サイドセクタ間分離度を得る。

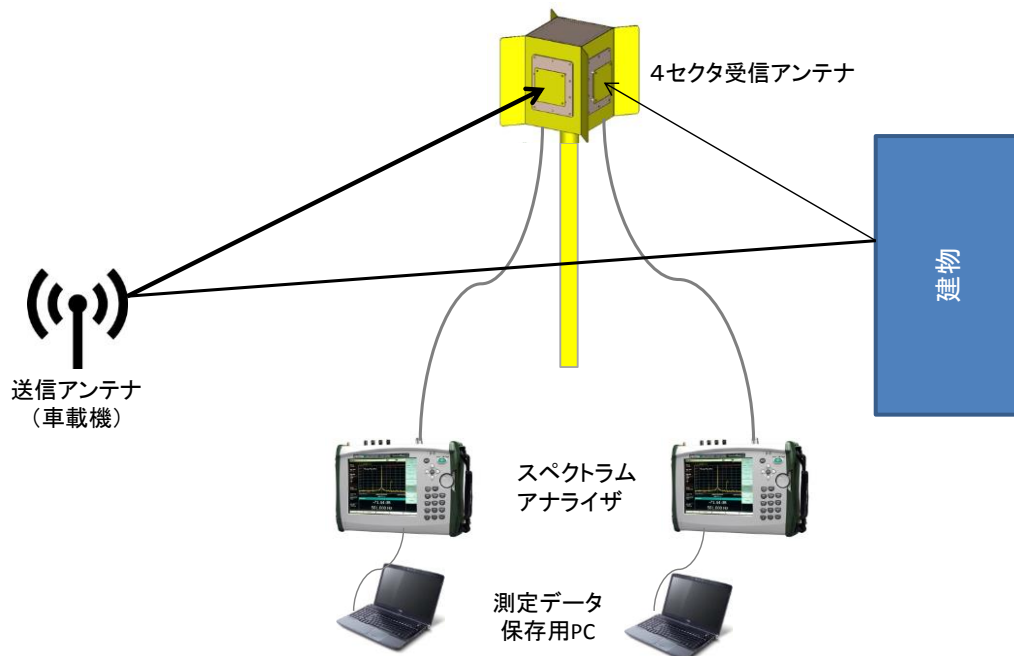


図 4.2.4-3 実験系構成図

#### 4.2.4.2.3. 使用機器

今回の実験で使用した主な機材の概要を述べる。

##### ■760MHz 帯車載機：1 台

(株) デンソー社開発の 700MHz 帯高度道路通信システム ARIB STD-T109 準拠の車載機である。100 バイトのペイロードを持つパケットを 100ms の周期でブロードキャストする。送信電力は 19 dBm である。QPSK 変調/6 Mbps を用いることで、1 パケットの送信時間は約 0.3 ms である。

本実験では受信信号電力のみを測定するため、データ情報は必要としない。図 4.2.4-5 に車載機を示す。





図 4.2.4-4 実験風景



図 4.2.4-5 車載機

■ スペクトラムアナライザ MS2720T : 2 台

アンリツ (株) 社製のスペクトラムマスタ MS2720T は、小型・軽量・バッテリー動作のハンドヘルドスペクトラムアナライザであり、最大 10 MHz 帯域の電力測定が可能のため、占有帯域幅が約 9 MHz の ARIB STD-T109 準拠パケット信号の屋外での受信電力測定に適している。表 4.2.4-1 に MS2720T (オプション 0720) の主な仕様を示す。また、図 4.2.4-6 はスペクトラムアナライザ MS2720T の写真である。

表 4.2.4-1 MS2720T の主な仕様 (オプション 0720)

項目	値
周波数レンジ	9 kHz~20 GHz
測定項目	占有帯域幅、チャンネルパワー、ACPR、スプリアスエミッション、電界強度など
表示平均雑音レベル	< -160 dBm/Hz
分解能帯域幅	10 MHz に設定 (ゼロスパン掃引)

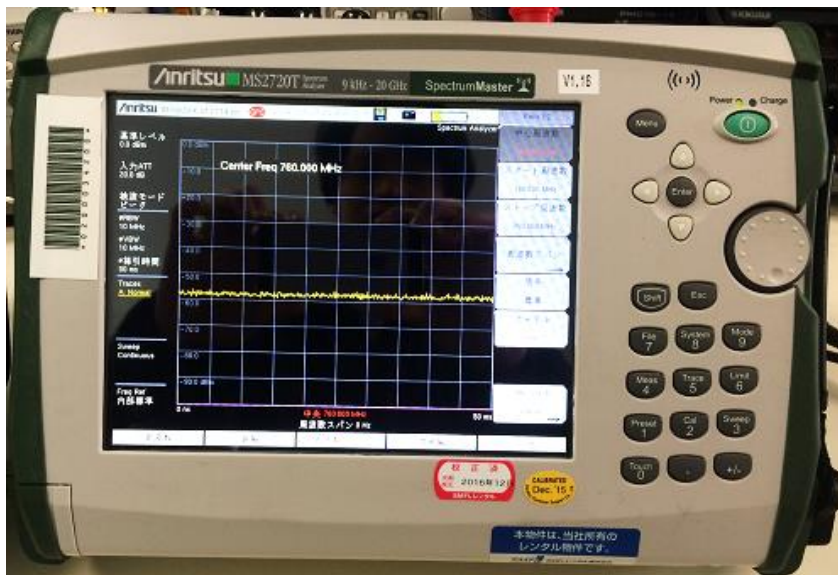


図 4.2.4-6 スペクトラムアナライザ MS2720T (オプション 0720)

■ 実験用セクタアンテナ : 1 台

本実験で使用した実験用セクタアンテナの写真を図 4.2.4-7 に示す。外形寸法は 347mm × 347mm × 320mm で、質量は 5kg 程度である。設置高は設置ポールの調整で最大 5.2 m まで可能である(図 4.2.4-4 を参照)。

セクタアンテナユニットの水平面内および垂直面内の放射特性をそれぞれ図 4.2.4-8 と図 4.2.4-9 に示す。フロントバック比 (F/B、180° ) とフロントサイド比 (F/S、±90° ) はそれぞれ 22dB 以上であった。また半値角は水平面で 65°、垂直面で 63.6° である。

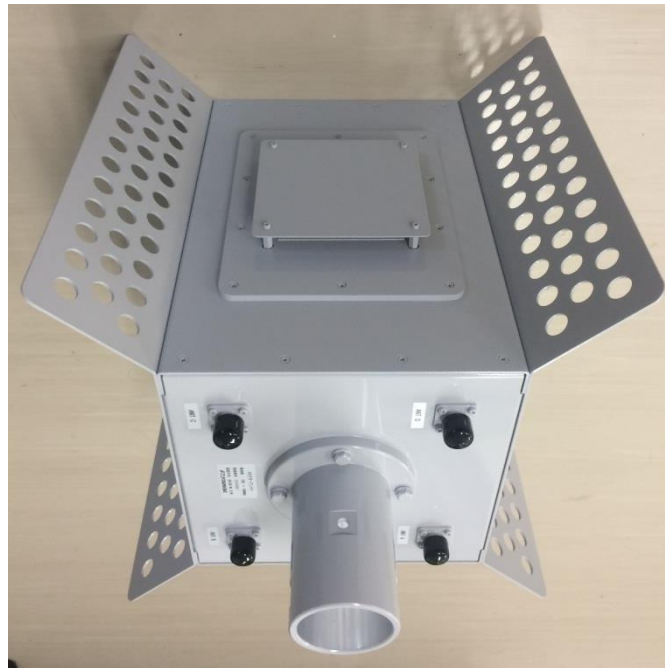


図 4.2.4-7 4セクタ実験用アンテナ

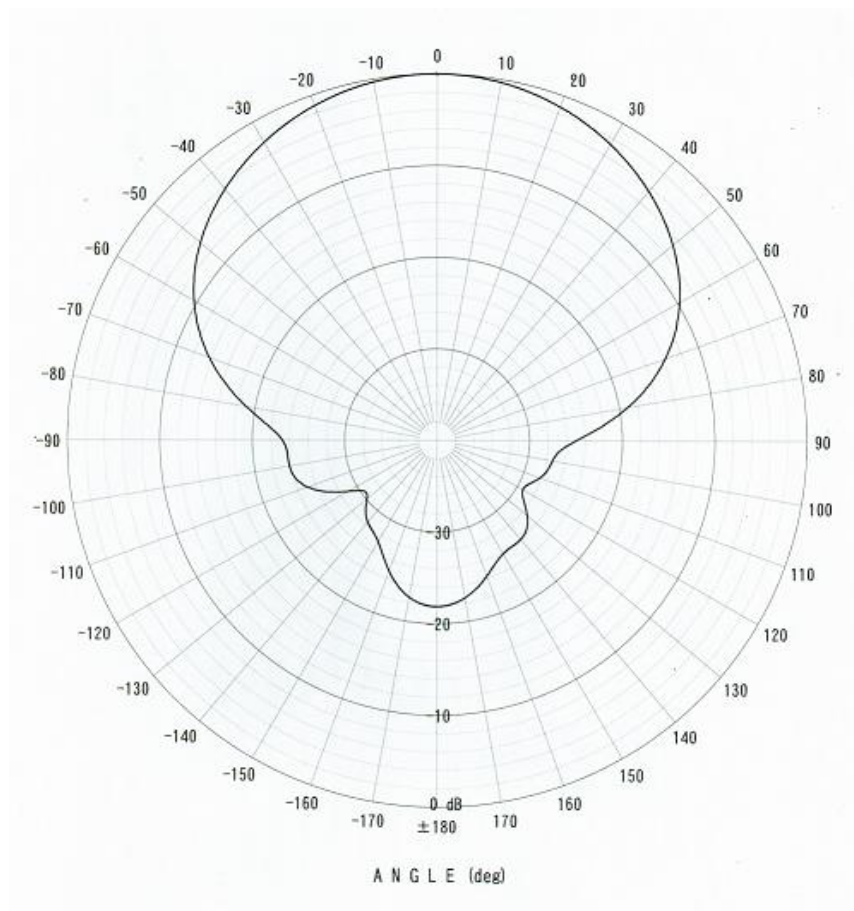


図 4.2.4-8 セクタアンテナユニットの水平面内放射特性

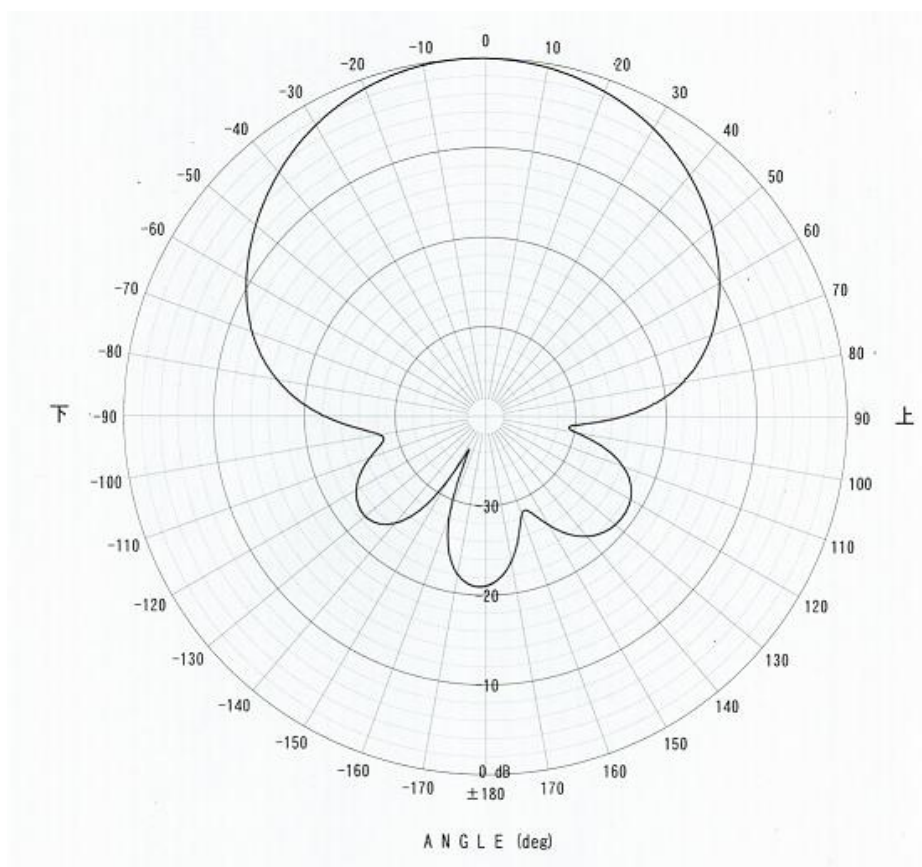


図 4.2.4-9 セクタアンテナユニットの垂直面内放射特性

#### 4.2.4.3. 実験結果

##### 4.2.4.3.1. フロント-バックセクタ間分離度の測定結果

スペクトラムアナライザで観測した受信電力の時間変化を図 4.2.4-10～図 4.2.4-13 に示す。

まず配置 1 において、車載局に向けられたセクタアンテナユニットと反対側に向けられたセクタアンテナユニットでそれぞれ受信した電力を図 4.2.4-10 と図 4.2.4-11 に示す。図から、観測した信号受信電力の幅がパケット送信に要する時間である 0.3 ms 程度であることが確認できる。また図 4.2.4-10 から、車載局に向けられたセクタアンテナユニットでの受信電力は約 -28 dBm と高い。これはセクタアンテナユニットが車載局方向に向けられていたので直接波が支配的であり、かつその伝搬距離が 9m と短く、損失が小さいからと考えられる。一方、反対側のセクタアンテナユニットでの受信電力はおよそ -46 dBm である。反対側のセクタでの受信信号電力が低い理由は、アンテナユニットの指向性によって直接波がほとんどカットされ、図 4.2.4-1 に示された建物 3 に反射して届く波が最も支配的になるため、その経路長が直接波に比べて 3 倍以上長く、かつ反射損失が加わるためと考えられる。

次に配置 2 において車載局に向けられたセクタアンテナユニットと反対側に向けられたセクタアンテナユニットで受信した電力をそれぞれ図 4.2.4-12 と図 4.2.4-13 に示す。車載局方向に向けられたセクタアンテナユニットでは受信電力はおよそ -39dBm である。配置 1 に比べ

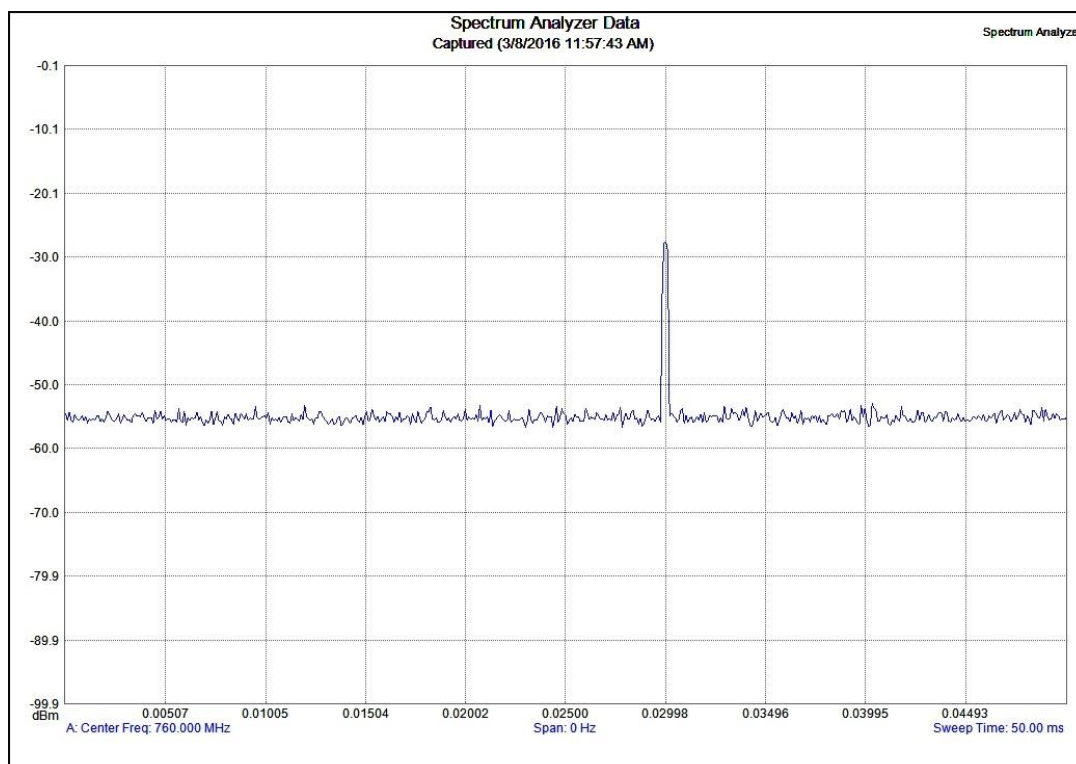


図 4.2.4-10 車載機に向けられたセクタアンテナユニットでの受信電力（配置 1）

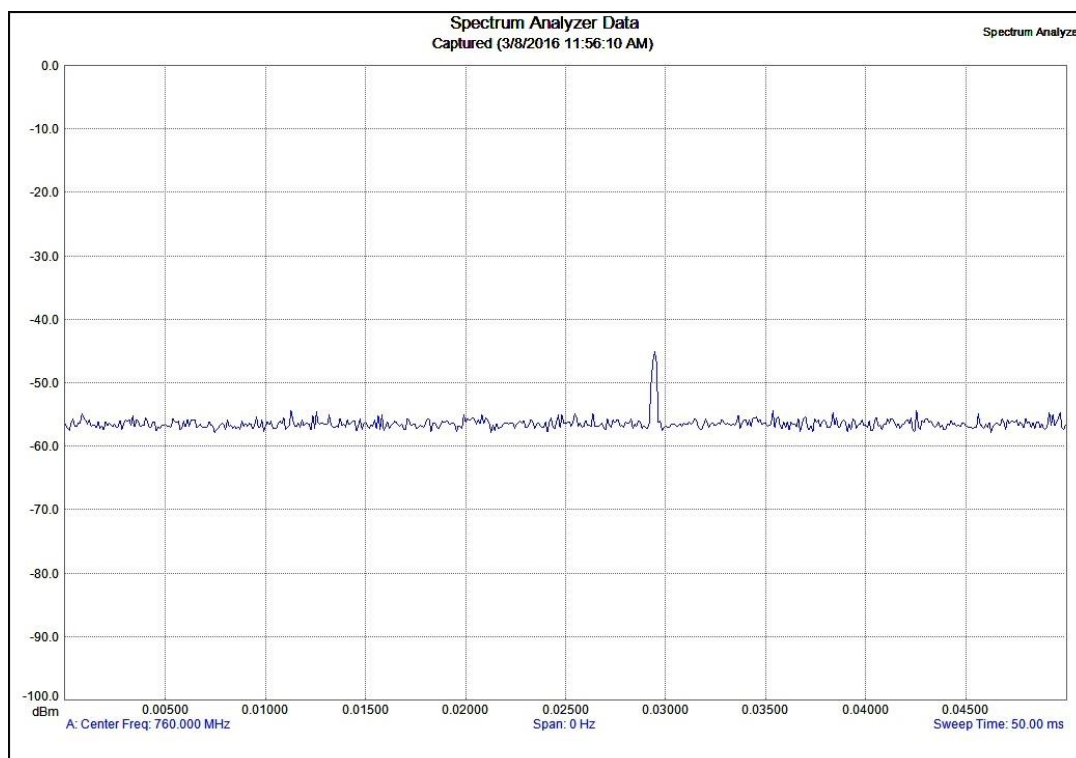


図 4.2.4-11 車載機に対して反対側に向けられたセクタアンテナユニットでの受信電力（配置 1）

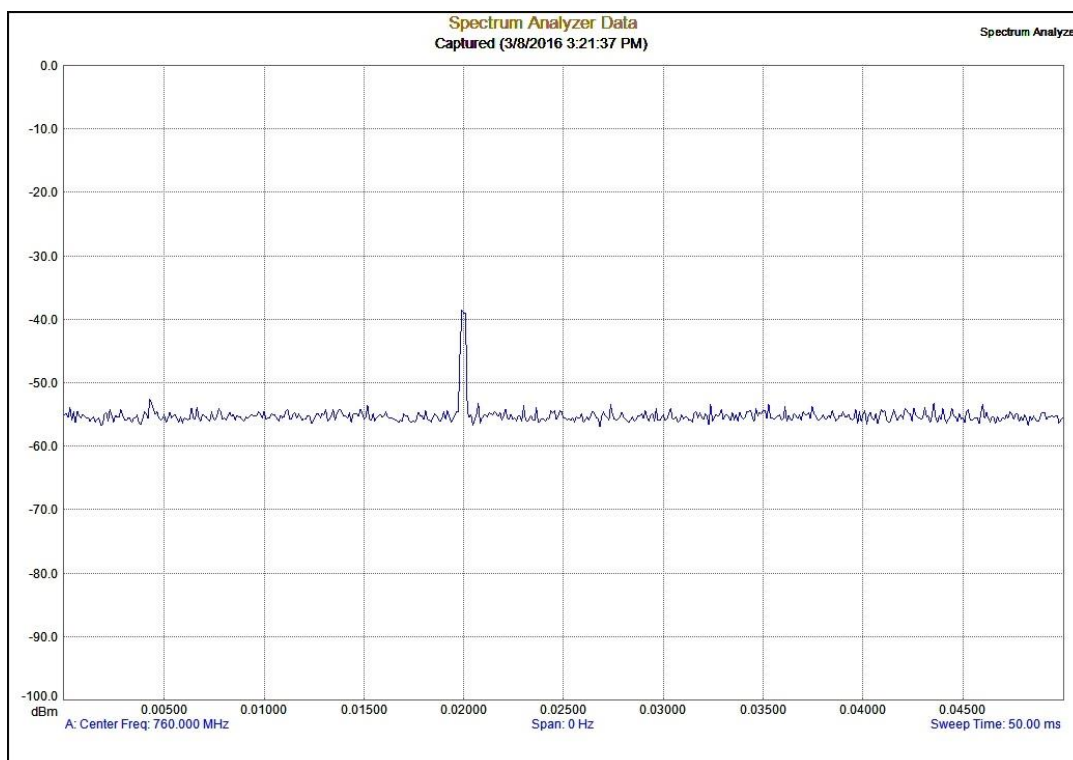


図 4.2.4-12 車載機に向けられたセクタアンテナユニットでの受信電力（配置 2）

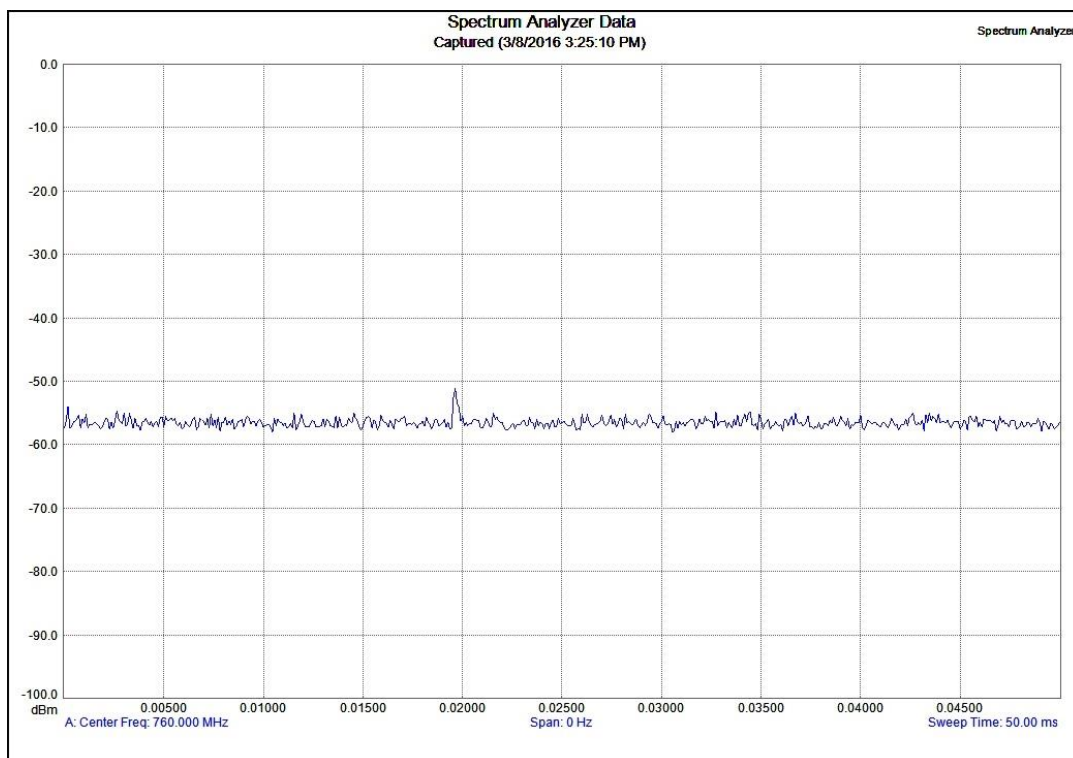


図 4.2.4-13 車載機に対して反対側に向けられたセクタアンテナユニットでの受信電力（配置 2）

て配置2では、車載局とセクタアンテナ間の距離が長くなるため、直接波の受信電力が低下する。また反対側のセクタアンテナユニットでの受信電力はおよそ-51dBmである。反対側セクタで受信される伝搬経路としては、図4.2.4-1に示された建物1に一回反射して届く波が最も支配的であり、配置1に対して経路長は80m程度まで長くなる。配置3は配置2と同様な結果が得られた。但し、車載局とセクタアンテナ間の距離が長くなるため、受信電力の絶対値は低下した。

表4.2.4-2は3ヶ所の車載局配置におけるフロント-バックセクタ間分離度の結果を示す。マルチパス環境でのフロント-バックセクタ間分離度は、アンテナユニットのF/Bよりも4dB~14dB程度低くなることからわかる。また、配置1でフロント-バックセクタ間分離度が最も高い。これは直接波の経路長と、上述した建物3に一回反射した支配的な反射波の経路長の比が最も小さいためである。配置3では直接波と支配的な反射波の経路長の比率が大きい(1に近い)ため、経路長に起因する伝搬損の差が少なく、フロント-バックセクタ間分離度が最も低い。

今回はT字路の環境であり、背後の建物からの反射が強い結果となった。実際のT字路では180°方向に道路がないので、その方向のセクタは必要なく、隠れ端末による影響はない。4ツ角の交差点においても、180°方向には建物がないことから、フロント-バックセクタ間分離度の影響は今回の測定結果より少ないものと考えられる。

表4.2.4-2 フロント-バックセクタ間分離度の測定結果

項目	配置1	配置2	配置3
フロント-バックセクタ間分離度(dB)	18.1	10.8	7.9

#### 4.2.4.3.2. フロント-サイドセクタ間分離度の測定結果

3ヶ所の車載機配置におけるフロント-サイドセクタ間分離度の結果を表4.2.4-3に示す。車載機から見た時に右方に向けられたセクタアンテナユニット(以降、右のセクタアンテナユニットと呼ぶ)に対する右セクタ分離度、左方に向けられたセクタアンテナユニット(以降、左のセクタアンテナユニットと呼ぶ)に対する左セクタ分離度、をそれぞれ測定した。マルチパス環境ではいずれの配置においてもセクタ間受信電力比がアンテナユニットのF/Sよりも大きく劣化することが測定結果からわかる。

配置1では、左側の建物が送信点に比べてはるか遠い場所にあるため、左セクタ分離度が15.7dBと高い。一方で右セクタ分離度は11.2dBに低下する。これは信号がセクタアンテナからおよそ22m離れた建物1と2(図4.2.4-1を参照)に反射して右のセクタアンテナユニットに斜め入射したためと考えられる。

配置2では、左と右のセクタ間分離度がそれぞれ7.3dBと10.8dBと低い値である。これについて次のように詳しく分析する。左と右のセクタアンテナユニットでは、直接波はほとんどカットされ、図4.2.4-14に示されるようにそれぞれ建物3と4に一回反射して届い

た反射波が最も支配的である。対応する到来角  $\alpha$  と  $\beta$  はそれぞれ  $48.6^\circ$  と  $54^\circ$  である。 $48^\circ \sim 54^\circ$  の到来角を持つ反射波は、到来角が  $0^\circ$  に近い直接波に比べて受信電力が  $6\text{dB} \sim 8\text{dB}$  程度低下することが図 4.2.4-8 から読み取れる。さらに伝搬経路での反射損失の有無を考慮すると、本実験結果は概ね妥当と考えられる。また、左セクタ分離度が右より小さいが、これは到来角  $\alpha$  が  $\beta$  より小さいこと、建物での反射損失に違いがあること、等が考えられる。

配置 3 では左と右のセクタ間分離度がそれぞれ  $8.4\text{dB}$  と  $10.2\text{dB}$  であり、配置 2 の場合に近い値である。この原因は配置 2 の場合と同様と考えられる。

表 4.2.4-3 フロント-サイドセクタ間分離度の結果

項目	配置 1	配置 2	配置 3
左セクタ分離度 (dB)	15.7	7.3	8.4
右セクタ分離度 (dB)	11.2	10.8	10.2

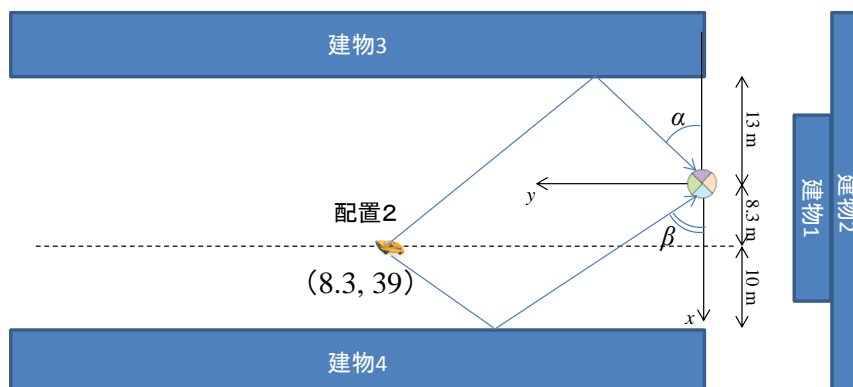


図 4.2.4-14 配置 2 における反射波の到来角

#### 4.2.4.4. まとめ

市街地環境におけるセクタアンテナ受信時のセクタ間分離度を測定した。今回の実験では、建物等による反射・散乱の影響でセクタ間分離度が大きく低下し、車載機とセクタアンテナ間の距離が長くなるとその影響がより顕著となることが明らかになった。この影響を軽減するには、セクタアンテナユニットの水平面内半値角を狭くすることが有効と考えられる。これを踏まえて来年度にセクタアンテナの設計を見直す予定である。

#### 参考文献

- [4.2.4.1] S.B. Rhee, "Relative performance of omni and directional antenna in an urban environment," Proc. IEEE VTC, Texas, USA, May. 1986.



### 4.3. 課題 d-1-(3) 高信頼・低遅延車車間通信を実現する誤り訂正符号化技術の調査・研究

#### 4.3.1. 高信頼・低遅延車車間通信を実現する誤り訂正符号化技術の調査

##### 4.3.1.1. 背景

自動走行システムは、車載センサによって得られた情報を逐次利用し、各車両がそれぞれ判断を下して動作する自律型システムが主となって構築されることが想定されるが、より安全・安心な自動走行システムを実現するためには、無線通信を利用した協調型システムの活用が重要となる。しかし、一般に無線通信路は熱雑音やマルチパスによって発生するフェージングとよばれる現象によって誤りが生じることが知られている。特にフェージングは、受信信号電力を変動させ、通信の信頼性を著しく損なうことが知られている。この受信電力の変動を抑圧する手法として、時空間ブロック符号や、最大比合成といったダイバーシチ技術が知られている。ダイバーシチ技術では、同一の情報を複数の統計的に独立な通信路を介して伝送することで、受信機における信号電力の変動を平均化し、誤りの発生を抑圧することができる。

一方、変動が十分に抑圧された通信路に対して、高信頼で高速な通信をどう実現するかという問題に対しては、通信路符号化と呼ばれる技術が鍵となる。通信路符号化とは送信情報に対して、ある構造を持った冗長を付加し、これを利用することで効率的に受信機において発生した誤りを訂正する技術である。誤り訂正符号化の研究において、ひとつの指標となるのが1948年に Claude E. Shannon が明らかにした通信路容量である [4.3.1.1]。通信路容量は通信路の条件付き確率によって定義される相互情報量を入力分布において最大化したものであり、この通信路容量よりも低い伝送レートで通信を行うことで、任意の誤り率が達成可能であることが知られている。たとえば、平均送信電力制約下における加法的白色ガウス雑音(AWGN: Additive White Gaussian Noise)通信路に対する通信路容量 $C(\Gamma)$ は次式で与えられる。

$$C(\Gamma) = \log \left( 1 + \frac{\Gamma}{N_0} \right)$$

ここで $\Gamma$ は平均受信電力を表し、 $N_0$ は両側雑音電力密度である。通信路容量が定義されたことで、これを達成すべく、誤り訂正符号化に関する多くの研究が行われた。しかし通信路符号化定理の証明においては、無限の符号長と無限の復号演算量を仮定しており、これを満足する符号は数万ビット以上の十分に長い符号長が必要であることがわかっている。

自動運転では、多数の車両がアクセル・ブレーキ操作といった制御に関わる情報を高信頼かつリアルタイムに無線通信を介して交換する必要性があり、遅延の許容範囲が非常に短いことが指摘されている。このような場合、信頼性の確保のために十分に長い符号長の符号を用いることが難しい。これは、上式で与えられる通信路容量の仮定と相反しており、従来の符号理論の枠組みだけでは、自動運転を支える高信頼な通信をどのように設計すべきか、という問題に解を与えることは難しい。

現行の車車間通信規格である ARIB STD-T109 の物理層規格である IEEE802.11p では、誤り訂正符号として拘束長 7、生成多項式 $(133,171)_8$ の畳み込み符号が用いられており、これは 1970 年に J. P. Odenwalder によって発見された符号である [4.3.1.2]。図 4.3.3-1 に符号化器の例を示す。ここで符号化器は 6 つの遅延素子と 2 つの二元体上の加算器のみによって構成され、その符号化演算量が非常に小さいことがわかる。畳み込み符号は符号化演算量が低だけでなく、パンクチャリングと呼ばれる出力ビットを送信しないだけの処理によって簡単に符号化率の変更可能であること、またビタビ復号と呼ばれる復号法を用いることで現実的な処理時間で最適な復号が可能であることが知られている。

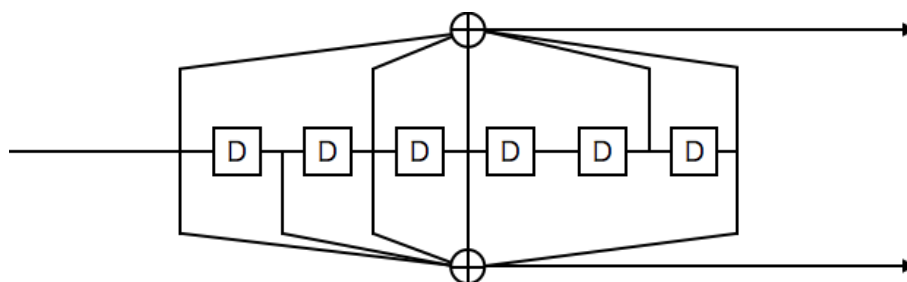


図 4.3.3-1 拘束長 7,  $(133,171)$ 畳み込み符号

一般に 80 年代後期まで、畳み込み符号は演算コストとその復号特性のバランスに優れた符号として、多くの研究が行われていた。しかし、通信路容量で与えられる性能限界とは大きく離れており、通信路容量の達成は現実的な演算量で符号化・復号化可能な符号では難しいと考えられていた。

以降では、まず現行の規格で用いられている誤り訂正符号である畳み込み符号以降の符号の進展について概説した後、自動運転について特に重要となる有限符号長における誤り訂正符号化技術の動向調査結果について述べる。

#### 4.3.1.2. 通信路容量を達成する誤り訂正符号化技術の動向

1993 年に C. Berrou らがターボ符号と呼ばれる新たな符号を提案したことによって、誤り訂正符号の研究は大きな転換点を迎えたといつて過言ではない [4.3.1.3]。ターボ符号では、上述した畳み込み符号化器の中でも特に自己再帰を持つタイプの符号化器を、ランダムなビットインターリーブを介して 2 つ並列に接続する。ターボ符号では、この 2 つの符号化器の出力を畳み込み符号と同様にパンクチャドすることで、符号化率を変更することが可能である。ターボ符号の革命的な点はその復号器にある。ターボ復号器は、2 つの符号化器に対応する 2 つの復号器によって構成される。これらの復号器は符号化器と同様にインターリーブを介して接続され、それぞれの復号結果を外部情報として相互に渡し合うことで、復号結果の信頼度を高めていく。確率伝播法 (BP: Belief Propagation) と呼ばれるこ

の復号手法は非常に強力であり、文献[4.3.1.3]では符号長が十分長い場合には、通信路容量に対して 1dB 以内まで漸近できることが示されている。1997 年には D. J. C. MacKay らによって、低密度パリティチェック (LDPC: Low-Density Parity Check) 符号が再発見される [4.3.1.4]。LDPC 符号は 1962 年に R. G. Gallager によって提案された[4.3.1.5]、歴史的には古い符号であるものの、その優れた復号特性には長い間気付かれず、MacKay らの研究が契機となって再注目され、特に高い誤り訂正能力を必要とされる分野において実用化が進んでいる。符号の構造としては、疎な検査行列によって定義される線形符号であると共に、疎な 2 部グラフに基づく線形符号という見方もできる。復号には和積 (Sum-Product) 復号とよばれる線形時間で処理可能な効率的なアルゴリズムが適用可能であり、非正則構造の導入によって、漸近的に通信路容量を達成することが示されている。1999 年には、いくつかの LDPC 符号を結合することによって構成される畳み込み LDPC 符号と呼ばれる符号が提案された[4.3.1.6]。この符号は空間結合符号とも呼ばれ、準最適な復号法である BP 復号によって達成される復号特性が、もとの LDPC 符号ブロックを最適な復号法である最大事後確率 (MAP: Maximum A Posteriori) 復号法で復号した場合の特性と一致することが文献[4.3.1.7]で示されている。空間結合は閾値飽和と呼ばれるこの現象によって、現実的な領域において漸近的に通信路容量を達成することが知られている。2009 年には極性符号と呼ばれる符号が Ariakan によって提案された[4.3.1.8]。極性符号は符号化が構成的で、復号が非常に単純であるにも関わらず、通信路容量を厳密に達成した初めての符号である。しかし、LDPC 符号と同程度の誤り率を達成するためには LDPC 符号の二乗ほどの符号長が必要であることが知られている。

以上、90 年代後半以降の急速な符号理論の進展に伴い、C. E. Shannon が示した通信路容量はついに厳密に達成されたことを述べた。より高信頼な通信を必要とする自動運转向け車車間通信においては、現行の規格で用いられている畳み込み符号から、これら最新の誤り訂正符号を用いるべきだと考えられる。しかし一方で、これらの多くの符号は、通信路符号化定理の示す通り、十分に長い符号長において優れた特性を示す。このため、遅延に対して厳しい制約のある自動運転では、中程度の符号長において高い性能を持つ符号が重要となる。次節では、この点について詳しく報告する。

#### 4.3.1.3. 有限符号長制約下での誤り訂正符号化技術の動向

4.3.1.1 節において述べたように、通信路容量は無限の復号演算量と無限の符号長を仮定した上で、任意の誤り率を達成できる最大の伝送レートを表している。このため復号演算量や符号長に制約のある環境においては、この指標が有効であるかどうかについては議論の余地がある。このような問題に対して、2009 年頃から有限符号長に対する通信路符号化定理が議論されるようになった [4.3.1.9][4.3.1.10]。これらの文献では、例えば消失通信路において、ある復号誤り率を保ったまま、通信路容量とのギャップを半分にするには最適な符号を用いたとしても符号長を 4 倍にしなければならないことが示されている。符号化・復

号化にかかるレイテンシ・計算複雑度・回路規模は符号長に対して少なくとも線形に増えてしまうため、ある程度の符号長に対して十分に最適化された符号があれば、符号長を数倍に伸ばして誤り率を改善することは実用的ではない。このため有限符号長においては、従来の誤り訂正符号の設計指針とは異なる設計上の問題が存在する。よって 4.3.1.2 節で述べた種々の符号のように、符号長が十分に長い場合に厳密、もしくは、漸近的に通信路容量を達成するのではなく、符号長に対してより早く通信路容量に近づく（もしくは任意の符号長に対してより通信路容量とのギャップを小さくする）符号設計が重要であることがわかる。

符号長に対して、誤り率の改善が早い誤り訂正符号として、多元 LDPC 符号があげられる。多元 LDPC 符号は LDPC 符号と同様に Gallager によって発明され[4.3.1.5]、Davey と MacKay[4.3.1.11]によって 2 元 LDPC 符号を凌ぐ復号性能を有することが発見された符号である。通常の LDPC 符号と異なり、符号が  $GF(q)$  上で定義され、これによって符号の設計により大きな自由度を持たせている。そのため、有限符号長において優れた特性を示すことが経験的に知られており、実際文献[4.3.1.12]などにおいてその優れた特性が報告されている。また実際に符号を送信する際には、符号化器からの出力を変調点に写像（マッピング）し、信号として伝送する。このため、信号空間も含めて、符号の構造を設計することも可能である。このような観点から格子理論に基づいて信号空間上に情報を直接写像し、誤り訂正能力を持たせるのが格子符号（Lattice Codes）である。格子理論を最初に誤り訂正符号に用いたのは、1975 年の Buda の論文である [4.3.1.13]。その後、文献[4.3.1.14]では格子符号が連続入力・連続出力 AWGN 通信路における通信路容量を達成可能であることが示されている。文献[4.3.1.15]では、低密度格子符号 (LDLC: Low Density Lattice Codes) と呼ばれる新たな符号が提案され、本符号が二元 LDPC 符号や、多元 LDPC 符号と比較しても、有限符号長においてより通信路容量とのギャップを小さくすることが論文で示されている。表 4.3.1.1 に、文献[4.3.1.15]の結果を引用する。

表 4.3.1.1 各種符号化方式の通信路容量との差（文献[4.3.1.15]より引用）

符号化方式	符号長 [シンボル数]	通信路容量との差 [dB]
LDPC 符号に基づくマルチレベル符号化 (方式 I)	10,000	1.0
LDPC 符号に基づくマルチレベル符号化 (方式 II)	320,000	0.6
多元 LDPC 符号化	180,000	0.56
LDPC 格子符号	2,000	3.0
LDLC	100,000	0.6

表より、LDLC と LDPC 符号に基づくマルチレベル符号化（方式 II）は通信路容量との差が 0.6dB であり、また多元 LDPC 符号は 0.56dB と、それぞれ通信路容量に漸近した性能を示していることがわかる。一方、符号長を比較するともっとも通信路容量に漸近している多元 LDPC 符号は 18 万シンボルであり、LDPC 符号に基づくマルチレベル符号化（方式 II）は 32 万シンボルと、いずれも非常に長い符号長を要していることがわかる。一方で、LDLC は 10 万シンボルで、これらの方式と同等の特性を示しており、いかに格子符号に基づく符号が短い符号長において有効であることがわかる。しかし、LDLC の復号は一般に非常に複雑である上に、非常に大きなメモリを必要とする[4.3.1.15]。また LDLC の符号化における実用上の問題点として、出力送信信号点が無限に大きくなってしまいうために、最大電力制約を満たせないという問題が指摘されている。これらの問題が格子符号の実用化を妨げているといっても過言ではない。以上を表にまとめたものが、表 4.3.1.2 である。

表 4.3.1.2 各種符号化方式の比較

	中符号長での特性	長符号長での特性	符号化コスト	復号コスト
Turbo 符号	△	△	◎	○
二元 LDPC 符号	△	○	△	○
Polar 符号	×	◎	○	○
多元 LDPC 符号	○	○	△	△
格子符号 (LDLC)	◎	○	×	×

ここでは分かりやすくするために、各条件に対して最も優れている、または最適となるものを二重丸で、条件を準最適に満たす、もしくは特性に優れるものを丸で、条件を満たさないというわけでもないが、満たすというほどでもないもの、また性能の観点でも同様のものを三角で、最も条件を満たさない、もしくは最も特性の悪いものをバツとして表現している。表からわかる通り、実装上の複雑度の観点では Turbo 符号が最も優れていることがわかる。しかし符号としての特性は、他の符号に対して劣っており、改善が望まれる。一方、中程度の符号長での特性は LDLC がもっとも優れている。しかしながら、上述したように、実装上重要な符号化・復号化コストが無視できないほどに大きく、本課題でもっとも重要な要素のひとつである「低遅延」が満たせないシステムとなってしまうことが考えられる。

以上の調査結果を受け、今年度我々は、LDPC 符号とターボ符号の両者の性質を持ち合わせる Repeat-Accumulate 符号に着目し、この符号の性質を利用した格子符号を設計することで、符号化・復号演算量を抑えながら、中符号長で優れた復号特性を持つ符号の実現に取り組んだ。次節ではこの内容について報告する。

## 参考文献

- [4.3.1.1] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, pp. 379–423, Oct. 1948.
- [4.3.1.2] J. P. Odenwalder, “Optimal Decoding of Convolutional Codes,” Ph.D Dissertation, Department of Systems Sciences, School of Engineering and Applied Sciences, University of California, L.A., 1970.
- [4.3.1.3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1),” Proc. 1993 IEEE Int. Conf. Communications, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, 1993.
- [4.3.1.4] D.J.C. MacKay and R.M Neal, “Near Shannon limit performance of low density parity check codes,” *Electronics Letters*, vol. 33, no. 6, pp. 457-458, Mar. 1997.
- [4.3.1.5] R. G. Gallager, “Low Density Parity Check Codes,” *IRE Trans. Info. Theory*, vol. IT-8, pp.21—28, Jan. 1962.
- [4.3.1.6] A. J. Felstrom and K. S. Zigangirov, “Time-varying periodic convolutional codes with low-density parity-check matrix,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 2181–2190, Sept. 1999.
- [4.3.1.7] S. Kudekar, T. Richardson, and R. Urbanke, “Threshold saturation via spatial coupling: Why convolutional LDPC ensembles perform so well over the BEC,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.57, no.2, pp.803-834, Feb. 2011.
- [4.3.1.8] E. Arikan, “Channel Polarization: A Method for Constructing Capacity-Achieving Codes for Symmetric Binary-Input Memoryless Channels,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 55, no. 7, pp.3051—3073, July 2009.
- [4.3.1.9] Y. Polyanski, H. V. Poor, S. Verdue, “Channel Coding Rate in the Finite Blocklength Regime,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.56, no. 5, pp. 2307 — 2359, May 2010.
- [4.3.1.10] M. Hayashi, “Information Spectrum Approach to Second-Order Coding Rate in Channel Coding,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 55, no. 11, pp. 4947-4966, Oct. 2009.
- [4.3.1.11] M. Davey and D. MacKay, “Low-Density Parity Check Codes over  $GF(q)$ ,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 6, pp.165—167, June 1998.
- [4.3.1.12] 笠井健太, “多元 LDPC 符号とその応用,” *信学技報*, vol. 110, no. 205, IT2010-34, pp. 1—6, Sept. 2010.
- [4.3.1.13] R. de Buda, “The upper error bound of a new near-optimal code,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-21, pp. 441-445, Jul. 1975
- [4.3.1.14] U. Erez and R. Zamir, “Achieving  $1/2 \log(1+SNR)$  on the AWGN Channel with Lattice Encoding and Decoding” , *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.50, no.10, pp. 2293-2314, Oct. 2004.
- [4.3.1.15] N. Sommer, M. Feder, and O. Shalvi, “Low Density Lattice Codes,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.54, no.4, pp.1561-1585, Apr. 2008.

### 4.3.2. 有限符号長における通信の高信頼化を達成する Repeat-Accumulate 信号符号の構築

#### 4.3.2.1. 研究背景

自動運転をサポートする無線通信において重要となるのは、高信頼と低遅延である。しかし誤り訂正符号の限界を示す通信路容量の達成には無限の符号長、無限の復号演算量が必要とされ、この両者はトレードオフの関係にあることを前節において示した。低密度パリティ検査 (LDPC: Low-Density Parity Check) 符号は通信路容量に漸近する優れた符号である一方、符号化演算量が大きくなってしまふことが知られている。一方、ターボ符号は符号化演算量が小さいものの、その復号特性は LDPC 符号に及ばない。この両者の性質を持ち合わせた Repeat-Accumulate (RA) 符号は非常に低い符号化演算量ながら、優れた特性を示すことが知られている。そこで H27 年度は RA 符号に着目し、この符号の性質を利用した格子符号を設計することで、符号化・復号演算量を抑えながら、中符号長で優れた復号特性を持つ符号の実現を目指す。本節ではこの内容の詳細について報告する。

#### 4.3.2.2. 格子の定義

まず以降の説明に必要となる数学的準備として、格子符号の基本となる格子の概念を定義する。RA 信号符号は、本節で定義される格子の概念によって設計されており、二元体上で設計された符号よりも、より自由度をもった設計が可能となる。ここで各定義は文献 [4.3.5.1] に従う。各列が一次独立な複素行列  $G \in \mathbb{C}^{n \times m}$  によって生成される格子空間  $\Lambda(G)$  は次式で与えられる。

$$\Lambda(G) = \{G\mathbf{a} : \mathbf{a} \in (\mathbb{Z}[j])^m\}$$

ここで、 $j = \sqrt{-1}$  であり、 $\mathbb{Z}[j]$  は次式で書き表せる。

$$\mathbb{Z}[j] = \{a + bj : a, b \in \mathbb{Z}\}$$

このとき、 $G$  は格子の生成行列と呼ばれる。また格子  $\Lambda(G)$  と格子点  $\mathbf{y} \in \Lambda(G)$  に対し、ボロノイ領域は次式で定義される。

$$\mathcal{V}(\mathbf{y}) = \{x \in \mathbb{C}^m : \|x - \mathbf{y}\| \leq \|x - \mathbf{v}\|, \forall \mathbf{v} \in \Lambda(G) \setminus \{\mathbf{y}\}\}$$

ボロノイ領域は、直感的には格子点に対する距離に基づく判定領域と等しいと考えられる。

#### 4.3.2.3. システムモデル

図 4.3.2-1 に本節で取り扱う RA 信号符号のシステムモデルを示す。RA 信号符号は、従来の 2 元あるいは多元誤り訂正符号と異なり、情報系列  $\mathbf{u} \in \mathbb{F}_2$  を変調した信号系列  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^m$  に対して符号化処理を行う。ここで、信号系列  $\mathbf{s}$  として  $L^2$ -QAM (Quadrature Amplitude Modulation) を仮定し、格子空間上の変調信号点を次式で定義する。

$$\mathbf{s} = \{a^I + a^Q j : a^I, a^Q \in \mathbb{Z}_L\}$$

このとき、 $\mathbb{Z}_L = \{0, 1, \dots, L-1\}$  であり、整数環を表す。符号化処理では生成行列  $G \in \mathbb{C}^{n \times m}$

によって $m$ 次元の変調信号系列から $n$ 次元の符号語 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^n$ を複素空間上に生成する。受信端末では、受信信号 $\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{n}; \mathbf{y}, \mathbf{n} \in \mathbb{C}^n$ を受信する。このとき、 $\mathbf{n}$ は $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ の円対称複素ガウス分布に従う雑音成分である。受信端末は複素信号空間で変調信号 $\mathbf{s}'$ を復号した後、ビットの情報系列 $\mathbf{u}'$ を復調する。本節では誤り訂正符号の性能に対する議論であるため、前節で述べたように通信路におけるフェージングなどによる受信電力の変動については考慮しない。フェージングなどの影響が著しく、受信電力の変動が無視できない場合については、4.3.3節において詳しく述べる。

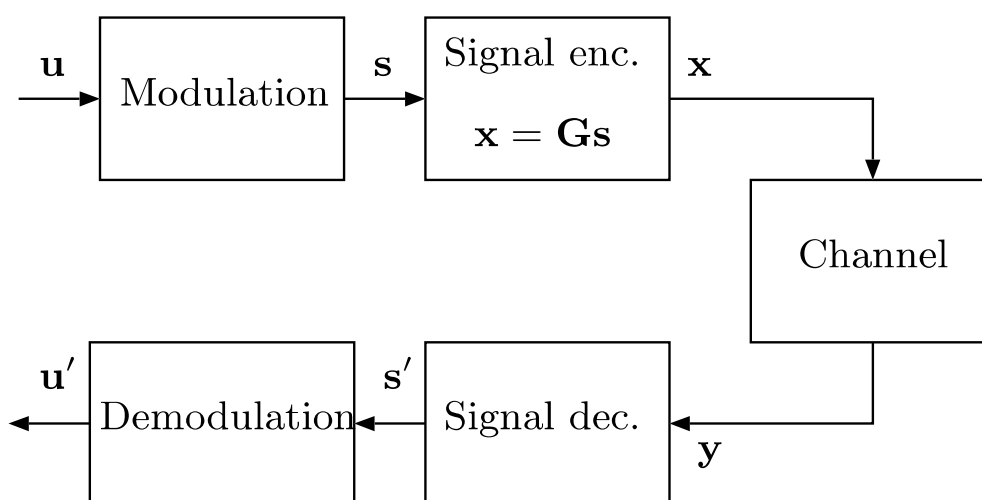


図 4.3.2-1 RA 信号符号のシステムモデル

#### 4.3.2.3.1. 提案符号化器

図 4.3.2-2 に RA 信号符号の符号器を示す。符号化の流れは 2 元の場合と同様、はじめに系列長 $N_s$ の変調信号 $\mathbf{s}$ を $q$ 回繰り返して符号化し $\mathbf{c} \in \mathbb{C}^{qN_s}$ を得る。その後、 $\mathbf{c}$ に対し深さ $qN_s$ のシンボルインターリーバをかけた $\hat{\mathbf{c}}$ を無限インパルス応答 (IIR: Infinite Impulse Response) フィルタによって構成される差動畳み込み符号器に入力し、最終符号語 $\mathbf{x}$ を出力する。このとき符号語 $\mathbf{x}$ は以下の式により得ることができる。

$$\mathbf{x} = \hat{\mathbf{c}} + g\mathbf{x}_{i-1} + b$$

ここで、 $g$ は IIR フィルタ係数である。RA 信号符号では、符号語を IIR フィルタにより生成するため、フィルタ係数が $|g| \geq 1$ のとき $\mathbf{x}$ が無限の振幅値を持ってしまい、実装不可能となる。一方で、符号化利得の高いフィルタ係数は $|g| \approx 1$ であることが分かっており、次節で説明するようにシェイピング係数 $b$ によって振幅値を抑える処理が必要となる [4.3.5.2]。



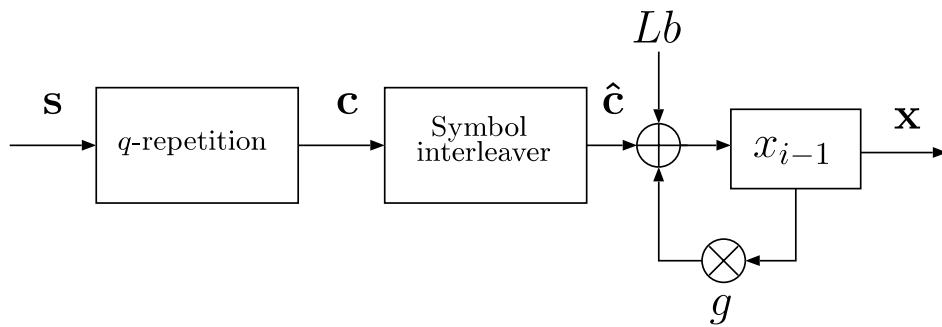


図 4.3.2-2 : 符号器の構成

#### 4.3.2.3.2. シェイピング

前述したように信号符号ではその出力信号が無限大の電力を持ってしまふことが知られている。そこで提案する RA 信号符号では、トムリンソン-原島プリコーディング (THP: Tomlinson-Harashima Precoding) を符号化の前に用い、シェイピングによって信号電力の制約を行う。一般的に THP を用いた送信信号電力制約手法では、シェイピング係数  $b$  を次式によって計算する。

$$b = L \left\lfloor \frac{1}{L} (\hat{c} + gx_{i-1}) \right\rfloor$$

ここで、 $[x]$  は  $x$  の最近傍の整数を表す。このシェイピング係数によって生成される送信符号語  $x$  は  $[-L, L]$  の範囲に抑えられる。

ここで、 $L = 2$  の場合における送信信号を図 4.3.2-3 右に示す。同図より、送信符号語は  $[-2, 2]$  の範囲に一様に分布していることがわかる。

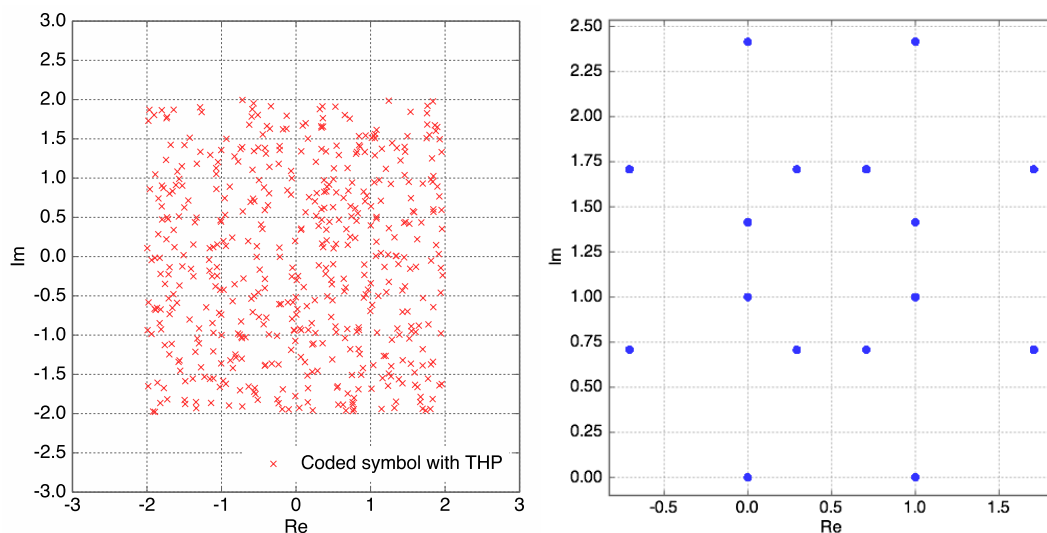


図 4.3.2-3 シェイピングした送信符号語 (左: 通常の THP, 右: 環を利用した THP)

しかしながら、シェイピング領域内の実数全体が候補点となるため、送信符号語が持つ状

状態数は無限大に発散してしまう。この問題により、復号器はトレリスを利用した BP 復号法である BCJR アルゴリズムが利用できず、リスト復号しか適用できない。リスト復号によって達成可能な伝送レートはカットオフレートであり、通信路容量から乖離してしまう。

そこで、RA 信号符号では次式で表すアイゼンシュタイン環を利用した THP によって状態数を制約しつつ信号電力を抑圧することで BP 復号を可能にする[4.3.5.3]。

$$\mathbb{Z}[e^{j\pi/(2N_{bv})}] = \sum_{k=0}^{N_{bv}-1} (a_k^I + ja_k^Q)e^{jk\pi/(2N_{bv})}: a_k^I, a_k^Q \in \mathbb{Z}_L$$

環は加算と乗算において閉じた構造を持っているため、 $\hat{c}, g, b$ を $\mathbb{Z}[e^{j\pi/(2N_{bv})}]$ の中から選ぶことによって $x_i$ の状態数を $L^{2N_{bv}}$ に抑えることができる。例えば、 $L = 2, N_{bv} = 2$ のときの送信信号候補点を図 4.3.2-3 の右に示す。

#### 4.3.2.3.3. 復号器

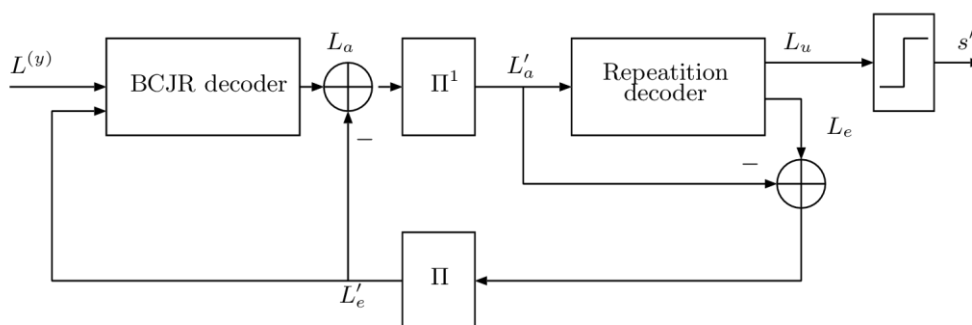


図 4.3.2-4 復号器の構成

受信端末では最大事後確率 (MAP: Maximum a priori Probability) 復号を行う。復号器の構成を図 4.3.2-4 に示す。同図の復号器は、差動畳み込み符号器と繰り返し符号器に対応した BCJR 復号器と繰り返し復号器の 2 つの要素復号器から構成されている。これら 2 つの要素復号器はそれぞれ変調信号  $\mathbf{s}$  に関する事前情報  $L'_a, L'_e$  を入力し、外部値と呼ばれる情報  $L_a, L_e$  を出力する。復号器は最終的に各時点  $i$  における送信シンボル  $\mathbf{s}$  について次式で表す対数尤度比を計算する。

$$L(s_i^{(l)}|\mathbf{y}) = \ln \left( \frac{P(s_i^{(l)} = w^{(l)}|\mathbf{y})}{P(s_i^{(l)} = w^{(0)}|\mathbf{y})} \right)$$

ここで  $l = 0, 1, \dots, L-1$  であり、 $w^{(l)}$  は  $l$  番目の変調信号候補点である。対数尤度比を計算後、次式のように推定送信シンボルを決定する [4.3.5.4]。

$$s'_i = \begin{cases} w^{(0)}, & \text{sign}(L(s_i^{(l)}|\mathbf{y})) < 0 \\ w^{(l)}, & \text{sign}(L(s_i^{(l)}|\mathbf{y})) \geq 0 \end{cases}$$

ここでは RA 信号符号をターボ符号のように捉え、復号法を定義した。しかし RA 信号符号は RA 符号と同様に、LDPC 符号としての性質も持つため、検査行列を定義することで、和積アルゴリズム (SPA : Sum-Product Algorithm) を用いて復号することも可能である。

#### 4.3.2.4. 計算機シミュレーション

最後に RA 信号符号と、現行の IEEE802.11p に使用されている拘束長 7、 $(133,171)_8$  の畳み込み符号 [4.3.5.5]、従来の 2 元 RA 符号、多元 RA 符号のフレーム誤り率 (FER: Frame Error Rate) 特性を比較する。ここで、全ての符号についてフレーム長は 2000[bit] を仮定し、変調方式は QPSK( $L = 2$ ) を用いる。また、符号の繰り返し回数は  $q = 3$  とする。多元 RA は  $GF(4)$  上で構成し、文献 [4.3.5.4] で示される最適な重み係数である  $(1, \alpha, \alpha^2)$  を利用する。RA 信号符号のフィルタ係数は  $g = (1 + j) + (0 + j)e^{j\pi/4}$  を用いる ( $N_{bv} = 2$ )。通信路は AWGN とし、復号器の復号繰り返し回数は 20 回とする。

図 4.3.2-5 に、各符号の FER 特性を示す。

同図より、RA 信号符号は全ての符号の中で最もシャノン限界に漸近した特性を持ち、現行の畳み込み符号に比べて  $FER = 10^{-2}$  で約 3.25[dB] の符号化利得が得られることがわかる。また 2 元 RA と比べると  $FER = 10^{-3}$  で約 1[dB] の符号化利得が得られる。一方で、多元 RA 符号と比較すると、誤り率が急峻に低下するウォーターフォール領域の特性は同等であるが、誤り率が緩やかに低下するエラーフロア領域の特性が RA 信号符号は優れていることがわかる。これらの結果は、RA 信号符号が複素空間上で符号を構成していることで、2 元や多元の場合に比べて情報エントロピーが増加し、符号長に対する誤り率の収束が早いことに起因すると考えられる。

#### 4.3.2.5. 本項のまとめ

本項では中程度の符号長において優れた誤り訂正能力を有する符号として、RA 信号符号を提案した。数値結果より、RA 信号符号が中程度の符号長において、最も優れた特性を示すことが明らかになった。一方で、現実的に興味のある FER において多元 RA 符号

と RA 信号符号の特性差は大きくなく、符号化・復号の演算量がより少ない多元 RA 符号の方が実用上は望ましいともいえる。しかし、符号と変調を同時設計している RA 信号符号と異なり、多元 RA 符号では、符号化器の他に変調器が必要となる。よって多元 RA 符号、RA 信号符号には、相互に長所と短所があり、総合的にみて、どちらが自動運転を支える通信に適しているかを判断することは現時点では難しい。既存のシステムとの互換性までを加味すると、短期・中期的には多元誤り訂正符号の導入、長期的には誤り訂正符号として格子符号を用いることが、もっとも現実的な解とも考えられるが、さらなる検討が必要である。

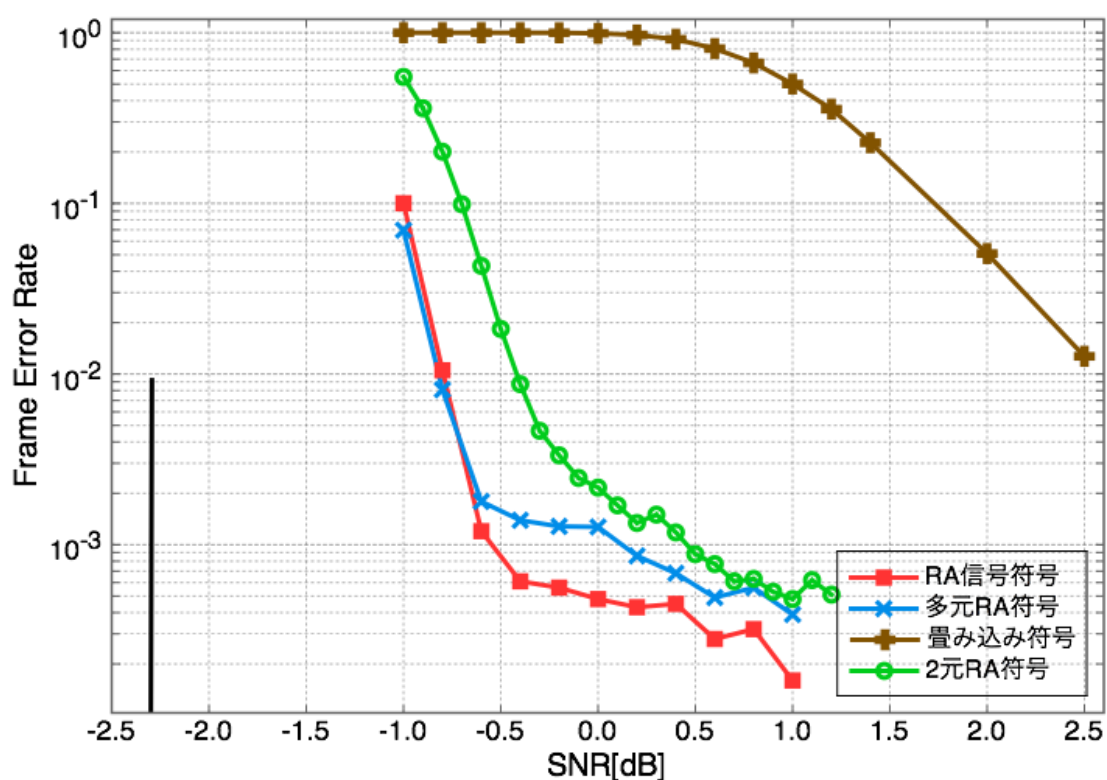


図 4.3.2-5 AWGN 通信路における畳み込み符号、RA 信号符号、2 元、多元 RA 符号の FER 特性。実線は 2/3 [bit/symbol] に対する通信路容量を示す。

## 参考文献

- [4.3.5.1] Ram Zamir, “*Lattice Codeing for Signals and Networks*,” Cambridge University Press, 2014.
- [4.3.5.2] O.Shalvi, N. Sommer, M. Feder, “Signal Codes: Convolutional Lattice Codes,” *Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 8, pp.5203-5226, Aug. 2011.
- [4.3.5.3] P. Mitran, H. Ochiai, “Parallel Concatenated Convolutional Lattice Codes with Constrained States,” *Trans. Wirelss Commun*, vol.63, no.4, pp.1081-1090, April, 2015.
- [4.3.5.4] R.A. Carrasco, M. Johnston, “*Non-Binary Error Control Coding for Wireless Communication and Data Storage*,” John Willy & Sons, 2008.
- [4.3.5.5] J.P. Odenwalder, “Optimal Decoding of Convolutional Codes,” Ph.D Dissertation, Department of Systems Sciences, School of Engineering and Applied Sciences, University of California, L.A., 1970.

### 4.3.3. 車群・基地局間通信の高信頼化を実現する空間結合 Repeat-Accumulate 符号化協調の実環境における特性解析

#### 4.3.3.1. 研究背景

前節までの検討により、各車両の符号長が数百から数千シンボル程度と短い場合においては、RA 信号符号といった高度な誤り訂正符号を用いることで、高信頼・低遅延な通信を実現できることがわかった。一方で通信路における受信電力そのものがフェージングと呼ばれる物理現象によって長期間落ち込んでしまった場合には、いかなる符号を用いても通信路の信頼性を向上することができない。特に自動運転によって走行する車群が基地局に対して逐一状況を報知するような状況では、通信距離が比較的長いためにパスロスの影響を強く受け、フェージングによる少しの落ち込みで復号が失敗してしまうことが考えられる。本節では、各車両（ユーザ）の符号長を十分に短く保ちながら、複数の車両と協調することによって効果的に長い符号長の符号を車群全体で構成し、これによって優れた復号特性を得る手段について検討する。この場合、車両間での情報の共有が必要となるため遅延が問題となるが、一方でフェージングの影響によって著しく信頼度が落ち込むことを防ぐことができるため、単一のユーザで長い符号長を用いて、遅延を増加させるよりも復号特性の大幅な改善が期待できる。また前節で提案した信号符号は、車車間、路車間を問わず、自動運転をサポートする全ての通信の信頼度を向上させるのに対し、本項の検討は、単一車両では信号符号を用いても不安定となってしまう、車群と基地局間の長距離通信を安定化させる方式である。次節以降では、まずシステムモデルを定義し、その後、方式の詳細を述べる。

#### 4.3.3.2. システムモデル

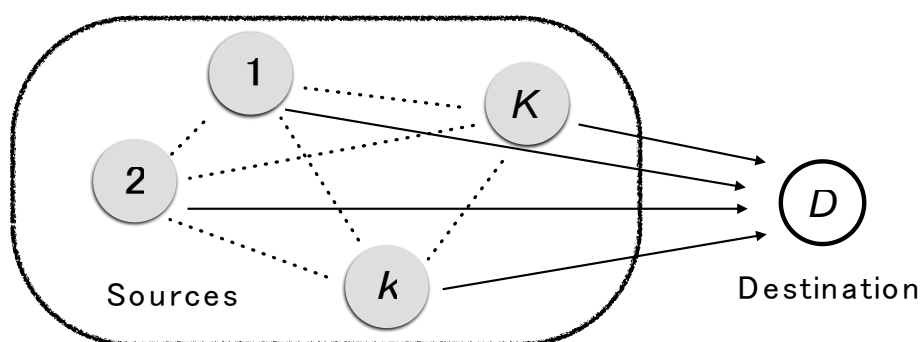


図 4.3.3-1 K台の送信端末と1台の宛先端末からなるネットワーク

本項では、問題を簡易化するため、図 4.3.3-1 に示すように、 $K$ 台の情報源端末が共通する一台の宛先端末 $D$ に向けて情報を送信するシステムを想定し、この一般化されたシステ

ムに対して議論を行う。情報源端末  $k \in \{1, \dots, K\}$  は 2 元有限体  $\mathbb{F}_2$  で定義される  $M$  ビットの情報パッケージをもつ。各端末は 1 本のアンテナを具備しており、半 2 重制約のもと時分割多元接続 (TDMA: Time Division Multiple Access) によって通信を行う。

各情報源端末と宛先端末間の通信路は 1 つの時間スロット内で通信路状態が変化しない周波数非選択性ブロックレイリーフェージングの影響を受けるものとする。また、各情報源端末は宛先端末との距離と比較して互いに近傍に存在していると仮定し、各情報源端末と宛先端末  $D$  との間の距離は等しいものとする。さらに、すべての情報源端末間は近傍に存在し、受信信号電力は十分大きいことから、情報源端末間は互いに誤りなく通信を行うことが可能であるとする。

ここでは簡単のため、変調方式として BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調を仮定する。このとき、変調点空間は  $\mathcal{X} = \{\pm 1\}$  で与えられ、情報ビットに対して以下のマッピングを用いることで送信信号  $x \in \mathcal{X}$  を決定する。

$$x = \begin{cases} +1 & \text{情報ビット "0"} \\ -1 & \text{情報ビット "1"} \end{cases}$$

時間スロット  $t$  において情報源端末  $k$  が送信を行う場合を考える。このとき、情報源端末  $k$  からの送信信号を  $x_k(t)$ 、対応する受信信号を  $y(t)$  とすれば、

$$y(t) = h_k(t)x_k(t) + n(t)$$

と表すことができる。ただし、 $n(t)$  は受信機で生じる熱雑音であり、平均 0、分散  $N_0/2$  のガウス分布に従う確率変数である。 $N_0$  は両側雑音電力密度を示す。また  $h_k(t)$  は時間スロット  $t$  における情報源端末  $k$  から宛先端末への通信路におけるフェージング係数で、平均 0、分散 1 の円対称複素ガウス分布に従う確率変数である。フェージング係数は宛先端末において既知であると仮定する。 $n(t)$  は異なる  $t$  に対して、 $h_k(t)$  は異なる  $k$ 、 $t$  に対してそれぞれ互いに統計的に独立であるとする。

情報パッケージは、伝送ブロックが  $T$  になるまでそれぞれのユーザ、伝送ブロックに対して独立に生成されるものとする。

#### 4.3.3.3. 空間結合 Repeat-Accumulate 符号化協調

本節では H26 年度において提案した Repeat-Accumulate (RA) 符号化協調方式について説明する。これは、文献[4.3.3.1]で提案されている空間結合 Repeat-Accumulate (RA) 符号を分散的に構成する手法であり、各ユーザの符号長が著しく短い場合にも優れた特性を示すことが昨年度の結果よりわかっている。本項では空間結合 RA 符号化協調の具体的な動作について述べる。

##### 4.3.3.3.1. 各端末の送信スケジュール

通信開始前に、各端末は自身が送信する時間スロットを割り当てられる。 $k$  番目の端末が送信する時間スロット  $t$  は、整数  $s \in \{0, \dots, T-1\}$  を用いて、 $t = k + sK$  と表される。

ただし、 $T$ は各端末の最大送信回数であり、事前に設定される値である。割り振られた時間スロットでは、自身の情報パケットと、他の端末から受け取った情報を用いて生成したパリティパケットを合わせて送信する。

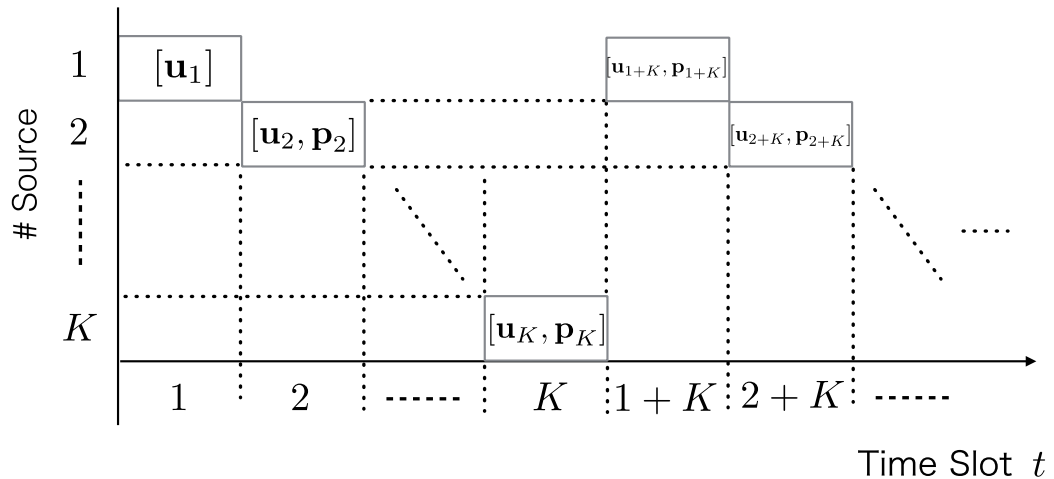


図 4.3.3-2 各端末の送信スケジュール。縦軸は送信端末、横軸は時間スロットを表す。

図 4.3.3-2 に、符号化協調における各端末の送信スケジュールを示す。時間スロット 1 では、情報源端末 1 が自身のパケットを送信する。ここで、端末 1 は他の端末の情報パケットを所持していないため、パリティパケットの生成は行われず、自身のパケットのみを送信する。具体的な符号化方法については 4.3.3.3 章にて詳説する。また、他の端末はパケットの送信は行わず、端末 1 の送信パケットを受信し、復号する。時間スロット 2 では、端末 2 が自身のパケットと自身のメモリに格納されていた端末 1 のパケットから生成した符号語を送信する。時間スロット  $t$  における端末  $k$  の情報パケットを  $\mathbf{u}_t$ 、パリティパケットを  $\mathbf{p}_t$  と表記する。このとき、送信されるパケットは  $[\mathbf{u}_t \mathbf{p}_t]$  と表される。端末  $K$  の端末に続き、端末 1 が再び送信を行う。ただし、2 回目以降の送信では端末 1 も他端末からパケットを受信しているため、ここではパリティパケットを合わせて送信する。



#### 4.3.3.3.2. 符号化法

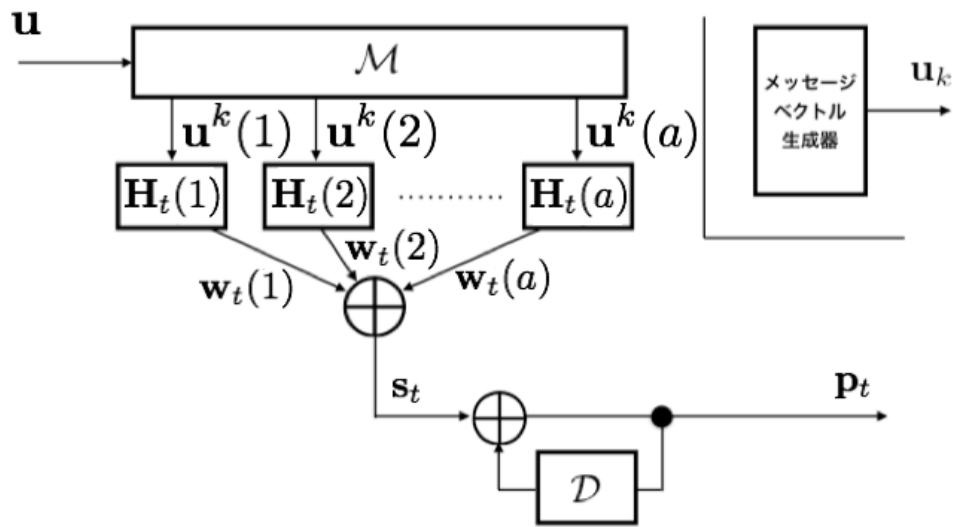


図 4.3.3-3 空間結合 RA 符号化協調の符号化ブロックダイアグラム。ここでは  $k$  番目の端末での処理を示す。

図 4.3.3-3 に空間結合 RA 符号化協調の  $k$  番目の情報源端末における符号化ブロックダイアグラムを示す。図中の記号  $\mathcal{M}$  は  $M$  ビットの情報 packets を格納するメモリであり、他の情報源端末から送信された情報 packets が格納される。メモリには最大で  $a$  個の情報 packets を格納可能であるものとし、端末  $k$  において  $t'$  だけ前の時間スロットで受信されメモリに格納された情報 packets を  $\mathbf{u}^k(t')$  と表す。時間スロット  $t$  において、メモリ内には時間スロット  $t-a$  から  $t-1$  までの最大  $a$  個の情報 packets が格納されている。ただし、 $a > t-1$  の場合には  $t-1$  個の情報 packets が格納されている。メモリから各受信 packets  $\mathbf{u}^k(t')$  を取り出し、インタリーバ行列  $\mathbf{H}_t(t')$  で表されるインタリーバにそれぞれ入力し、ベクトル  $\mathbf{w}_t(t')$  を次式のように生成する。

$$\mathbf{w}_t(t') = \mathbf{u}^k(t') \mathbf{H}_t(t')$$

ただし、インタリーバ行列  $\mathbf{H}_t(t')$  は、行重みと列重みがともに 1 となる制約下で要素 1 と 0 をランダムに配置した  $2$  元  $M \times M$  行列であり、要素の配置は異なる  $t, t'$  に対してそれぞれ統計的に独立である。次に、得られたベクトル  $\mathbf{w}_t(t')$  の排他的論理和を計算し、ベクトル  $\mathbf{s}_t$  を出力する。その後、1 ビットのメモリからなる遅延素子  $\mathcal{D}$  にベクトル  $\mathbf{s}_t$  を入力し、符号語系列  $\mathbf{p}_t$  を生成する。

#### 4.3.3.3.3. 検査行列表現

本項目では、前節で説明された空間結合 RA 符号化協調に対する、検査行列表現を述べる。一般に符号語長  $n$ 、情報記号数  $k$  の誤り訂正符号は、 $(n-k) \times k$  行列であるパリティ検査行列  $\mathbf{H}$  を用いて定義することができ、 $n$  次元行ベクトルで表現される任意の符号語  $\mathbf{x}$  に対して、





メッセージノードには $Q$ 本の枝が接続されており、各情報パケットが合計 $Q$ 回パリティ検査に参加していることに対応する。同様に、チェックノードとメッセージノードを結ぶ枝の数は $a$ であり、各パリティ検査に $a$ 個の情報パケットが参加していることを表す。プロトグラフ上で考えた場合、実際の符号化ではメッセージノードとチェックノード間に対応する部分にはインターリーブが接続されているが、プロトグラフ表記では省略されている。プロトグラフ上でのチェックノードとパリティノード間の枝の結線は、再帰畳み込み符号化器の処理に対応している。

続いて、空間結合 RA 符号化協調のプロトグラフ表現について述べる。空間結合は、空間的に近い複数のグラフを結合し、一つの大きなグラフを作ることで符号化を行う手法である。プロトグラフ上で考えた場合、空間結合は複数のプロトグラフの枝を隣接するプロトグラフに接続することで表現される。

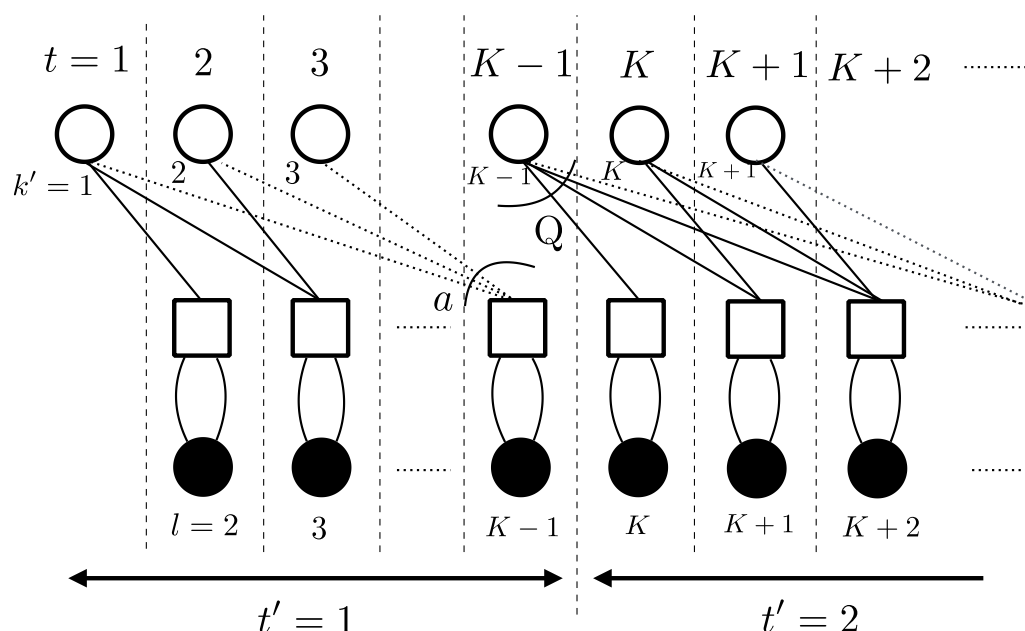


図 4.3.3-5 空間結合 RA 符号化協調のプロトグラフ表現

図 4.3.3-5 に空間結合 RA 符号化協調のプロトグラフ表現を示す。ネットワーク内には $K$ 台のユーザが存在し、各ユーザはそれぞれ $T$ 回送信するため、合計で $KT$ 個のメッセージノードが存在する。図 4.3.3-4 に示す $(Q, a)$ 正則 RA 符号のプロトグラフを $KT$ 個並べる。各メッセージノードの持つ $Q$ 本のエッジのうち 1 本を、自身の次に設置されているプロトグラフのチェックノードに接続する。この結合は、各ユーザの符号語生成において、前のユーザからの情報も利用されることに対応する。

チェックノード及びパリティノードはプロトグラフ内に $L$ 個ずつ存在し、次式で定義される。

$$L = \left\lceil \frac{Q}{a} KT \right\rceil + (a - 1)$$

ただし、 $\lceil x \rceil$ は $x \in \mathbb{R}$ に対して $x$ 以上の最小の整数を返す天井関数である。

ここで、空間結合 RA 符号化協調の符号化率を考える。プロトグラフ表現から、プロトグラフ上のメッセージノードの数は $KT$ 個であり、一つのプロトグラフに含まれる情報パケットの長さは $M$ ビットであるので、空間結合 RA 符号化協調全体の情報パケット全体の長さは $KTM$ ビットである。同様にパリティノードの数は $L$ 個であり、パリティパケット長は $M$ ビットであるので、パリティパケット全体の長さは $LM$ ビットとなる。以上から、空間結合 RA 符号の符号化率は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} r_{SC-RA-CC} &= \frac{KTM}{KTM + LM} \\ &= \frac{KT}{KT + L} \\ &= \frac{KT}{\left\lceil \frac{Q+a}{a} KT + a - 1 \right\rceil} \end{aligned}$$

符号化率はパラメータ $Q$ 、 $a$ 、 $K$ 及び $T$ のみによって決定される。さらに、メッセージノード数 $KT$ を無限大に近づけた場合、符号化率は

$$\lim_{KT \rightarrow \infty} r_{SC-RA-CC} = \frac{a}{Q + a}$$

となる。

空間結合 RA 符号化協調の復号は、通常空間結合 RA 符号と同様にプロトグラフ上での確率伝搬(BP: Belief-Propagation)法に基づいて行われる。ただし通常の BP 法とは若干異なり、復号順序に注意が必要である。具体的には、図 4.3.3-5 の黒丸で表される観測ノード(パリティノード)より復号が開始される。各パリティノードに対応する LLR が計算されたのち、それらのメッセージがチェックノードに渡され、その後、メッセージノードの計算が行われる。この復号順序は直列接続型のターボ復号器と同等の動作となっており、内符号に対応する復号処理を行ったのちに、外符号に対応する復号処理を行うことで、正しく復号を行うことができる。

#### 4.3.3.4. 数値結果

本項目では、フェージング環境下における空間結合 RA 符号化協調のフレーム誤り率(FER:Frame Error Rate)特性を計算機シミュレーションから評価する。本項目では、復号後に1ビットでも誤りが残った情報パケットの割合を FER として定義する。各パケットには理想的な誤り検出符号が付与されているものと仮定し、復号後のパケットに誤りが含まれているかは正確に判別できるものとする。

表 4.3.3-1 シミュレーション諸元

		空間結合 RA 符号化協調	ANCC
符号化率	$r$	0.495	0.500
情報源端末数	$K$	5	
最大送信回数(各端末の情報パケット数)	$T$	30	
メッセージベクトルサイズ	$M$	100 (bits)	
協調端末台数	$Q$	4	
確率伝搬復号法の最大繰り返し回数		300	

表 4.3.3-1 に示した諸元に対する FER 特性を図 4.3.3-6 に示す。横軸は $E_b/N_0$ で、 $E_b$ は情報 1 ビットあたりの平均信号エネルギー、 $N_0$ は両側雑音電力密度である。ここでは従来手法として、文献[4.3.3.3]において提案されている協調ネットワーク符号化協調(ANCC: Adaptive Network Coded Cooperation)の FER 特性と比較を行う。

図 4.3.3-6 から、空間結合 RA 符号化協調が ANCC と比較して優れた FER 特性を示すことが確認できる。ANCC では、復号性能が低い低密度生成行列(LDGM: Low Density Generator Matrix)符号[4.3.3.4]に基づいて協調を行うため得られる符号化利得が小さいことに加え、各ユーザのパケットのパリティ検査への寄与がランダムに決定されるため、ダイバーシティオーダーが得られていない。一方空間結合 RA 符号化協調では、空間結合 RA 符号による高い符号化利得に加え、各ユーザの情報パケットを含むパリティパケットが複数の独立な通信路を介して送信されるため、ダイバーシティオーダーを獲得することが可能となっている。例えば、 $10^{-2}$ の FER を達成するための所要 $E_b/N_0$ と比較した場合、空間結合 RA 符号化協調は ANCC と比較して約 13dB の利得を獲得していることが確認できる。

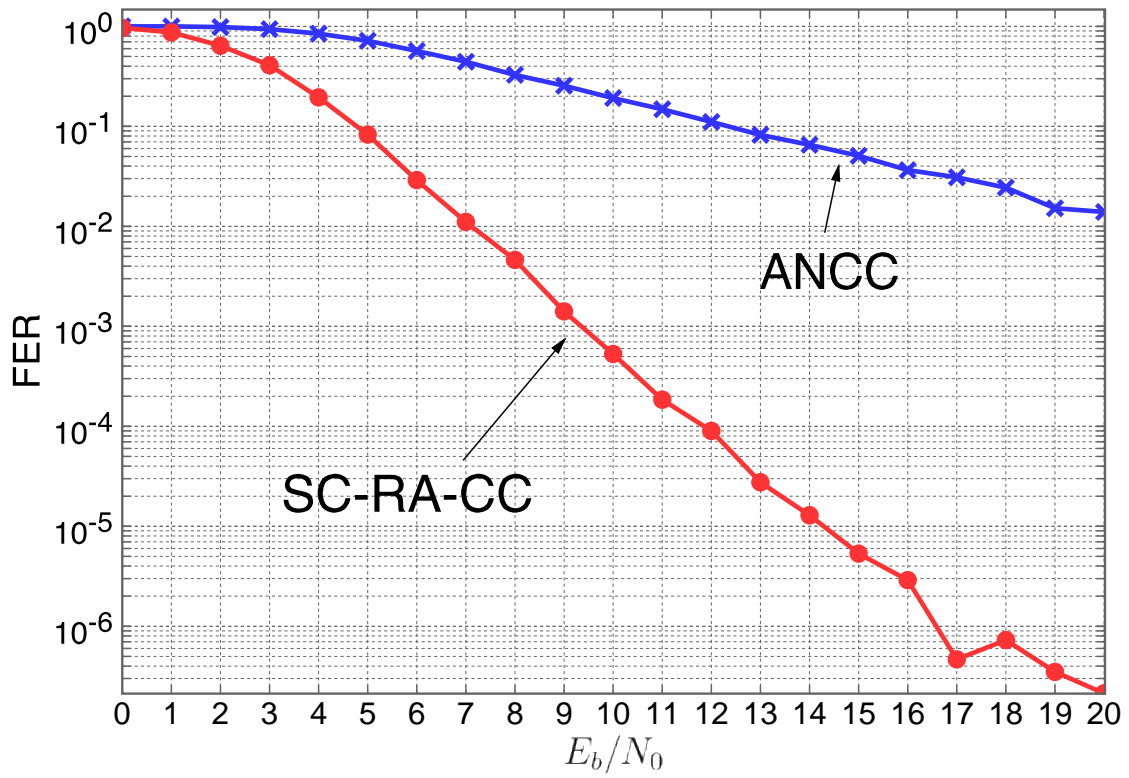


図 4.3.3-6 空間結合 RA 符号化協調の FER 特性。SC-RA-CC は空間結合 RA 符号化協調を表す。

#### 4.3.3.5. 本節のまとめ

本課題では、各車両の符号長を十分に短く保ちながら、複数の車両と協調することによって空間結合 RA 符号を構成する手法のフェージング環境下における評価を行った。空間結合 RA 符号化協調では、各ユーザ間の情報共有とパリティパケットの生成を同時に行うことができるため、遅延の影響を抑えつつ、空間結合 RA 符号によって高信頼な通信が可能となる。また、従来手法である ANCC と比較しても、 $10^{-2}$ の FER を達成するための所要 $E_b/N_0$ において約 13dB という大きな利得が得られることが確認できた。

#### 参考文献

- [4.3.3.1] S. Johnson and G. Lechner, “Spatially Coupled Repet-Accumulate Codes,” in *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 373–376, Feb. 2013.
- [4.3.3.2] N. Takeishi and K. Ishibashi, “Spatially Coupled Repeat-Accumulate Coded Cooperation,” in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, New Orleans, LA, 2015, pp. 516–521.
- [4.3.3.3] X. Bao and J. Li, “Adaptive Network Coded Cooperation (ANCC) for Wireless Relay Networks: Matching Code-on-Graph with Network-on-Graph,” in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 2, pp. 574–583, Feb. 2008.
- [4.3.3.4] T. Richardson and R. Urbanke, *Modern Coding Theory*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2008.



#### 4.3.4. 自動運転を支援する路側・路上センサ・車両間通信技術の構築

##### 4.3.4.1. 研究背景

協調型自動運転システムでは、路側や路上に設置されたセンサ端末が車両へ向けて周辺情報を配信することで自動運転の支援を行う。路側に設置されたセンサは周辺道路の混雑情報を配信することで交通渋滞の解消が期待でき、また、事故などの異常事態や死角からの飛び出しなどを検知しその情報を車両へ配信することで、交通事故、二次被害の防止につなげることができる。加えて、各車線の路上、あるいは道路中にセンサを設置することで、そのセンサの真上を通行した車両に向けて、混雑状況を鑑みた上で車両が走行すべき車線を報告し、交通の効率化が期待できる。路上や路側に設置されたセンサと車両が通信を行うことで、周辺の状況を逐次車両が把握できるため、ダイナミックマップの実現においては路車間通信が必要不可欠といえる。センサ端末は時々刻々変化する周辺情報を収集し、かつセンサ毎に送信するタイミングが同じであるとは限らないため、センサの送信は自律的に行うことが望ましいといえる。また、周辺情報をもれなく収集するためにはセンサ端末を多数配置する必要があり、通信の都度各センサ端末に通信資源の割り当てを行うことは莫大なオーバーヘッドにつながってしまうことから、自律的な通信が望ましいといえる。

各センサ端末に通信資源を割り当てることなく、自律的に送信を行う方式としてランダムアクセス方式が挙げられる。代表的なランダムアクセス方式としては、IEEE802.11規格で用いられている CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) や、ALOHA などがある。ランダムアクセス方式では、自律的な送信のために複数のパケットが同じタイミングで受信されてしまう可能性がある。この現象は衝突と呼ばれ、衝突したパケットは正しく復調することができなくなってしまうため、衝突をどのように取り扱うかがランダムアクセス方式では重要な問題となる。CSMA/CA では、各端末は送信前に他の端末が送信していないかを確認し、衝突が起これないと判断された場合のみパケットを送信することで衝突の回避を試みる方式である。事前の確認により、自身が感知できる範囲内の端末との衝突は回避することができるが、一方で自身の感知できる範囲の外側に存在する端末と衝突してしまうという隠れ端末問題が生じることが知られている。

一方 ALOHA 方式では、各端末が事前に共有された時間スロットに基づいて送信を行うスロット化 ALOHA [4.3.4.1]や、複数の時間スロットをまとめて一つのフレームとし、フレーム単位で通信を行うフレーム化 ALOHA [4.3.4.2]を基本として、様々な手法が提案されている。特に近年では、逐次干渉除去 (SIC : Successive Interference Cancellation) を組み合わせた方式が提案され、高いスループットを達成できることから注目を集めている。各端末の送信、及び SIC によるパケットの復元は、グラフに基づく誤り訂正符号の設計・解析に利用される 2 部グラフを用いて表現可能であり、文献 [4.3.4.3]では、各端末が事前に共有された次数分布から次数を選択し、その次数だけフ

フレーム内で送信する不均一繰り返しスロット化 ALOHA (IRSA : Irregular Repeat Slotted ALOHA) を提案し、符号設計に用いられる解析法である密度発展法[4.3.4.4]を用いて次数分布を最適化している。IRSA は次数分布を最適化することで非常に高いスループットを達成できる一方、事前に与えられたフレーム長に対して次数分布を最適化するため、所望のフレーム長が確保できなかった場合には設計した性能を達成することが困難となる。この問題は、受信者が移動車両であるためにフレーム長が通信毎に変化する路車間通信では非常に大きな問題となる。

これに対し、文献[4.3.4.5]では、スロット化 ALOHA にレートレス符号と呼ばれる誤り訂正符号のクラス概念を導入したフレームレス ALOHA が提案されている。フレームレス ALOHA では、各端末は与えられた送信確率にしたがって自身のパケットを送信し続け、受信者は受け取ったパケットから SIC を用いて送信パケットの復号を行う。フレーム長は事前に与えられるのではなく、一定数のパケットが復号されたところで通信が終了し、フレーム長が決定される。動的にフレームを打ち切ることで、通信路の状況によってフレーム長が自動的に決定されるため、時間的な変動を有する通信路に対しても効率的に通信を行うことが可能となる。

加えて、ベースステーションが近傍に複数存在し、互いにバックホールを介して通信可能である状況においては、ベースステーション同士が協調することで ALOHA のスループット性能を向上可能であることが文献 [4.3.4.6]において示されており、文献 [4.3.4.7]ではフレームレス ALOHA に対しても複数ベースステーション協調が有効であることが示されている。路車間通信を考えた場合、受信者である車両は近傍に複数存在することが考えられるため、車車間にバックホールが存在する場合、複数のベースステーションが存在するモデルと同様の議論が可能となる。

本項目では、路側端末から車両群への通信を想定し、車車間協調を用いたフレームレス ALOHA に基づく路車間通信について報告する。フレームレス ALOHA のパケット損失確率特性を理論的に解析し、パケット損失確率を最小化するように最適化問題を設計することで、端末の送信確率の最適化を行う。最後に、計算機シミュレーションから、複数の車両が互いに協調することでパケット損失確率特性を改善可能であることを示す。

#### 4.3.4.2. システムモデル

##### 4.3.4.2.1. 通信環境

本報告書では、 $N$ 台の路側端末が $M$ 台の車両へ向けて情報を伝送する路車間通信環境を想定する。路側端末はスリープ確率 $p_s$ でスリープしており、 $N_w$ 台の路側端末が起動している。ここで、 $N_w$ の期待値 $\bar{N}_w$ は、

$$\bar{N}_w = N(1 - p_s)$$

で与えられる。ただし、各端末においてはスリープ確率 $p_s$ 及び平均起動端末数 $\bar{N}_w$ のみ既知であるとし、瞬時の起動端末数 $N_w$ は未知であるものとする。路側端末の起動、スリープは通信開始時に決定され、以降では変化しないものとする。各車両は路側端末が設置されている $L(\text{m})$ の区間を速度 $v(\text{m/s})$ で通過する。全ての路側端末、車両は時間同期されており、路側端末による送信は時間スロットごとに行われる。ここで、時間スロットの長さを $\tau(\text{s})$ とする。

このとき、一台の車両が長さ $L$ の区間を通過する間に利用可能な時間スロット数 $T$ は、

$$T = \frac{L}{v\tau}$$

で与えられる。簡単のため、全ての車両は同時に全路側端末の通信可能範囲内に存在し、全車両への通信は共通の $T$ 時間スロットを用いて行われるものとする。全ての通信路はフェージングによる影響を受け、受信信号電力が著しく低下した場合にはパケットの受信に失敗するものとする。本研究では、このような通信路を消失通信路として表現する。路側端末から車両へ送信されたパケットは確率 $\epsilon_{r2v}$ で消失する。路車間通信路における消失確率は、送信端末、車両、時間スロットに対してそれぞれ互いに統計的に独立であるとする。

一つの時間スロット内で複数のパケットが同時に受信された場合、これらのパケットは衝突し、正しく復号できないものとする。したがって、復号誤りは通信路におけるパケットの消失、及びパケットの衝突から生じるものと考えられる。

#### 4.3.4.2.2. 車車間の無線バックホール

各車両は無線バックホールで互いに接続されており、各車両が復号に成功したパケットを接続された車車間で誤りなく共有することができるものと仮定する。ただし、この無線バックホールもフェージングの影響を受け、受信電力が大きく落ち込んだ場合には、パケットの共有ができなくなるものとする。この無線バックホールが利用不可能になる確率を $\epsilon_{v2v}$ と定義する。

各車両は一定速度で走行しており、通信区間を走行中は無線バックホールの通信路状況は変化しないものと仮定する。よって、通信開始時に各車両間のバックホールが確率 $1 - \epsilon_{v2v}$ で構築され、以降バックホールネットワークのトポロジは変化しないものとする。

#### 4.3.4.3. フレームレス ALOHA

##### 4.3.4.3.1. 送信と復号

各センサ端末は、次式で与えられる送信確率 $p$ に従い、時間スロットごとに送信するかを決定する。

$$p = \frac{G}{N_w}$$

ただし、 $G$ はターゲット次数と呼ばれ、一つの時間スロット内で同時に送信する平均端末数を表す値であり、任意に設定可能な値である。ここで、 $\Phi_m(t) \subset \mathbb{N}$ を、時間スロット  $t \in [1, T]$  で車両  $m \in [1, M]$  においてパケットが受信されたセンサ端末の集合とする。センサ端末  $n \in [1, N]$  のパケットに対応する送信信号を  $X_n$  とすると、時間スロット  $t$  の車両  $m$  における受信信号  $Y_m(t)$  は、

$$Y_m(t) = \sum_{n \in \Phi_m(t)} X_n$$

と表される。ただし、通信路で消失したパケットは受信されないため、集合  $\Phi_m(t)$  には消失したパケットは含まれない。

同一の時間スロット内で複数のパケットが受信された場合、この間に送信されたパケットは衝突し、正しく復号することができなくなってしまう。そこでフレームレス ALOHA では、各 BS が受信パケット全体に対して SIC を行うことで、衝突したパケットの復号を行う。本報告書では、各車両は各時間スロットで(1)衝突が生じているか、(2)一つの信号のみが受信されている、つまり  $\Phi_m(t)$  が単集合であるか、(3)誰も送信しなかったかのいずれかを判別できるものと仮定する。ただし、衝突が生じたと判別した場合も、どの送信端末のパケットが衝突しているか、いくつのパケットが衝突しているかは判別できないものとする。また、各端末の送信信号には、そのフレーム内の他のどの時間スロットで同じ信号が送信されているかを表す情報が含まれていると仮定する。以降、この情報をポインタと呼ぶ。このとき、SIC によるパケットの復号は以下の操作で行われる。

1.  $\Phi_m(t)$  が単集合である時間スロットを見つけ、その時間スロットで送信されたパケットを復号する。
2. パケットからポインタを読み取り、復号された情報を含む全ての受信信号から、復元した送信信号を除去する。
3. 以上の操作を  $\Phi_m(t)$  が単集合であるような時間スロットが無くなるまで繰り返す。

#### 4.3.4.3.2. 車車間の無線バックホールを活用したパケット共有

本報告書では、各車両で復号されたパケットは、車両間の無線バックホールを介して接続されている全ての車両へ逐次共有されるものとする。このパケット共有により、自身が受信したパケットだけでは復号できなかったパケットも受信信号から除去できるようになり、効率的に SIC を行うことが可能となる。この共有は、文献 [4.3.4.6] における Spatio-Temporal Cooperation と等価である。

#### 4.3.4.4. 2部グラフ表現と次数分布

##### 4.3.4.4.1. 2部グラフ表現

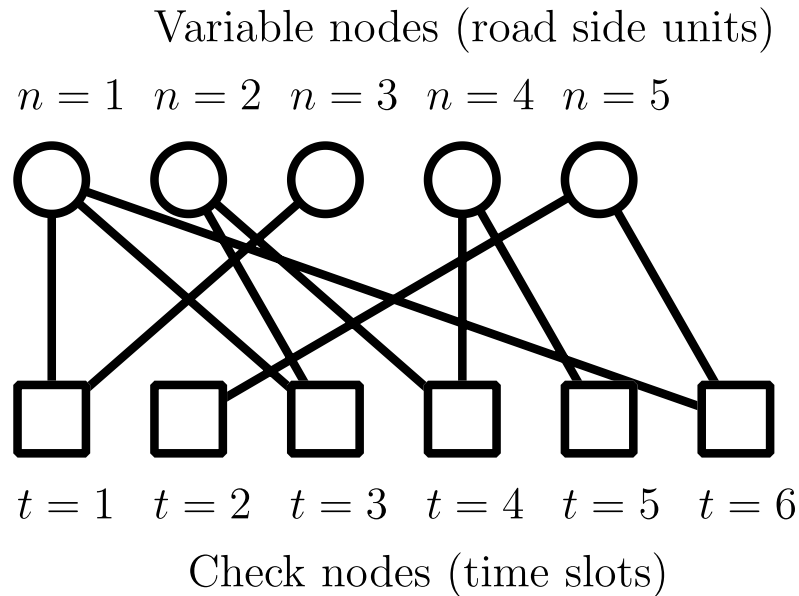


図 4.3.4-1 フレームレス ALOHA に対応する 2 部グラフの例

フレームレス ALOHA における送信信号と受信信号の関係は 2 部グラフを用いて表現できる。図 4.3.4-1 に車両が一台の場合のフレームレス ALOHA プロトコルに対応する 2 部グラフの例を示す。グラフ内の変数ノードは送信信号に、観測ノードは各時間スロットにおける受信信号に対応する。また、信号の送信はグラフ内の枝に対応する。各ノードに接続される枝の数を次数と呼ぶ。ここで、変数ノードの次数はそのノードに対応する端末のフレーム内での送信回数を表し、観測ノードの次数はその時間スロット内で同時に送信を行った端末の数を表す。

##### 4.3.4.4.2. 次数分布

情報の送信は送信確率に従って行われるため、2 部グラフ内の各ノードに接続される枝の本数は、送信確率に基づく二項分布に従う。ある変数ノードが次数  $k$  を持つ確率を考える。

各路側端末は確率  $p$  で送信を行うため、 $T$  個の時間スロット内で  $k$  回送信する確率は、 $\binom{T}{k} p^k (1-p)^{T-k}$  で与えられる。ただし、送信されたパケットは通信路の消失確率  $\epsilon_{r2v}$  で消失するため、次数  $k$  を持つ確率は、路側端末が  $l \geq k$  回送信し、そのうち  $(l-k)$  回の送信が通信路で消失した場合となる。したがって、ある変数ノードが次数  $k$  を持つ確率  $L_k$  は、

$$L_k = \sum_{l=k}^T \binom{T}{l} p^l q^{T-l} \binom{l}{l-k} \epsilon_{r2v}^{l-k} (1 - \epsilon_{r2v})^k$$

と表される。ただし、 $q = 1 - p$ とした。同様に、ある観測ノードが次数 $k$ を持つ確率 $R_k$ は、

$$R_k = \sum_{l=k}^{N_w} \binom{N_w}{l} p^l q^{N_w-l} \binom{l}{l-k} \epsilon_{r2v}^{l-k} (1 - \epsilon_{r2v})^k$$

と表現できる。以上の確率を用い、変数ノード、観測ノードのノードに基づく次数分布を以下のように定義する。

$$L(x) = \sum_{k=0}^T L_k x^k$$

$$R(x) = \sum_{k=0}^{N_w} R_k x^k$$

ここで、 $x$ はダミー変数である。また、上記のノードに基づく次数分布を微分し、係数の総和が1になるように正規化することで、枝に基づく次数分布を以下のように定義することができる[4.3.4.4]。

$$\lambda(x) = \sum_{k=1}^T \lambda_k x^{k-1}$$

$$\rho(x) = \sum_{k=1}^{N_w} \rho_k x^{k-1}$$

$\lambda_k$ 及び $\rho_k$ はそれぞれ、ある枝が次数 $k$ の変数ノード、観測ノードに接続される確率を示す。

#### 4.3.4.5. パケット損失確率の解析とターゲット重みの最適化

##### 4.3.4.5.1. パケット損失確率の解析

フレームレス ALOHA における SIC は、2部グラフ上でのメッセージ交換による繰り返し復号とみなすことができ、その復調性能を密度発展法を用いて解析することができる。ここでは、SIC を行った後に復号に失敗しているパケットの割合をパケット損失確率と定義し、その解析を行う。以降、簡単のため車両台数が一台の場合のみを考える。対応する情報が復号されていない変数ノードは、接続されている観測ノードへ向けて消失メッセージを送信する。複数の消失メッセージが受信された観測ノードは、変数ノードへ向けて消失メッセージを送信する。変数ノードにおいて、接続されている枝のうち一本でも消失メッセージが受信されていないものがあつた場合、対応する情報は正しく復号される。この消失メッセージの交換を繰り返した後、接続されている全ての枝から

消失メッセージを受信した変数ノードの割合が、最終的なパケット損失確率となる。 $l$  回目の繰り返し時のメッセージ交換において、変数ノードからチェックノードへ消失メッセージを運んでいる枝の割合を $x_l$ 、チェックノードから変数ノードへ消失メッセージを運んでいる枝の割合を $w_l$ とすれば、これらの確率は次式で与えられる。

$$x_l = \lambda(w_l)$$

$$w_l = 1 - \rho(1 - x_{l-1})$$

ここで、 $x_0 = 1$ である。十分大きな $l$ に対し、時間スロット $T$ におけるパケット損失確率 $p_e(T)$ は、次式で与えられる。

$$p_e(T) = L(w_l)$$

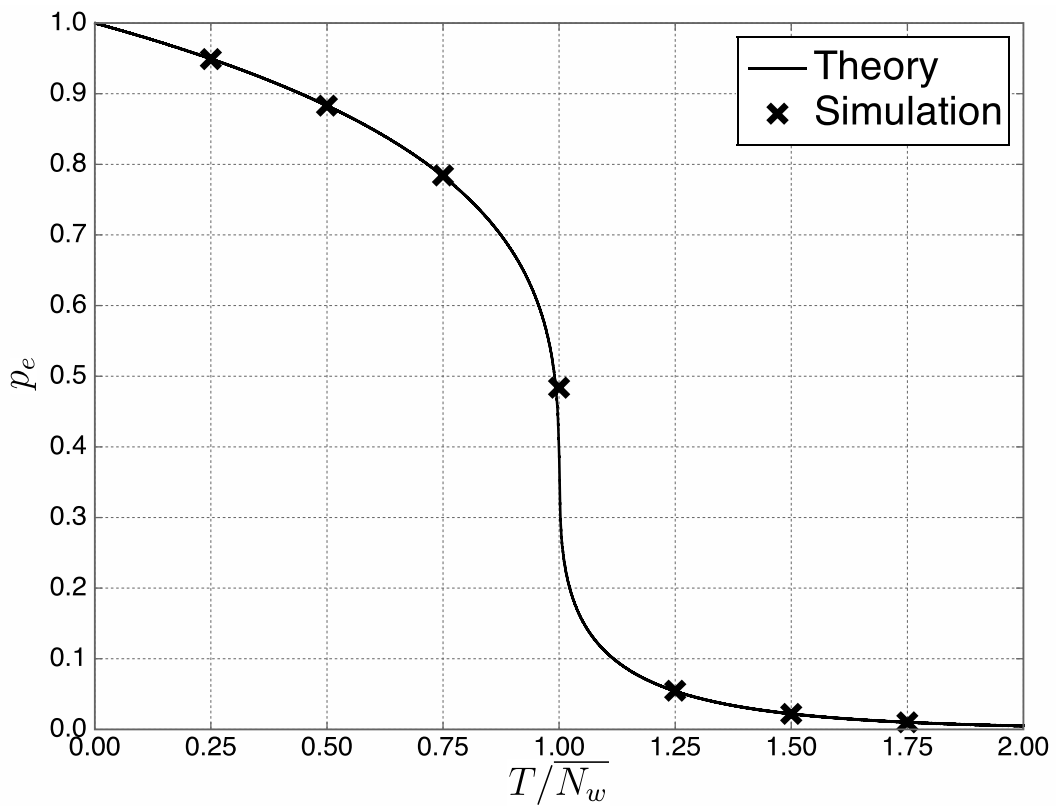


図 4.3.4-2 フレームレス ALOHA のパケット損失確率。実線は理論値、マーカーは計算機シミュレーションから求めた値である。

図 4.3.4-2 に、計算機シミュレーション、及び上記の解析式から求めたパケット損失確率を示す。上記の理論式は計算機シミュレーションの結果と一致しており、フレームレス ALOHA のパケット損失確率特性は、損失確率が急激に改善する滝領域と、改善が見られにくくなるエラーフロア領域から構成されることが確認できる。この特性は、グラフに基づいて設計され、確率伝播アルゴリズムによって復号が可能な低密度パリティ検査 (LDPC: Low Density Parity Check) 符号と同様の特性であり、滝領域の出現を早めることとエラーフロアを下げることはトレードオフの関係にあることが明らかにされている [4.3.4.4]。

#### 4.3.4.5.2. ターゲット次数の最適化

上記の解析式を用い、 $T$  時間スロット経過時におけるパケット損失確率を最小にするようにターゲット次数を最適化する。この場合の最適化問題は以下のように記述される。

$$\min_G p_e(T)$$

ただし、 $w_l$  の計算に用いられる端末の起動台数  $N_w$  については、各端末が  $N_w$  の平均値  $\overline{N_w}$  のみ既知であるという仮定より、 $N_w = \overline{N_w}$  として計算される。

#### 4.3.4.6. 数値例

##### 4.3.4.6.1. 車両が一台のみの場合

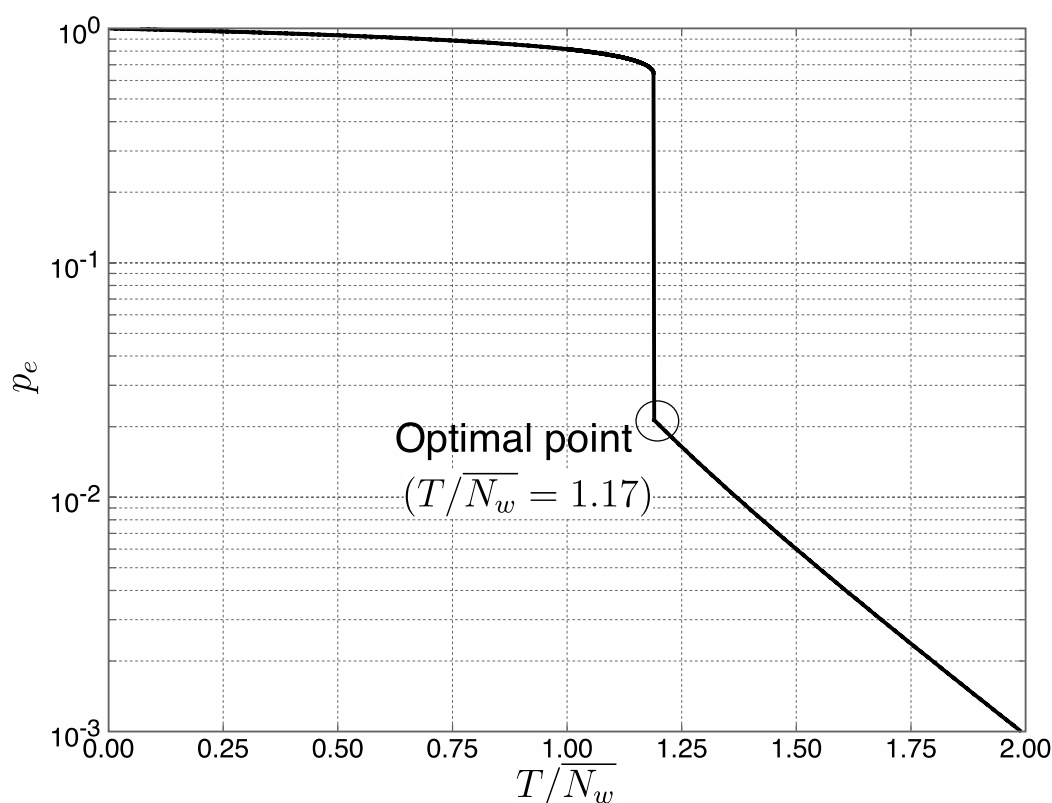


図 4.3.4-3 最適化されたパケット損失確率。与えられた時間スロットにおいて、滝領域の最下部が現れるようにターゲット次数が最適化されている。



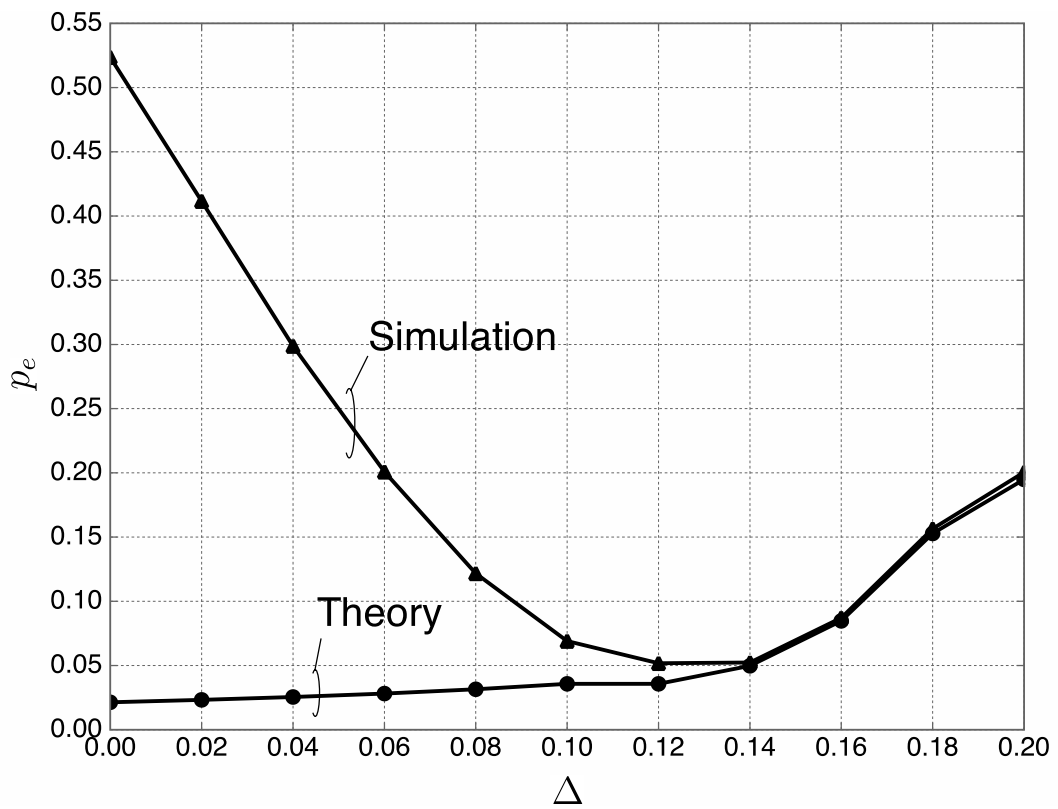


図 4.3.4-4 最適化問題におけるマージンを変化させたときの平均パケット損失確率

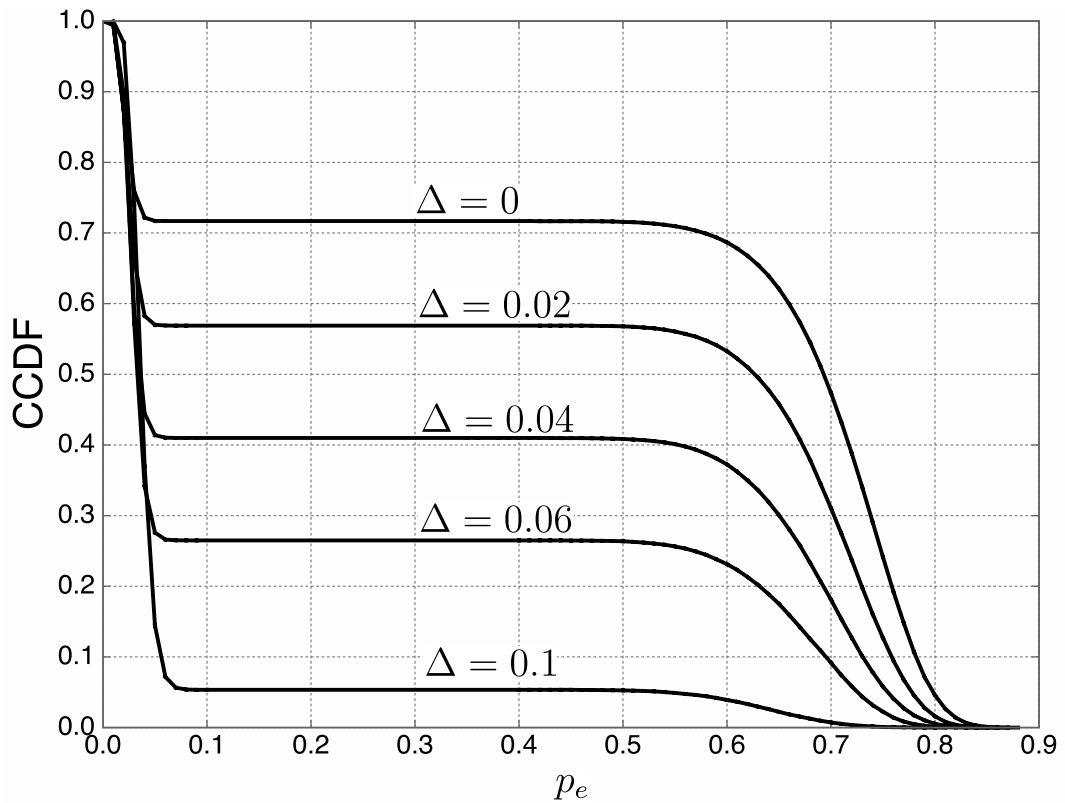


図 4.3.4-5 パケット損失確率の CCDF。各マージン値に対して、最適化されたターゲット次数をそれぞれ用いている。

前節で示した最適化問題を用い、 $M = 1$ とした場合の、表 4.3.4-1 に示すパラメータに対するターゲット次数の最適値を求める。

表 4.3.4-1 最適化問題における諸元

路側端末数 $N$	1000
路側端末のスリープ確率 $p_s$	0.7
通信区間長 $L$	500 (m)
車両の速度 $v$	40 (km/h)
時間スロット長 $\tau$	4 (ms)
路車間通信路の消失確率 $\epsilon_{r2v}$	0.1

遺伝的アルゴリズムの一種である Differential Evolution[4.3.4.8]を用いて最適化問題を解いた結果、ターゲット次数の最適値とし  $G = 3.86$ を得た。また、このときの理論的なパケット損失確率は  $2.13 \times 10^{-2}$ であった。しかしながら、同様のパラメータで計算機シミュレーションを行った結果、得られたパケット損失確率は  $4.7 \times 10^{-1}$ であり、理論値と計算機シミュレーションの結果で大きく異なっている。得られた最適値を用いた場

合、対応するパケット損失確率の理論的な振る舞いは、図 4.3.4-3 に示すように時間スロット  $T$  において滝領域の最下部が現れるものとなる。理論的なパケット損失確率は平均起動端末数  $\overline{N_w}$  に基づいて計算されるため、瞬時の起動端末数  $N_w$  に対して必ずしも滝領域の下部に対応する性能を与えるとは限らない。これにより、実際のパケット損失確率を考えた際に、実現値が滝領域の前後に移動してしまい、安定した性能が得られないと考えられる。この問題を解消するため、与えられた時間スロット数  $T$  に対してマージン  $\Delta$  を導入し、時間スロット  $(1 - \Delta)T$  においてパケット損失確率を最小化するような以下の最適化問題を考える。

$$\min_G p_e((1 - \Delta)T)$$

これにより、時間スロット  $T$  ではエラーフロア領域に達しており、安定した性能が得られると考えられる。 $\Delta = 0, \dots, 0.20$  として、同様に **Differential Evolution** を用いて得られたターゲット次数の最適値  $G^*$  を表 4.3.4-2 に示す。

表 4.3.4-2 マージンに対するターゲット次数の最適値

$\Delta$	0	0.02	0.04	0.06	0.08	0.10
$G^*$	3.86	3.79	3.72	3.65	3.57	3.47
$\Delta$	0.12	0.14	0.16	0.18	0.20	
$G^*$	3.37	3.23	2.86	2.46	2.27	

図 4.3.4-4 に、マージン  $\Delta$  を変化させた場合のパケット損失確率を示す。同図より、 $\Delta$  を大きくすることで理論的な誤り率は単調に増加してしまうが、計算機シミュレーションから求めた損失確率は次第に理論的な特性に収束するため、実際にはある一点で極小値をもつ。

また、図 4.3.4-5 に、このときのパケット損失確率の相補累積分布関数 (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) を示す。CCDF の減衰が急峻であるほど、実現値の分散が小さいことを示す。 $\Delta$  を大きくするにつれて、パケット損失確率が収束していることが確認でき、図 4.3.4-4 の結果と一致する。

#### 4.3.4.6.2. 複数の車両が存在する場合

最後に、 $M$  を増やした場合の各送信端末のパケット損失確率の平均値を計算機シミュレーションから評価する。ターゲット次数として、表 4.3.4-2 より、 $\Delta = 0.14$  に対する最適値である  $G = 3.23$  を用いた。また、バックホールの消失確率として、 $\epsilon_{v2v} = 0.01$  とした。

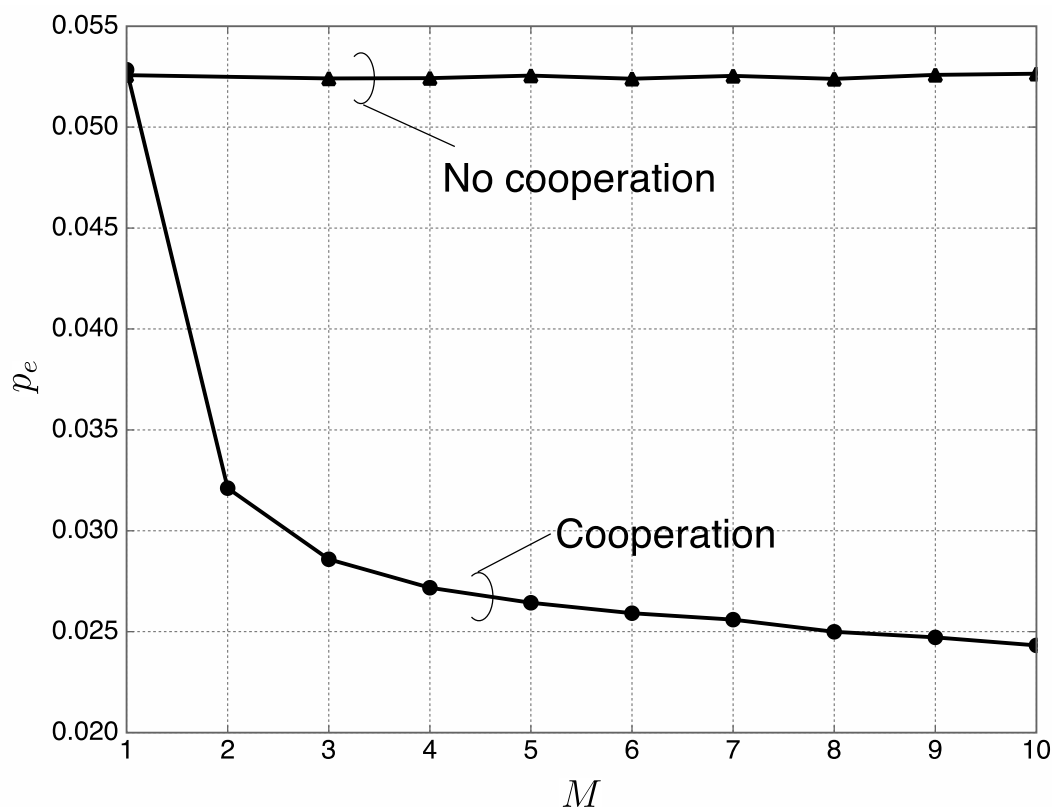


図 4.3.4-6 車両台数に対するパケット損失確率の変化

図 4.3.4-6 にパケット損失確率を示す。ここで、車車間の無線バックホールが全て利用できず、パケットの共有を行わない時のパケット復号確率も併せて評価している。同図より、バックホールを利用することで、車両台数が増えるにつれて損失確率が小さくなることが確認できる。

#### 4.3.4.7. まとめ

本節では、自動運転システムを支援する路側・路上センサ・車両間通信技術として、車車間協調フレームレス ALOHA に基づく通信を検討し、本システムが達成しうるパケット損失確率の解析、及びパケット損失確率を最小化するようにターゲット次数の最適化を行った。最適化問題については、所与の時間スロットよりも前の時間スロットにおけるパケット損失確率を最小化するように立式することで、より安定した性能が得られることを示した。また、複数の車両が存在する環境においては、各車両が協調してパケット交換を行うことでより低いパケット損失確率性能が得られることを計算機シミュレーションから示した。

## 参考文献

- [4.3.4.1] N. Abramson, "The ALOHA system: Another alternative for computer communications," in *Proc. Fall Joint Computer Conf.*, pp. 281–285.
- [4.3.4.2] H. Okada, Y. Igarashi, and Y. Nakanishi, "Analysis and application of framed ALOHA channel in satellite packet switching networks– FADRA method," *Electron. and Commun. in Japan*, vol. 60, pp. 60–72, Aug. 1977.
- [4.3.4.3] G. Liva, "Graph-based analysis and optimization of contention resolution diversity slotted ALOHA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 2, pp. 477–487, Feb. 2011.
- [4.3.4.4] T. Richardson and R. Urbanke, *Modern Coding Theory*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2008.
- [4.3.4.5] C. Stefanovic, P. Popovski, and D. Vukobratovic, "Frameless ALOHA protocol for wireless networks," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 2087–2090, Dec. 2012.
- [4.3.4.6] D. Jakovetic, D. Bajovic, D. Vukobratovic, and V. Crnojevic, "Cooperative slotted aloha for multi-base station systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 4, pp. 1443–1456, Apr. 2015.
- [4.3.4.7] S. Ogata and K. Ishibashi, "Frameless ALOHA with multiple base stations," in *Proc. 49th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers.*, Nov. 2015.
- [4.3.4.8] R. Storn and K. Price, "Differential evolution - a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces," *J. of Global Optimization*, vol. 11, no. 4, pp. 341–359, Dec. 1997. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1023/A:1008202821328>

## 4.4. 課題 d-1-(4) 既存プロトコルに対する上記技術の適用性の検討

### 4.4.1. ARIB STD-T109 車車間通信に対する中継アシストの伝送特性改善効果の理論検討

#### 4.4.1.1. 背景

車車間ブロードキャスト通信によって各車両の位置や走行情報などを車車間で交換することができる。車車間通信は衝突回避のための安全運転支援機能として有用のみならず、1車両のみでは取得できない周囲の路上物体の情報を共有することで自動運転を高度化できると期待されている。しかしながら自動運転に必要な車車間通信に対する技術的な要求は現在のレベルよりも高い。伝送遅延を軽減し、車両の自動制御に必要な高い通信信頼度を達成することが重要である。道路上では電波伝搬はフェージングやシャドウイングの影響を受けることが一般的であるため、車車間でのパケット誤りが確率的に発生する。これに対して、IEEE 802.11p/ WAVE などの現在の車車間通信システムでは周期的なブロードキャスト通信が採用されている。この方法では同一または関連のある情報パケットを繰り返し受信することでブロードキャスト通信の信頼性を向上できるものの、繰り返し受信によって平均伝送遅延が増加する。以下ではこの遅延を複数回送信による遅延と呼ぶ。

車車間通信における伝送遅延の評価に関連していくつかの研究がされている[4.4.1.1][4.4.1.2]。しかし[4.4.1.1]はMAC層に焦点を当て、多数のノード間のフレーム遅延を評価しており、複数回送信による遅延については評価していない。また[4.4.1.2]はマルチホップ伝送遅延を評価している。車車間ブロードキャスト通信のブロードキャスト間隔は100ms程度であるが、これはIEEE 802.11 MACにおけるフレーム遅延よりも著しく長い。

複数回送信による遅延の原因はフェージング、シャドウイング、隠れ端末問題を含む電波伝搬の影響によるパケット誤りである。本研究ではまず複数回送信時の平均伝送遅延を分析する。平均伝送遅延はパケット配信成功率(Packet Delivery Rate; PDR)および複数回受信の回数の関数となる。その後で複数回送信による遅延を低減する一般化した中継アシスト車車間通信について述べる。その原理を説明した後、中継アシストの例として直線道路環境における路側中継器による伝送性能の向上をネットワークシミュレーションによって評価する。

#### 4.4.1.2. 車車間通信における複数回送信

複数回送信を採用した車車間ブロードキャストパケット通信システムについて説明する。分散多重アクセス法はIEEE 802.11pなどのCSMA/CAとする。全ての車両は一定の送信間隔 $T_{\text{frame}}$ および一定のペイロードサイズ(例:安全運転支援では100byte)で周期的にパケットをブロードキャストするが、ブロードキャストのタイミングは車両間でランダムである。 $T_{\text{frame}}$ はパケット送信にかかる時間 $T_{\text{packet}}$ よりも十分に大きい。例えば $T_{\text{frame}}$ と $T_{\text{packet}}$ はそれぞれ100msおよび0.3ms未満である。また伝搬損失および隠れ端末によるパケット誤りはフェージング環境によって確率的に発生すると仮定する。

## A 受信成功率

複数回送信は一種の時間ダイバーシチシステムであり、パケット受信成功率を分析するためには、続いて送信される2つのパケット間の受信信号強度の相関を考える必要がある。経路がレイリーフェージングチャネルで最大ドップラー周波数が  $f_D$  (Hz)、送信間隔が  $T_{\text{frame}}$  のとき、相関係数は  $f_D T_{\text{frame}}$  の関数になる。ここで  $f_D$  は車両の速度  $v$  (m/s) と RF 周波数で決定される。例として車速が 20km/h 以上で RF 周波数が 5GHz の場合、 $f_D$  は 90Hz 以上になる。その場合、 $T_{\text{frame}}$  が 100ms での相関係数は 0.1 未満となり、相関の影響は無視できる。

複数回送信においてパケット間の相関がないと仮定できる場合、受信成功率  $PSR$  (*Probability of successful reception*) は次式で表現できる。

$$PSR_{x,n} = \sum_{i=1}^n (1-x)^{i-1} x \quad (4.4.1-1)$$

ここで  $x$  は直接車車間通信における1回受信によるパケット配信成功率であり、 $n$  は複数回送信の回数である。 $n$  は、一般に車両の移動速度とその位置精度によって制限される。例えば車速 60km/h で自車位置精度が 10m の場合、 $T_{\text{frame}}$  が 100ms とすると  $n$  は 6 である。 $n$  が 6 より大きいと複数回送信期間に車両が 10m 以上移動してしまうため、送信される情報が異なってしまい、複数回送信が成立しない。一方で、 $n$  は要求される  $PSR$  を満たす値でなければならない。 $PSR$  が 0.95 以上を満たすために必要な  $n$  と  $x$  の関係を図 4.4.1-1 に示す。図より  $x$  が悪化するにつれて必要な  $n$  は増加するが、車両の移動距離からの制約から  $n$  を 6 以上にすることはできず、 $x$  の最小値は 0.4 に制限される。

なお車速が遅い場合には、車両の移動距離からの制約からはより大きな  $n$  を設定できるが、相関係数が高くなって多数回送信のダイバーシチ利得は低下する。

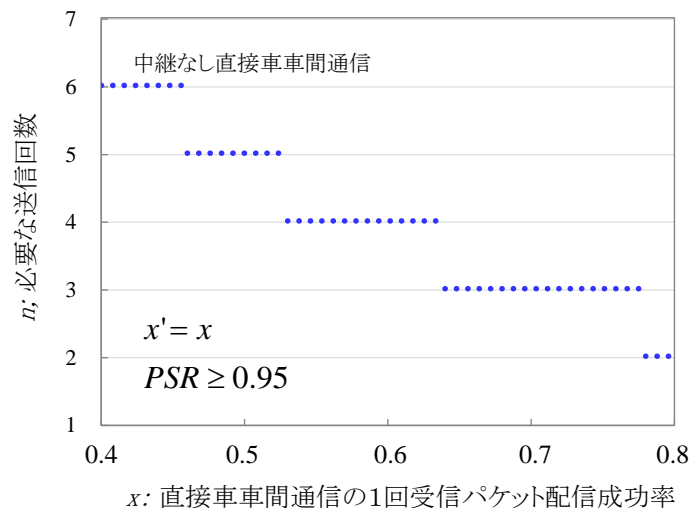


図 4.4.1-1  $PSR \geq 0.95$  を満たすために必要な送信回数

## B 平均伝送遅延

1 回目の送信が失敗した場合、その次のパケットは  $T_{frame}$  後に送信される。式(4.4.1-1)より、平均伝送遅延期待値  $EDL$  (Expected average delay) は次式で計算できる。

$$EDL_{x,n} = \sum_{i=1}^n (1-x)^{i-1} x [DL_0 + (i-1)T_{frame}] \quad (4.4.1-2)$$

ここで  $DL_0$  はアプリケーション層における情報の発生から、実際に送信が開始されるタイミングまでのフレーム構造に起因する遅延であり、 $T_{frame}$  を越えないランダム値である ( $0 \leq DL_0 < T_{frame}$ )。このフレーム遅延は複数回受信とは独立であり、アプリケーション層と MAC 層を同期すれば削減できる。

遅延時間と  $PSR$  の関係を図 4.4.1-2 に示す。1 回目の受信で成功する確率は  $x$  であり、そのときの伝送遅延はフレーム遅延  $DL_0$  のみである。受信回数が増える毎に  $PSR$  は増加するが、その回数による遅延時間も  $T_{frame}$  ずつ増加する。0.95 以上の  $PSR$  を達成するために必要な  $n$  は式(4.4.1-1) によって決定され、 $x$  が 0.6 の場合、 $n$  は 4 である。式(4.4.1-2)の  $EDL$  は図において斜線でハッチングされた領域で表される。式(4.4.1-2)で示したように  $EDL$  は  $x$  と  $n$  に依存する。 $x$  が小さくなると  $n$  が大きくなり、結果として  $EDL$  が増加する。

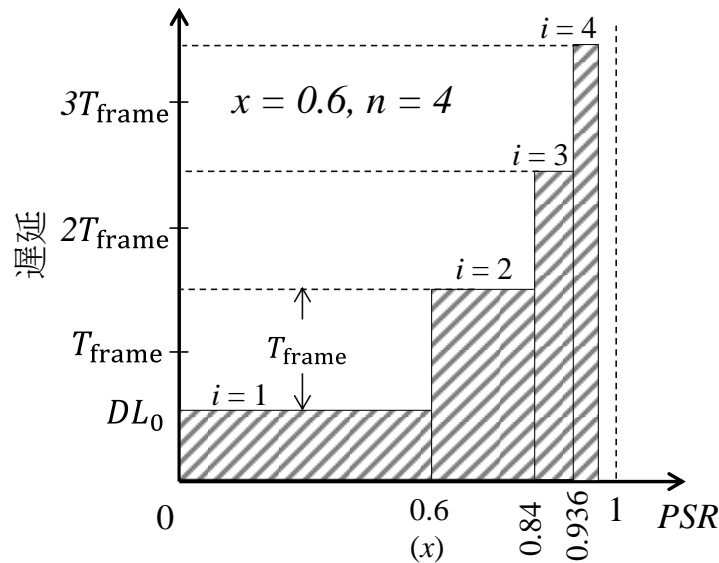


図 4.4.1-2  $PSR$  と遅延時間の関係  
(平均伝送遅延の期待値 ( $EDL$ ) は斜線部分の面積)

### 4.4.1.3. パケット中継アシスト車車間通信

一般化した中継アシスト車車間通信の原理を図 4.4.1-3 に示す。複数回送信時の伝送遅延を減らしながら車車間通信の  $PSR$  を向上させるため、直接車車間通信が終わった直後に、路側中継器や他の車両[4.4.1.3]によるブロードキャスト中継通信を行うものとする。この方式によるメリットは次の通りである；



- 1) 中継されるパケットは直接車車間通信のときの伝搬経路とは異なる経路を通るので、これらの経路間の相関が無視でき、経路ダイバーシチ利得が得られる。経路ダイバーシチでは時間ダイバーシチが必要とされる送信待時間が不要であり、直接車車間通信の直後に中継伝送することができ、次の送信までに要する時間を複数回送信に比べて大幅に短縮できる。
- 2) 異なる伝搬経路を通ることにより、シャドウイングの影響が軽減されて *PSR* が改善される場合がある。例えば路側中継器をアンテナ高 5 m で交差点に設置した場合、交差点の角にある建物によるシャドウイング損失を補償できる可能性がある。従来の直接車車間通信の場合、交差点でのシャドウイング損失が大きいが、中継アシスト車車間通信はその損失を抑えて通信の信頼度を向上できる可能性が高い。

一方で中継アシスト車車間通信にも欠点がある。中継通信を行うことでエアタイムが増加し、そのエリア内の収容可能な車両台数が減る。この課題を解決する方法がいくつか研究されている。第一の方法は現在使用されている QPSK の代わりに 16QAM などの高次変調方式を利用することである。これによって送信シンボル数を減らしてエアタイムを削減することができる。中継アシスト通信は経路ダイバーシチを利用するシステムなので、このダイバーシチ利得によって QPSK と高次変調方式の間の所要 CINR の差分を補償できる。

エアタイム削減の第二の方法は 4.2.1 節で説明したパケットペイロード合成中継法である。車車間ブロードキャストパケットのペイロードサイズは 100 byte 程度と小さく、共通のプリアンブル、PLCP, 802.11 ヘッダの占める割合が大きいため、パケットペイロード合成によってこれら共通部分をカットできるこの中継法はエアタイムの削減に効果的である。

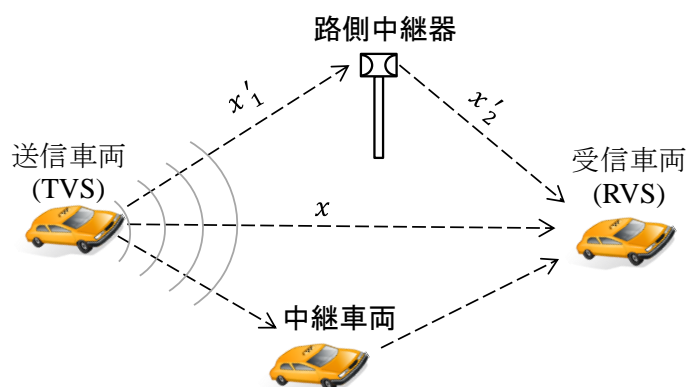


図 4.4.1-3 パケット中継アシスト車車間通信

#### A. 中継アシスト車車間通信における受信成功率

中継アシスト車車間通信は経路ダイバーシチを利用したシステムである。ここでパケット中継成功率 (packet relay success ratio; PRSR)  $x'$  を定義する。PRSR は

$$PRSR = x' = x'_1 \cdot x'_2 \quad (4.4.1-3)$$

で表される。ここで  $x'_1$  と  $x'_2$  は、それぞれ図 4.4.1-3 の TVS から中継器への伝送成功率、および中継器から受信車載局への伝送成功率である。経路ダイバーシチによる PSR は式 (4.4.1-1) において、 $x$  を  $[x + (1-x)x']$  で代替することで得られ、中継アシスト車車間通信における PSR は次式で求まる。

$$PSR_{x,x',n} = \sum_{i=1}^n \{1 - [x + (1-x)x']\}^{i-1} [x + (1-x)x'] \quad (4.4.1-4)$$

PSR が 0.95 以上を満たすために必要な  $n$  と  $x$  の関係を図 4.4.1-4 に示す。ここで  $x'$  は  $x$  に等しいとした。中継なし直接車車間通信の場合と比較すると、中継アシスト車車間通信では同じ PSR を満たす  $n$  を小さくできることがわかる。なお  $n$  は送信車両からの直接車車間ブロードキャストによる送信回数であることに注意する必要がある。

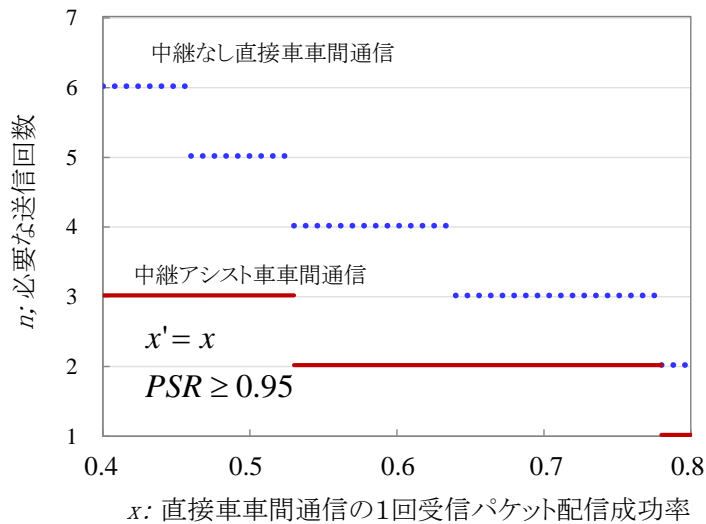


図 4.4.1-4 PSR ≥ 0.95 を満たすために必要な送信回数の比較

## B. 中継アシスト車車間通信における複数回送信による平均伝送遅延

中継アシスト車車間通信における EDL は次式で計算できる。

$$EDL_{x,x',n} = \sum_{i=1}^n \{1 - [x + (1-x)x']\}^{i-1} [x + (1-x)x'] [DL_0 + (i-1)T_{frame}] + (1-x)x \quad (4.4.1-5)$$

ここで  $T_{RL}$  は直接車車間通信による送信からこれに付随する中継送信までの遅延時間である。遅延時間と PSR の関係を図 4.4.1-5 に示す。PSR が 0.95 を達成するように式(4.4.1-4)から  $n$  を決定する。例えば  $x=0.6$  のとき  $n=2$  となる。図において EDL は斜線でハッチングされた領域である。図 4.4.1-5 を図 4.4.1-2 と比べると、複数回送信とは独立な共通の遅延であるフレーム遅延  $DL_0$  を無視すると、EDL を大幅に削減できた。

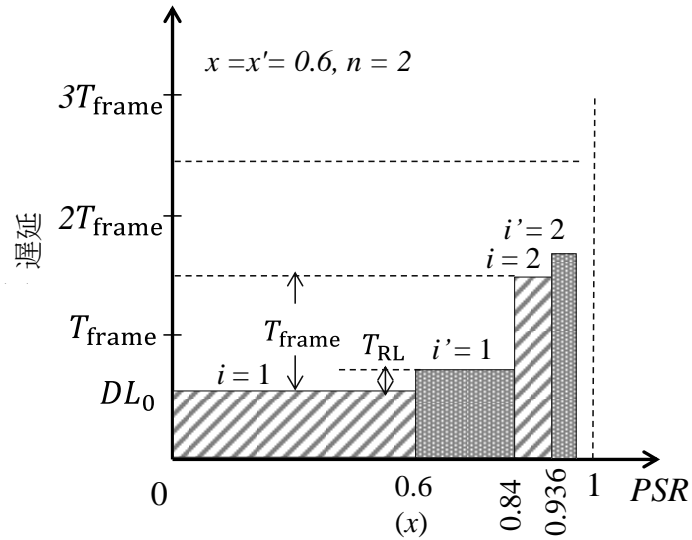


図 4.4.1-5 中継アシスト車車間通信における  $PSR$  と遅延時間の関係 ( $EDL$  は斜線およびハッチング部分の合計面積)

図 4.4.1-6 に  $T_{\text{frame}}=100\text{ms}$ ,  $DL_0=50\text{ms}$ ,  $x'=x$  とした  $EDL$  の計算結果を示す。 $T_{\text{RL}}$  は  $5\text{ms}$  から  $20\text{ms}$  まで変えて算出した。 $DL_0$  を除く平均伝送遅延の期待値は、中継なしの直接車車間通信と比べて  $x$  の広い範囲で半分以下となり、大幅に低減できることがわかる。

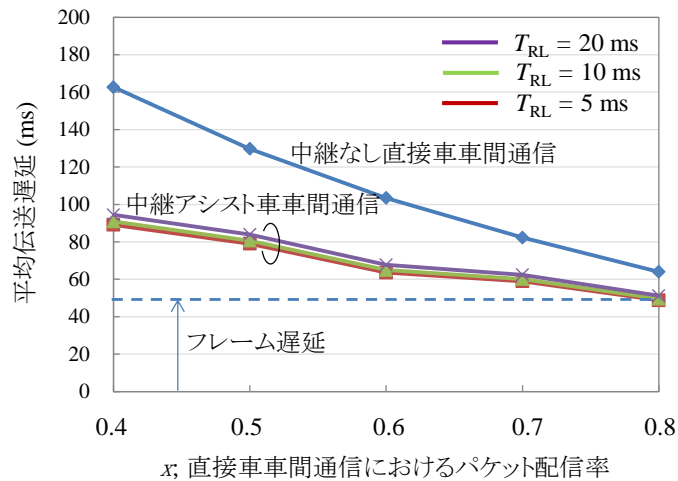


図 4.4.1-6 平均伝送遅延の期待値

#### 4.4.2. 直線道路環境での路側中継アシストの平均伝送遅延の低減効果

前節で中継アシスト車車間通信の基本原理と性質について触れたが、多数の車両が存在する道路環境における提案法の特徴の評価が必要である。直接車車間通信および中継通信の  $PSR$  はいずれも道路や車両密度などの交通環境に依存する。本節では片側 2 車線の直線道路上に多数の車両を配置した大規模ネットワークシミュレーションで提案法の評価を行

った。シミュレーションには Scenargie ネットワークシミュレータを利用した。図 4.4.1-7 にシミュレーションでの道路モデルと車両のレイアウトを示す。長さ 1200m の道路に沿って、各車線に車両を 20m 間隔で配置した。合計車両台数は 264 台であり、シミュレーションにおいて各車両は相互に独立なタイミングで 100ms 毎にパケットをブロードキャスト送信する。平均 PSR および平均伝送遅延は、注目する受信車両 (RVS) から  $\pm 300\text{m}$  以内にある計 124 台の車両が送信したパケットを評価対象として算出する。

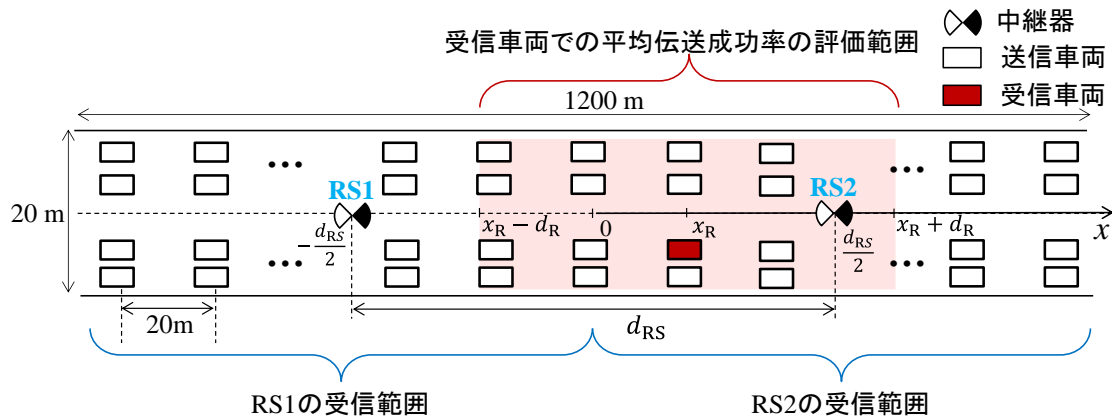


図 4.4.1-7 道路モデルおよび車両レイアウト ( $-300\text{m} < x_R < 300\text{m}$ ,  $d_r = 300\text{m}$ )

RVS の位置は、道路モデル中心から水平軸上で  $-300\text{m}$  から  $+300\text{m}$  まで変化させた。路側機 RS は 1 台または 2 台とした。RS が 1 台の場合、その位置は道路モデルの中心とした。RS が 2 台の場合は図 4.4.1-7 に示すように道路中心から等距離離れた位置に配置し、2 台の路側機間の距離は  $300\text{m}$  とした。

路側中継器には、セクタ受信によるパケットペイロード合成中継法を用いた。この方法では RS は  $10\text{ms}$  の間に受信したパケットをバッファしておき、たまった最大 14 個のパケットを 1 つのパケットに合成する。その後、その合成パケットを CSMA/CA に従って再ブロードキャストする。中継送信成功率を示す式(4.4.1-3) の  $x_l'$  を改善するため、2セクタアンテナを使用した。またシミュレーションで使用した PHY/MAC 層のパラメータ、およびトラフィック条件は 4.2 節と同じものとした。

#### 4.4.2.1. 平均パケット配信率

直接車車間通信および中継アシスト車車間通信の PDR を RVS の位置に対して求めた結果を図 4.4.1-8 に示す。中継アシストがない場合、平均パケット配信率  $x$  は約 75% である。この場合、図 4.4.1-1 から  $PSR \geq 0.95$  を満たすために必要な送信回数は 3 回である。

一方、中継アシスト車車間通信で RS が 1 台の場合、平均 PDR を 6 - 15% 改善でき、83 - 90% まで向上させることができる。このとき  $PSR \geq 0.95$  を満たすために必要な直接車車間送信回数は 2 回である。さらに RS が 2 台の場合には、平均 PDR を 10 - 22% 改善でき、87 -

96%まで向上させることができる。このとき必要な直接車車間送信回数は 1 ないし 2 回である。また RVS が 2 台の RS の中間点に位置しているとき、PDR が最大となり、97% まで向上する。以上から中継アシスト車車間通信は多数の車両が存在する環境でも平均 PDR を改善し、必要な送信回数を低減できることがわかる。

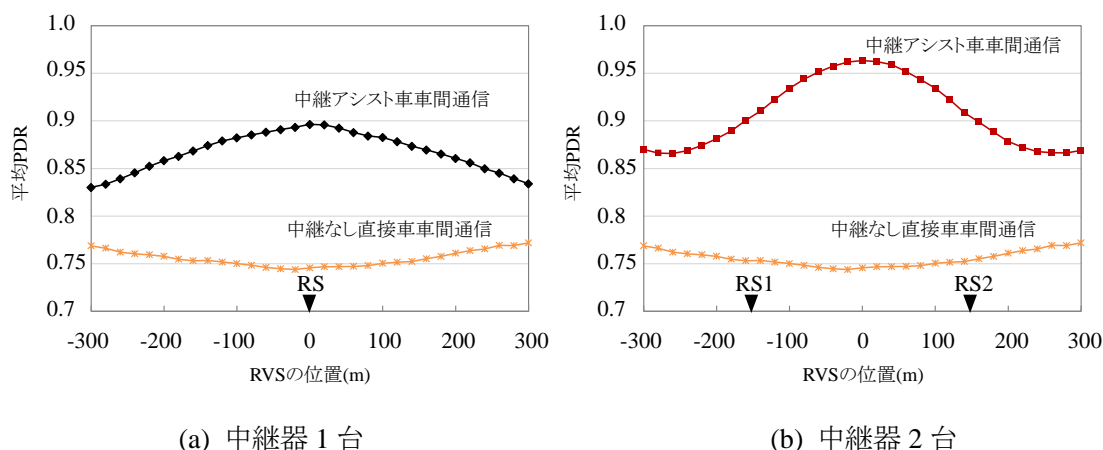


図 4.4.1-8 RVS の位置と平均パケット配信率の関係

#### 4.4.2.2. 複数回送信による平均伝送遅延

直接車車間通信および中継アシスト車車間通信の平均伝送遅延 EDL を RVS の位置に対して求めた結果を図 4.4.1-9 に示す。図から中継アシストがない場合、フレーム遅延  $DL_0$  を除いた平均伝送遅延は 70ms 程度である。これに対して中継アシスト車車間通信で RS が 1 台の場合には、平均伝送遅延を 20-50ms 削減でき、20-40ms の平均伝送遅延が得られている。さらに RS が 2 台の場合、平均伝送遅延を 30-60ms 削減でき、10-30ms の平均伝送遅延が得られている。以上から、路側中継器を用いた中継アシスト車車間通信では、通常の複数回送信車車間通信と比べて平均伝送遅延を 1/2 から 1/7 程度まで低減でき、多数の車両が存在する環境でも伝送遅延低減効果が大きいことがわかる。

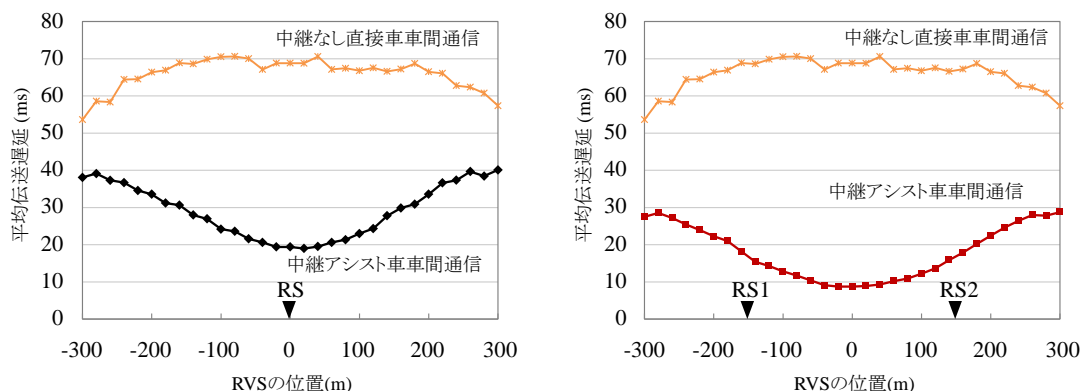


図 4.4.1-9 RVS の位置と平均伝送遅延の関係

#### 4.4.3. まとめ

車車間ブロードキャスト通信システムにおける複数回送信による伝送遅延を軽減するため、複数回送信による伝送遅延を解析するとともに、中継アシスト車車間通信を提案した。提案法はパスダイバーシチ効果によって PDR を改善でき、さらに複数回送信における平均伝送遅延を大幅に軽減できた。また直線道路における中継アシスト車車間通信による伝送特性の向上を大規模ネットワークシミュレーションによって確認した結果、通常の複数回送信と比較して平均伝送遅延を 1/2-1/7 に低減できることを明らかにした。

#### 参考文献

- [4.4.1.1] X. Ma, X. Chen, “Delay and Broadcast Reception Rates of Highway Safety Applications in Vehicular Ad Hoc Networks,” Proc. IEEE INFOCOM,” pp. 85-90, 2007.
- [4.4.1.2] E. Ye, M. Adams, S. Roy, “V2V Wireless Communication Protocol for Rear-End Collision Avoidance on Highways,” Proc. IEEE ICC, Beijing, China, May. 2008.
- [4.4.1.3] C.H. Diem and T. Fujii, “Cooperative Distributed STBC Transmission Scheme for Multi-hop V2V Communications,” IEICE Trans. on Fundamentals, vol.E99-A, no.1, pp.252-262, Jan. 2016.

## 第5章 研究開発の結論

### 5.1. 課題 d-1-(1) 多次元協調分散による高信頼車車間通信の調査・研究

本研究開発課題では、多次元協調分散による高信頼車車間通信の調査・研究として、時間、周波数、空間をいかに活用して車車間通信の信頼性向上を図るかという課題に対して、「電波環境の観測および統計化による周波数高効率利用の検討」と「分散協調 STBC による高信頼マルチホップ伝送の検討」について研究を進めた。

「電波環境の観測および統計化による周波数高効率利用の検討」では、自動運転システムにおける通信信頼度、通信効率向上を目的とし、観測情報を統計処理した通信信頼度マップの構築に関する研究成果をまとめた。車車間通信の電波伝搬は周囲の構造物や地形に応じて、位置によって異なる振る舞いをするため、単純な電波伝搬モデルで表現するのが難しい。一方で、自動運転など信頼性が求められる無線通信では、周辺環境の影響を考慮した無線設計が必要になる。そこで、本研究課題では、車両が無線環境や通信状態を観測し、その観測結果を電波環境データベースに登録することで、車両の位置に応じた無線環境を通信前に予測できる手法の検討を行っている。通信を行う車両は電波環境データベースにアクセスすることで、通信相手との通信信頼度が予測できるため、その環境に適応して、変調方式や送信電力のパラメータを調節したり、マルチホップを行う際の経路構築に活用したりすることが可能となる。本年度は、有効性の実証のため、JARI のテストコースを用いた通信環境実証実験を行い、通信信頼度のマップ化が可能となることを確認した。今後は観測情報を逐次的に統計化するシステムの構築や、ユースケースを準備し、データベース利用の効果を確認するためのシミュレーションを行う予定である。

「分散協調 STBC による高信頼マルチホップ伝送の検討」では、マルチホップで構成される車車間通信ネットワークにおいて、周辺の車両と協調することで、送信車両から受信車両までの通信性能の向上を図る手法について検討を行った。ここでは、複数車両による連携送信を行うため、分散 STBC 方式に基づく協調伝送手法を検討する。特に本年度は、周辺端末すべてで情報転送を行うフラッドイング法と比較して、信頼度を達成しながら周波数利用効率を向上することが可能な方式として、位置、速度、移動方向情報を用いて信頼度向上に貢献度の高い車両を優先的に中継に利用するアルゴリズムを提案した。また、信号間の干渉および衝突を減少させるために、パケット伝送を管理するためのマスター車両(MVS)を分散的に選択するためのタイマーを活用する手法の検討を行った。シミュレーション結果により、提案手法を用いることで冗長な中継伝送を削減しながらフラッドイング法に匹敵するパケットロス率特性を達成できることを確認した。今後は、動機手法についての検討を進める予定である。

## 5.2. 課題 d-1-(2) 複数路側中継器による棲分け型協調中継システムの調査・研究

本研究開発課題では、複数路側中継器による棲分け型協調中継システムの調査・研究として直線道路環境を想定した場合、「セクタ化受信ペイロード合成中継方式」、「直線状道路に路側機 1 台がある場合の特性」、「直線状道路に路側機 2 台がある場合の特性」と「市街地環境でのセクタアンテナによる分離度の測定」について研究を進めた。

まず、昨年度で提案したセクタ化受信の中継アシスト方式について隠れ端末解析モデルを用いて詳細な性能解析を行った。中継器にセクタ化受信を用いることで、互いに隠れ端末の関係となる車載局からの送信波を異なるセクタアンテナで分離して受信することにより、中継器でのパケット衝突を回避し、中継効果が大幅に向上した。さらに、本中継アシスト方式の効果がセクタアンテナ間の分離度に依存することを明らかにした。

次に、直線道路において複数路側中継器が配置された場合について検討した。隠れ端末問題が発生する環境での複数中継器による改善効果を理論解析で示した後、多数の車載局が存在するシナリオにおいて、複数の中継器相互の干渉および中継通信と直接車車間通信との干渉を考慮して提案法の効果をシミュレーションにより示した。各中継器では複数のパケットペイロードをまとめて合成するペイロード合成中継と、車両位置情報を活用した選択中継による棲み分けを導入した。この結果、中継トラヒックを節約しつつ中継効果が向上した。さらに、複数中継器による経路ダイバーシチ効果によって、広い範囲にわたって高いパケット伝送成功率が維持できることが確認できた。

最後に、市街地環境でのセクタ間分離度を実測するための測定用セクタアンテナを作製し、建物に囲まれた T 字路の環境において、高さ 5m のセクタアンテナを設置し、車載機から送信された信号の受信電力を各セクタで同時に測定した。マルチパス環境ではセクタ間分離度が設計値より大きく低下し、車載機とセクタアンテナ間の距離が長くなるとその影響がより顕著となることが測定結果からわかった。この影響を軽減するには、セクタアンテナユニットの半値角を狭くすることが有効と考えられる。これを踏まえて来年度にセクタアンテナの設計に反映する予定である。



### 5.3. 課題 d-1-(3) 高信頼・低遅延車車間通信を実現する誤り訂正符号化技術の調査・研究

課題 d-1-(3)では、「高信頼・低遅延車車間通信を実現する誤り訂正符号化技術の調査」、「有限符号長における高信頼化を達成する RA 信号符号の構築」、「車群・基地局間通信の高信頼化を実現する空間結合 RA 符号化協調の実環境における特性解析」、及び「自動運転を支援する路側・路上センサ・車両間通信技術の構築」のサブテーマに分けて、それぞれ調査、研究を進めた。「高信頼・低遅延車車間通信を実現する誤り訂正符号化技術の調査」では、車車間通信の即応・高信頼という要請に答えるため、有限符号長で優れた性能を示す符号について調査、検討を行った。H27 年度では、有限符号長において優れた復号性能を示す誤り訂正符号として、格子理論に基づいて信号空間上に情報を直接写像し、誤り訂正能力を持たせた LDLC に着目し、多元体に基づく符号と比較しても、有限符号長においても優れた復号性能を発揮することを示した。しかしながら、LDLC は実装上重要な符号化・復号化コストが無視できないほど大きく、自動運転を支える通信において重要な「遅延」に対する要求が満たせないという問題を明らかにした。そこで「有限符号長における高信頼化を達成する RA 信号符号の構築」において、符号化演算量が小さく、強力な誤り訂正能力を持つ RA 符号に着目し、この符号の性質を利用した格子符号を設計することで、符号化・復号演算量を抑えながら、中符号長で優れた復号特性を持つ符号を提案した。数値結果より、RA 信号符号が中程度の符号長において、最も優れた特性を示すことが明らかになった。一方で、現実的に興味のある FER において多元 RA 符号と RA 信号符号の特性差は大きくなく、符号化・復号演算量まで含めた形でどちらが実用的によいかという点については今後さらなる検討が必要と考えられる。有限符号長においては RA 信号符号といった高度な誤り訂正符号を用いることで高信頼・低遅延な通信を実現できることがわかったが、一方で通信路における受信電力そのものがフェージングなどの影響で落ち込んだ場合には、強力な誤り訂正能力を持つ符号を用いたとしても高信頼な通信を実現することはできない。「車群・基地局間通信の高信頼化を実現する空間結合 RA 符号化協調の実環境における特性解析」では、H26 年度に続いて空間結合 RA 符号化協調について検討し、現実的なフェージング環境下での性能評価を行った。数値結果より、従来手法である ANCC と比較して良好な FER 特性が得られることを明らかにした。「自動運転を支援する路側・路上センサ・車両間通信技術の構築」では、ダイナミックマップの実現などに必要不可欠となる路上や路側に設置されたセンサと車両との間の通信について検討し、車車間協調フレームレス ALOHA に基づく高効率な路車間通信を提案した。数値結果より、複数車両が協調することでパケット損失確率の低減とより高いスループットを達成できることを示した。以上課題 d-1-(3)では、まず車車間通信の要求条件を満たす誤り訂正方式について議論し、その上で、さらに補完的な方式として車車・路車を含めた協調通信方式を提案した。これらの方式は相互に補完関係にあり、相互の組み合わせによって、自動運転を支える高度な無線通信方式が実現できると考えられる。

#### 5.4. 課題 d-1-(4) 既存プロトコルに対する上記技術の適用性の検討

本研究開発課題では、ARIB STD-T109 車車間通信規格に対する一般化した中継アシストの伝送特性改善効果をまず理論解析し、次に課題 d-1-(2)で研究開発した路側中継アシストを適用した場合の直線道路環境での伝送特性、特に平均伝送遅延の改善効果をシミュレーションによって定量化した。

一般にブロードキャスト車車間通信では、フェージング、シャドウイングおよび隠れ端末問題の影響によってパケット誤りが発生する。これに対して、ARIB STD-T109 では同一情報の複数回送信によってブロードキャスト通信の信頼性を向上している。しかしながら複数回送信ではパケット受信成功率が低くなるにつれて送信遅延が急激に大きくなる問題がある。本研究では複数回送信時の中継アシスト車車間通信の伝送遅延低減効果をまず理論解析した。中継アシストでは経路ダイバーシチ効果によってパケット受信成功率を向上するとともに、中継送信遅延が短くできることを利用して平均伝送遅延を大幅に低減することができることが明らかになった。次に課題 d-1-(2)で研究開発した路側中継アシスト法の改善効果について、直線道路に沿って路側中継器を 1 台または 2 台設置した場合を想定し、大規模シミュレーションによって提案法の効果を評価した。その結果、提案法は通常の複数回送信と比較して平均伝送遅延を 1/2 から 1/7 まで大幅に低減できることが明らかになった。特に中継用路側機を 2 台設置した場合には、10 ms 未満の平均伝送遅延を達成できるという結果が得られた。

## 資料編

本研究開発に係る対外発表一覧

### 査読付き誌上発表論文

- [1] Cong-Hoang Diem Koya Sato, Takeo Fujii, "Cooperative distributed STBC transmission scheme for multi-hop V2V communications," IEICE Trans. on Fundamentals, vol.E99A, no.1, pp.252-262. Jan. 2016.

### 学会発表（査読つき国際会議）

- [1] Diem Cong-Hoang, Takeo Fujii, "Distributed STBC for vehicular communications on highway," ITS World Congress 2015, Bordeaux, France, Oct. 2015.
- [2] Diem Cong-Hoang, Takeo Fujii, "An efficient cooperative transmission scheme for vehicular communications," ITST 2015, Copenhagen, Denmark, Dec. 2015.
- [3] Le Tien Tien and Yasushi Yamao, "Performance Analysis of CSMA/CA Packet Relay Assisted V2V Communication with Sectorized Relay Station," IEEE VNC 2015, Kyoto, Japan, Dec. 2015.
- [4] Le Tien Tien and Yasushi Yamao, "Packet Relay Assisted V2V Communication with Multiple Sectorized Relay Stations," IEEE VTC 2016-Spring, Nanjing, China, (採録決定、2016年5月発表、発表前につき添付資料はなし)

### 学会発表（電子情報通信学会研究会・大会発表）

- [1] Cong-Hoang Diem, Koya Sato, Fujii Takeo, "A Highly Efficient Transmission Scheme for Multi-hop V2V Communications on Highway," 信学技報 SR2015-29（長野市） July 2015.
- [2] レ ティエン チエン、山尾泰、"セクタ化受信中継器を用いた CSMA/CA 中継アシスト車車間通信の性能解析," 信学技報 ITS2015-56（札幌市）, Feb. 2016.
- [3] 尾形駿, 石橋功至, "符号化 ALOHA に基づく路車間通信に関する一検討," 信学技報 SR2015-81（長崎市）, Jan. 2016.
- [4] 尾形駿, 石橋功至, "車車間協調フレームレス ALOHA に基づく路車間通信に関する一検討," 電子情報通信学会 2016 総合大会, B-5-152（福岡市）, March 2016.

### 特許

- [1] 藤井威生、佐藤光哉、「通信信頼度管理サーバ、通信信頼度管理システムおよび通信信頼度管理方法」、日本国、特願 2016-060026、2016年3月24日