

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 28 年度成果報告書

平成 29 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)	7
2. 3. まとめ	8
3. 研究開発体制	9
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	9
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	10
3. 3. 研究者一覧	11
3. 4. 研究開発実施場所	11
3. 5. まとめ	11
4. 研究開発の成果	12
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	12
4. 1. 1. 通信信頼度データベースによる高信頼車車間通信手法の検討	12
4. 1. 2. 無線環境情報の観測実験による通信信頼度データベースの構築	22
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	52
4. 2. 1. 市街地複数交差点での棲分け型中継アシストシステムの検討	52
4. 2. 2. 市街地環境でのセクタアンテナによる分離度の測定(直線状道路)	64
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	75
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	116
5. 研究開発の結論	127
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	127
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	127
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	128
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	129
資料編	131

## 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28年度は昨年度から継続の以下のd-1-(1)～(4)の4テーマに取り組んだ。

- 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

現在、自動車産業においては自動走行という大きなイノベーション（創造的破壊）の変化の真っただ中にある。日本国政府は、自動車産業という基幹産業の競争力強化を狙って、この変化の中、日本を自動走行のイノベーションの中心地にするべく取組みを始めている。

具体的には、2001年のIT基本法に基づき設立した高度情報通信ネットワーク社会推進戦略本部（IT総合戦略本部）が活動を推進している。2013年には、「世界最先端IT国家創造宣言」を出した。2016年には、その3訂版が出された。該宣言は、言及する範囲が広いが、自動車に関しては、世界で最も安全・環境に優しく経済的な道路交通社会の実現を目指すことが記載されている。また、自動走行システムの開発・実用化等を推進する方針が示されている。

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

自動走行システムには、2つの考え方があり、「自律型自動走行システム」と「協調型自動走行システム」である。車に搭載したセンサーやカメラなどの機器だけで周囲の状況を判断して走行するのが、自律型自動走行システム。一方、それに加えて、車外から無線通信を通じて情報を取得し、走行するのが、協調型自動走行システムである。協調型自動走行システムは、通信を活用し、センサー検知範囲より先の情報の取得や、周辺車両と連携協調することで、より安全・安心で円滑な自動走行が実現出来ると考えられる。本研究開発は、協調型自動走行システムの実現を目的とし、それに必要となる通信・サービスの技術開発を目指す活動である。

協調型自動走行システムにおいて、無線通信は、きわめて重要な技術である。日本では、ドライバーへの安全運転支援用システムが2015年に実用化されており、それに用いる車車間・路車間通信として700MHz帯ITS通信が標準化されている。本研究開発では、協調型自動走行システムの早期実現という観点で、この700MHz帯ITS通信を協調型自動走行システムに適用することを念頭に研究開発を行う。その中での取組みは大きく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する研究である。本研究開発は3ヶ年度に渡って実施しており、これまで通信・サービスに関する研究、普及促進に関する研究を進めてき

た。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し、700MHz 帯 ITS 通信の通信性能を改善するための技術開発を行ってきた。また、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ってきた。最終年度となる本年度は、昨年度までの取り組みにより明らかになってきた課題への対策や、より具体的で実用化を意識した技術やシステムの検討と提案を行うことを重視し、普及促進よりも協調型自動走行システム実現のための通信・サービスに関する研究開発に注力する。

協調型自動走行システムの実用化に向けては、様々な課題があることが想定され、本研究開発だけではそれら全てをカバーすることは難しい。しかし、本研究開発により、特に協調すべき技術領域における課題の幾つかは解決され、早期実用化に向けた開発を押し進めることが出来ると考える。

### 1.3. まとめ

自動走行システムは、交通事故の低減や社会問題化している高齢者の運転に対する有効な技術開発テーマとして考えられている。また産業の高度化の事例としても自動車産業に大きな影響を及ぼすと予想されている。

本研究開発の目的は、協調型自動走行システムの実現である。自律型自動走行システムの限界を超える安全・安心で円滑な自動走行を実現するためには、高度化された車車間通信・路車間通信技術を応用した協調型自動走行システムを実現することが必要と考えられる。

## 第2章 研究開発目標

前章で説明した本研究開発の目標を2つの視点で示す。1つ目は、社会的波及効果（アウトカム目標）、2つ目は技術的達成目標（アウトプット目標）についてである。

### 2.1. 社会的波及効果（アウトカム目標）

「第10次交通安全基本計画」（平成28年3月）においては、「2020年までに交通事故死者数を2,500人以下とし、世界一安全な道路交通を実現する」と目標を設定している。図2.1-1に交通事故死者数の2016年12月までの推移を示す（出典：平成28年中の交通事故死者数について 警察庁交通局）。2016年の交通事故による死者数は、3,904人で1949年以来の3千人台となった。これは、国家公安委員会委員長のコメントにあるように、国民一人一人を始め、交通ボランティアやマスコミなど関係方面の協力により、交通安全の確保に取り組んできた結果である。ただ、2020年までに交通事故死者数を2,500人以下にするという目標をあと3年で達成するためには、これまで以上の取り組みをしなければならない。万能な対策方法があるわけではないため、あらゆる手立て（悪質・危険な違反の取り締まり、計画的な交通安全施設の整備、地域の交通実態に即した防止対策など）を総動員し、引き続き強い決意をもって取り組まなければならない。死者3人以上の交通事故の発生状況（平成28年12月28日現在）を精査してみると、本研究開発で取り組んでいる技術が実用化され、広く普及していれば回避できた可能性のある事案も散見される。

（事例1）2月2日 高速道（三重）、死者3人、非常駐車帯に停車中の作業車に衝突、車外で作業中の作業員が死亡した。作業車の存在情報が、通信を使って後続走行車に伝わっていれば回避された可能性がある。

（事例2）5月29日 国道（群馬）交差点、死者4人、大型自動二輪と乗用車が出合い頭に衝突。通信を使って先読み情報で危険を予知できていたら回避された可能性がある。

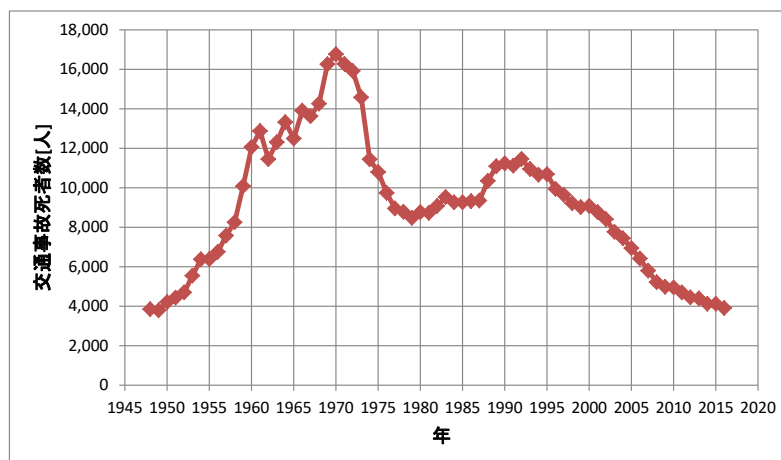


図 2.1-1 2016年までの交通事故死者数の推移



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システムや、さらに 2020 年代前半を目途に準自動走行システム、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することが必要と考えられる。本研究開発は協調型システムに関するものであるが、協調型システムと自律型システムの両方が機能することにより、「交通事故死者 2,500 人以下／年を達成すること」を社会的波及効果（アウトカム目標）としたい。

## 2.2. 技術的達成目標（アウトプット目標）

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研究開発計画には、自動運転レベルおよびそれを実現する安全運転支援システム、自動走行システムの概要と責任関係が定義され記載されている。

自動運転レベル	概要	注(責任関係等)	左記を実現するシステム	
レベル 1	加速・操舵・制動のいずれかをシステム <sup>4</sup> が行う状態	ドライバー責任	安全運転支援システム	
レベル 2	加速・操舵・制動のうち複数の操作をシステムが行う状態	ドライバー責任 ※監視義務及びいつでも安全運転できる態勢	準自動走行システム	自動走行システム
レベル 3	加速・操舵・制動を全てシステムが行い、システムが要請したときはドライバーが対応する状態	システム責任(自動走行モード中) ※特定の交通環境下での自動走行(自動走行モード) ※監視義務なし(自動走行モード:システム要請前)		
レベル 4	加速・操舵・制動を全てドライバー以外が行い、ドライバーが全く関与しない状態	システム責任 ※全ての行程での自動走行	完全自動走行システム	

図 2.2-1 自動運転レベル及びそれを実現する自動走行システム・運転支援システムの定義

本研究開発は、上記自動走行システム研究開発のうち、総務省の担当する“ICT を活用した次世代 ITS の確立”に係わる。その目指す自動運転のレベルは、レベル 1 からレベル 3 に渡る。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」を担当し、通信技術に関する研究とサービスに関する研究を行う。具体的には、通信技術に関する研究では、安全運転支援用に標準化されている700MHz帯ITS通信を、協調型自動走行システムへ適用した場合の課題に対応する通信方式の改良や、将来のアプリケーションの拡がりを見据え、更なる性能改善を目指した通信方式の開発に取り組む。サービスに関する研究では、協調型自動走行システムの先読み情報を活用した具体的なユースケースについて検討し、それらを実現する上で必要となる、通信で伝達すべき情報の検討や、通信を使った情報のやり取り手順の開発を行う。また、自動走行車両と手動走行車両が混在走行することを想定したユースケースの提案及び検証や、実用化・普及に向けたデータ処理の効率化手法の開発についても取り組む。

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」を実現し、自動運転のレベル3に必要な技術を用意することを、技術的達成目標（アウトプット目標）とする。

### 2.3. まとめ

研究開発目標として、社会的波及効果（アウトカム目標）と技術的達成目標（アウトプット目標）を設定した。社会的波及効果（アウトカム目標）としては、交通事故の発生件数・死者数・負傷者数を劇的に減らし、「交通事故死者2,500人以下／年を達成すること」を目指す。それを実現するために、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の実現を図る。

技術的達成目標（アウトプット目標）としては、「自動走行システムに必要な車車間通信・路車間通信技術」を研究開発することで、自動運転のレベル3に必要な技術を用意することを目指す。より安全・安心で円滑な自動走行の実現を目指し、そのための協調型自動走行システムの早期実用化に向けた研究開発を実施する。

## 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、2016年4月よりトヨタ自動車株式会社の葛巻清吾氏が就任された。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。葛巻清吾プログラムディレクター（以下、「PD」という）は、研究開発計画の策定や推進を担う。

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を活用した次世代ITSの確立」である。図3.1-1で示す「総務省→研究主体」の部位にあたる。

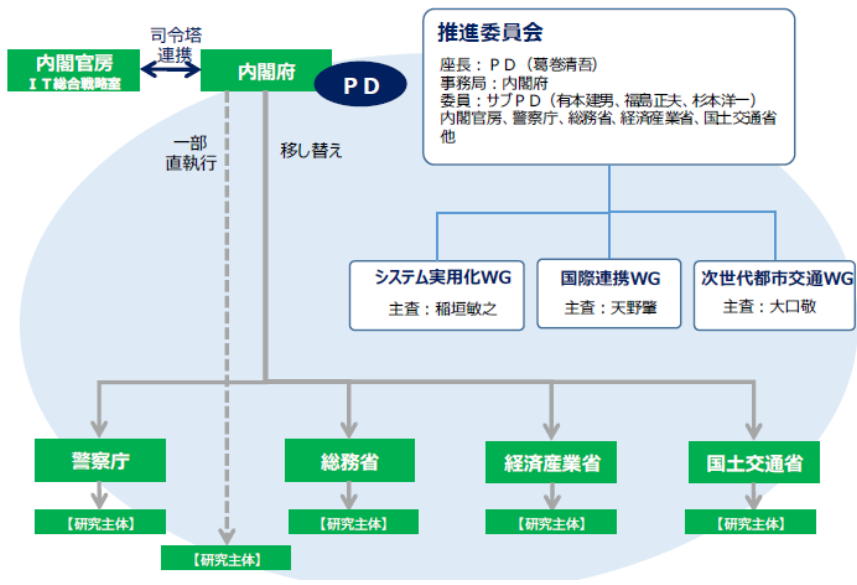


図 3.1 - 1 実施体制

総務省が推進するプロジェクト「ICTを活用した次世代 ITS の確立」は、以下からなる。

- 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り組んでいる。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) 車車間通信の自動走行への応用課題に関する研究開発	
課題 c-1) 複雑な道路形状における車車間通信の課題検討	パイオニア
課題 c-2) 非一般車両と自動走行車両の混在時における課題抽出	デンソー
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

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)

### 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。

## 第4章 研究開発の成果

### 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

#### 4.1.1. 通信信頼度データベースによる高信頼車車間通信手法の検討

##### 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)の研究が盛んに行われている。ITSは、人、道路、自動車の間で情報の交換を行なうことで交通事故や渋滞のような問題を解決するためのシステムである。ITSにおける情報共有は大きく車車間通信(Vehicle to Vehicle: V2V 通信)と路車間通信(Vehicle to Infrastructure: V2I 通信)の2種類に大別される。現在、車車間/路車間通信向け規格として米国 IEEE によって無線 LAN をベースとした IEEE 802.11p が規定されており、日本では ITS 向けの専用周波数帯として 760MHz が割り当てられている。

しかし、現行の V2V および V2I 通信において、地形、構造物などの周辺環境、交通量などによって車両の受信電力値が著しく変動し、一定の通信成功確率が保証されないという問題がある。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が、既存の通信方式において端末単体でのこのような不規則な変動の正確な予測は困難である。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が、自動走行システムにおいては、安全な自律走行の実現に当たって周囲の交通環境の正確な認識が最重要である。そのため、このような不規則な電波伝搬変動の問題をクリアした高信頼な通信方式の実現が喫緊の課題となる。一方、受信電力値変動の主要素である距離減衰、シャドウイング、マルチパスフェージングのうち、前者 2 つは送受信者間に存在する構造物の位置関係に大きく依存するものである。そのため、無線通信を行なった際に得られた受信信号情報を送受信位置と対応付けて記録し、送受信位置ごとに統計処理を行なうことでこのような電波伝搬変動の統計的性質が予測できると考えられる。これにより、想定される受信位置での通信品質が低い場合は送信電力を上げる、低レートの符号化方式を使用するといった通信パラメータの適応化通信品質の向上が期待できる。また、予め高い通信品質が得られることがわかっている場合には高レートの符号化方式による通信の高速化や、必要最低限の送信電力で通信を行なうことによる他者への干渉の抑制といった効果も期待できる。

そこで本研究では、このような送受信位置ごとの通信信頼度を蓄積するデータベースと連携した通信方式についての検討を行なう。周辺に存在する車両間の電波伝搬特性をデータベースにより予測し、送信電力や中継ルートといった通信パラメータを変更することで、通信信頼度の特性の向上を図る。また、4.1.2 節では実環境で車車間/路車間通信を行ない、そのデータをもとにデータベースを構築した結果について述べる。

#### 4.1.1.2. 通信信頼度データベース

通信信頼度データベースの概要を図 4.1.1-1 に示す。各車両は、他車両から送信されたパケットの受信電力を送受信位置および通信時刻と対応付けて記録する。観測されたデータセットはセルラ回線などを通して外部データベースに報告され、データベースはこれを管理する。データベースは、データセットが十分に蓄積された後、これらを統計処理することで送受信位置に応じた平均受信電力値情報を生成する。具体的には、通信エリアをメッシュ状に分割し、各メッシュを送信基準位置とした平均受信電力値の空間的な分布情報を生成する。1メッシュ内に複数の報告値が含まれる場合は、その平均値を統計情報とする。通信車両は通信信頼度データベースに登録された統計情報を参照することで通信位置に応じた電界強度の把握が可能となり、これを通信パラメータ設計に活用することで高信頼な通信が実現できる。例えば想定される受信位置での電界強度が低い場合は、近傍メッシュに存在する他車両を中継車両として活用することで、確実な通信が期待できる。他にも、変調方式や符号化方法、送信電力といった通信パラメータの設計にも活用可能である。低送信電力でも十分な通信品質が得られることが予めわかっている場合には最低限の送信電力で通信を行なうことで他車両への干渉量を低減できるなど、自身の通信品質のみならずシステム全体の高効率化に寄与できるものと考えられる。V2I 通信においても、同様の統計処理を施すことで路側機設置エリアに対する通信信頼度を確認できる。このような統計情報の活用の一例として、図 4.1.1-1 に示す黄色線エリアは電界強度が $-50.0[\text{dBm}]$ よりも高いメッシュを表わしている。電界強度が $-50.0[\text{dBm}]$ よりも低いエリアと通信を行う際は、中継車両を介す、通信パラメータを変更するなどの処理を行なうことができる。

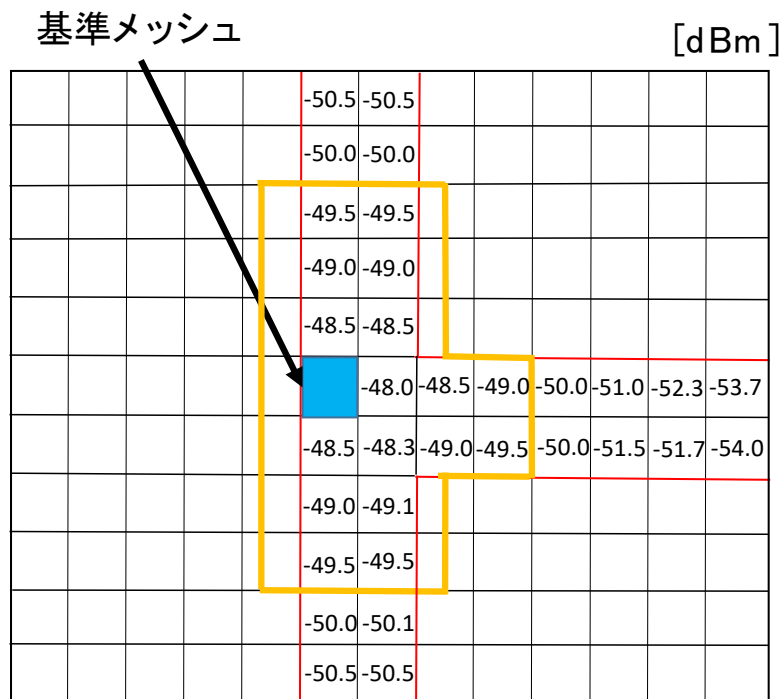


図 4.1.1-1 通信信頼度データベースにおける統計処理の例

#### 4.1.1.3. 事前情報を利用した通信パラメータ設計

ここでは、通信信頼度データベースを利用した通信パラメータの設計について述べる。環境に応じた通信品質の低下には、大きく3つの理由がある。1つ目は純粋な通信距離による電力の減衰(距離減衰)、2つ目は周辺構造物などの遮蔽による電力の減衰(マルチパスフェージングおよびシャドウイング)、3つ目は周辺に存在する送信点からの信号による干渉である。これらの理由による信号品質の劣化に伴う通信信頼度の低下を防ぐため、複数種類の通信パラメータの適応的な変更を検討する。本研究で変更の対象とする通信パラメータを表4.1.1-1に示す。

表 4.1.1-1 通信パラメータ変更例

パラメータ	信頼度：高	信頼度：低
送信電力	電力低減 (消費電力低減、干渉低減)	電力増加
変調方式	高速伝送が可能な 多値変調方式	雑音に強い変調方式で 低速伝送
中継端末	直接通信	中継端末(車両、路側機など) を選択して中継

##### 4.1.1.3.1. 送信電力

上記の通信環境依存の受信信号電力の低下には、送信電力を増加させることで通信信頼度の補償が見込める。加えて、通信信頼度が高い環境においては必要最低限の送信電力で通信することで、消費電力や周辺への干渉電力を抑制することが可能となり、ネットワーク全体の平均的な通信品質向上に寄与できる。文献[4.1.1.1]によると V2V における通信信頼度を担保するためには SINR(Signal to Interference and Noise Ratio)が一定の閾値を超える必要があることが指摘されている。通信信頼度データベースを参照することで通信環境に応じた電力制御を行ない、SINR を向上することでパケット誤り率の低減が見込める。

また、既存の V2V/V2I で用いられる通信プロトコルである CSMA/CA(Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance)においては、隠れ端末などによってパケットの衝突が発生する。そのため、送信電力の低減によるパケット衝突の低減は総合的な通信品質の改善にも寄与することになる。

##### 4.1.1.3.2. 変調方式

米国 IEEE(Institute of Electrical and Electronic Engineers)は自動車向けの通信アプリケーションを活用するため IEEE 802.11p 規格を制定している。IEEE 802.11p 規格は直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM)方式をもとに8つの異なるデータレートに対応している。

電波環境情報を参照した際、高 SNR での通信が予想される場合は、多値変調を用いることで高



速な通信が実現できる。一方、低 SNR であることが予想される場合は、雑音に強い変調を用いて誤りの低減を図ることで、各ユーザの所望の通信が実現できる。

#### 4.1.1.3.3. 中継端末

通信信頼度データベースを用いることで、送信車両-宛先車両間の電波環境情報だけでなく、周辺車両の受信位置に応じた情報も同様に得ることができる。そこで、周辺車両を中継車両として利用し、中継伝送を行うことによって通信信頼度を高める、V2V/V2I 向けのルーティングプロトコルと通信信頼度データベースの併用について検討する。

図 4.1.1-2 に、中継の例として複数の中継車両が存在する環境を示す。中継車両を 1 台用いて通信する際は、送信車両から中継車両へ到達した受信電力 $P_{tx}$ 、中継車両から受信車両へ到達した受信電力 $P_{rx}$ をそれぞれ比較し、値の低い方をその中継車両の信頼度情報として利用する。すべての周辺車両に同様の処理を行い、その中で値が中継を想定した際に考えられる最低受信電力値を持つ通信リンクの電力値が高い車両を中継に用いる。

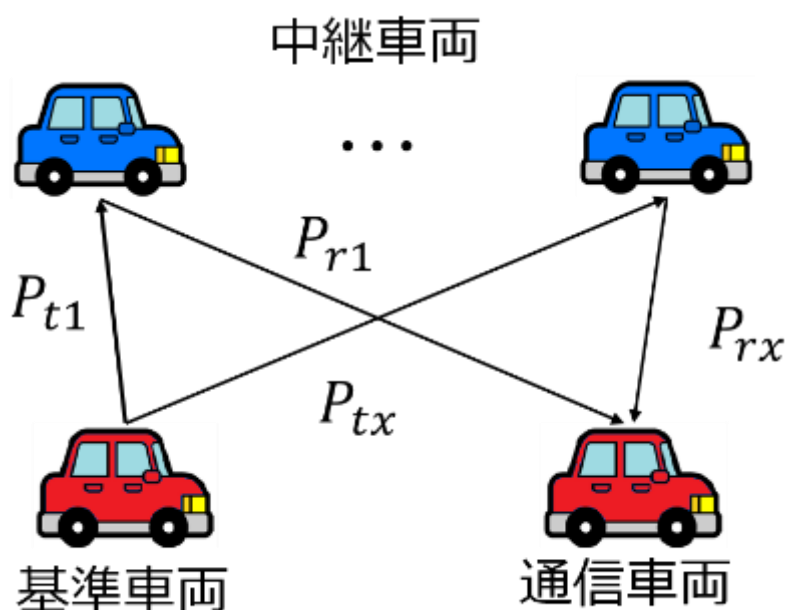


図 4.1.1-2 中継車両選択

#### 4.1.1.4. 計算機シミュレーション

##### 4.1.1.4.1. 通信信頼度特性

事前に構築した通信信頼度データベースの情報を利用した通信パラメータの変更による、通信信頼度の改善効果に関する評価を行なった。

表 4.1.1-2 にシミュレーション諸元を記す。本シミュレーションでは、図 4.1.1-3 に示すように幹線道路や高速道路の合流車線を模擬した評価を行なう。合流車両を送信車両とし、本線を走

行している宛先車両に対して送信を行う。その際、送信車両から受信車両間の直接通信路は障害物(ビルやトンネルなど)が存在し、所望の通信品質が得ることができない環境を仮定する。通信信頼度データベースが保持する受信電力情報を利用して、適切な中継車両を選択することで、パケット誤り率特性の改善を図る。

表 4.1.1-2 シミュレーション諸元

パラメータ	値
送信電力	10[dBm]
周波数	760[MHz]
誤り訂正符号	畳み込み符号
変調方式	OFDM-QPSK
伝送路	シャドウィング フェージング
参照距離	10[m]
距離減衰係数	3.5
標準偏差	8[dB]
パケット長	1112[bits]
雑音レベル	-90[dBm]
シミュレーション範囲	25×1000[m]
車両台数	5~25[台]
車両速度	40[km/h]

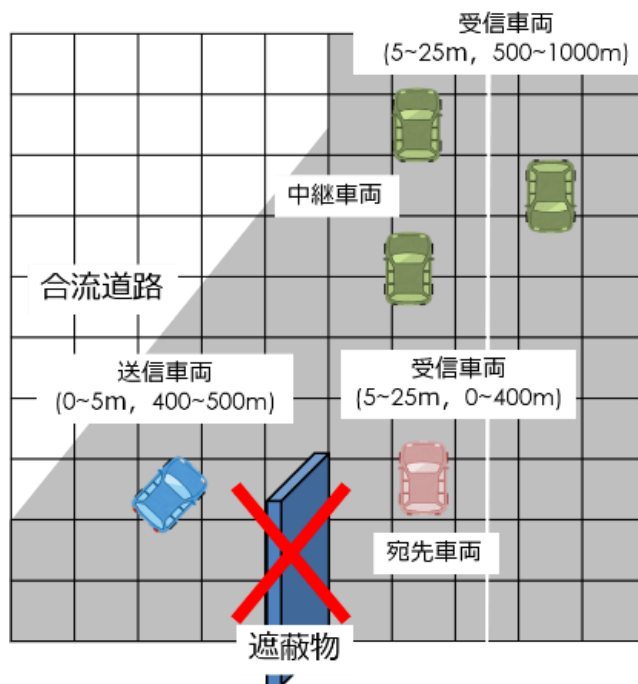


図 4.1.1-3 シミュレーションモデル

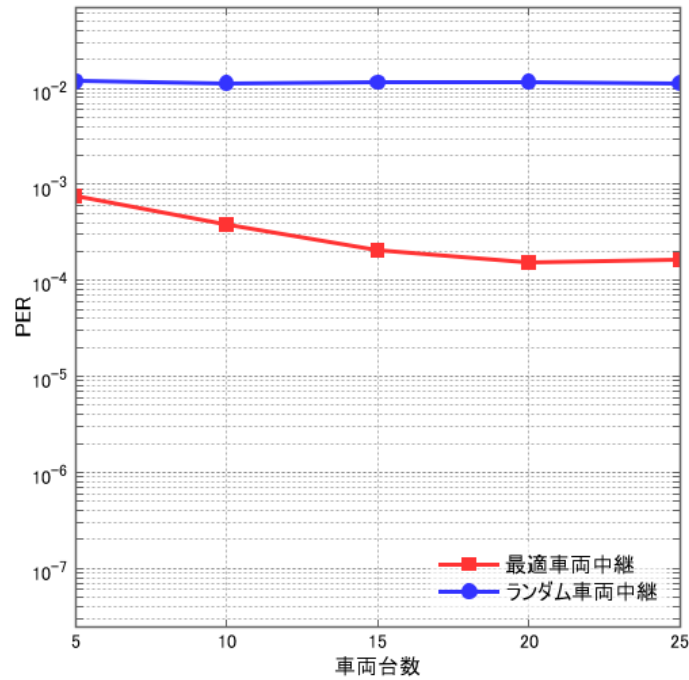


図 4.1.1-4 ランダム中継と最適車両中継による PER 特性

図 4.1.1-4 に各条件におけるパケット誤り率(PER: Packet Error Rate)特性を示す。中継車両をランダムに選択した場合の PER の特性は 1%程度であり、車両台数の増加に対して変化がない。一方、通信信頼度データベースを用いて最低受信信号レベルが最大化されるような車両を中継車両として選択した場合、ランダム車両中継と比べて低い PER 特性を示している。また、車両台数の増加に伴う PER 特性の向上が確認できた。

#### 4.1.1.4.2. SINR 特性

次に、図 4.1.1-5 に示すように、周辺車両が相互に通信を行っている環境での干渉特性を評価した。ここでは CSMA/CA におけるキャリアセンスが働かない状況を想定し、中継車両は全ての車両からの電波を受信してしまうものとする。全ての車両が通信信頼度データベースの情報を加味した上で、送信電力制御を行うことで他車両への干渉電力を低下させ、SINR 特性の向上を図る。宛先車両の通信信頼度情報を得た送信車両は、受信車両に対する信頼度をもとにした電力制御を行う。ここでは、SNR の値が 15dB を満たすような電力制御を行なった。このような環境において、中継車両における SINR の値および干渉範囲を比較することで特性を評価した。ここで、SINR は次式で表される。

$$\text{SINR} = \frac{P_{tr}}{\sum_{i=1}^N P_{ir} + \eta_r} \quad (1)$$

ここで  $P_{tr}$  は送信端末に対する受信端末の受信電力、 $\eta_r$  は受信端末の雑音電力、 $P_{ir}$  は周辺車両か

らの受信電力の総和を表す。

表 4.1.1-3 にシミュレーション諸元を記す。表 4.1.1-2 とほぼ同様のパラメータであるが、送信電力の変動、及び車両台数の増加を行なっている。

表 4.1.1-3 シミュレーション諸元

パラメータ	値
送信電力	0~10[dBm]
周波数	760[MHz]
誤り訂正符号	畳み込み符号
変調方式	OFDM-QPSK
伝送路	シャドウィング フェージング
参照距離	10[m]
距離減衰係数	3.5
標準偏差	8[dB]
パケット長	1112[bits]
雑音レベル	-90[dBm]
シミュレーション範囲	25×1000[m]
車両台数	10~50[台]
車両速度	40[km/h]

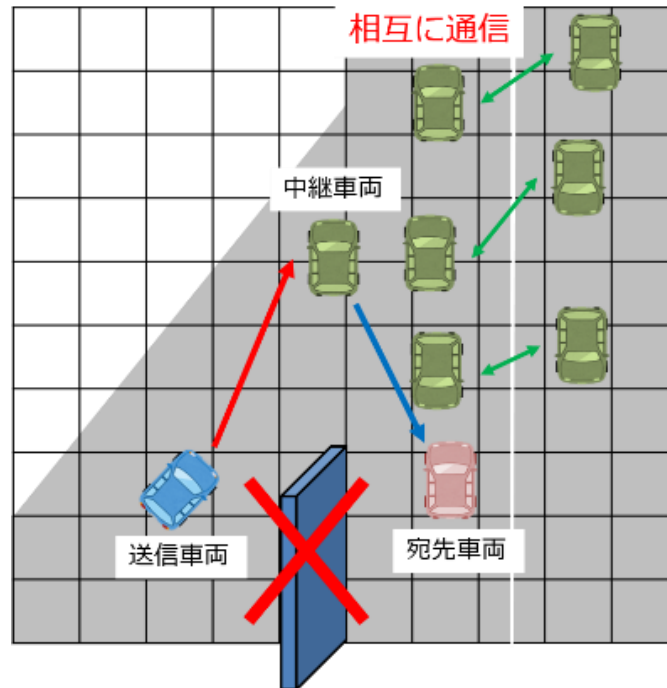


図 4.1.1-5 シミュレーションモデル

図 4.1.1-6 に、SINR 特性を示す。電力制御を行なった場合、10[dBm]固定で通信を行った場合と比べて SINR が全体的に高くなっていることがわかる。これは、必要最低限の送信電力で通信を行なうことで他車両への干渉電力が低減したことを表わす。また図 4.1.1-7 および図 4.1.1-8 に、両手法における干渉エリアの例を示す。緑の円は電力が-90[dBm]以上到達する範囲を示し、干渉エリアとみなしている。電力制御を行なうことで、電力制御を行わない場合と比較して干渉範囲が削減できていることが分かる。これら SINR の向上および干渉範囲の削減は最終的に PER やビット誤り率(BER: Bit Error Rate)の低下につながることから、信頼度の予想結果に応じた電力制御により複数ユーザが混在している環境での品質改善が期待できる。

また、図 4.1.1-9 に電力制御を用いた場合の PER 特性を示す。電力制御を用いた場合の平均送信電力は約 6.7dBm であったが、10dBm 固定で送信した場合と比較して PER 特性に大きな変化が見られなかった。このように、提案手法を用いることで一定の PER を維持しつつ干渉を削減できることが分かる。

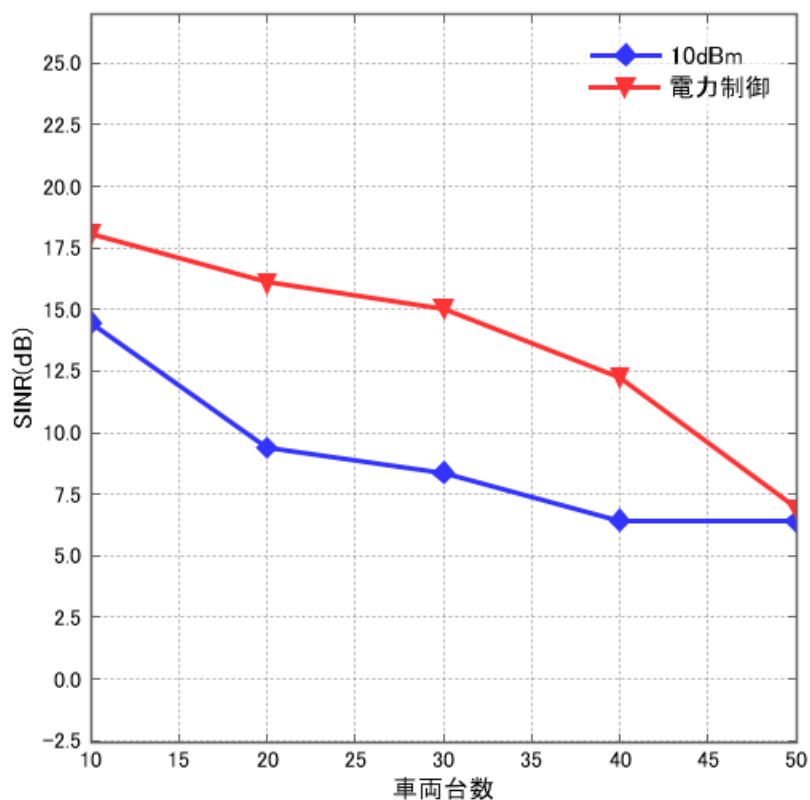


図 4.1.1-6 SINR 特性

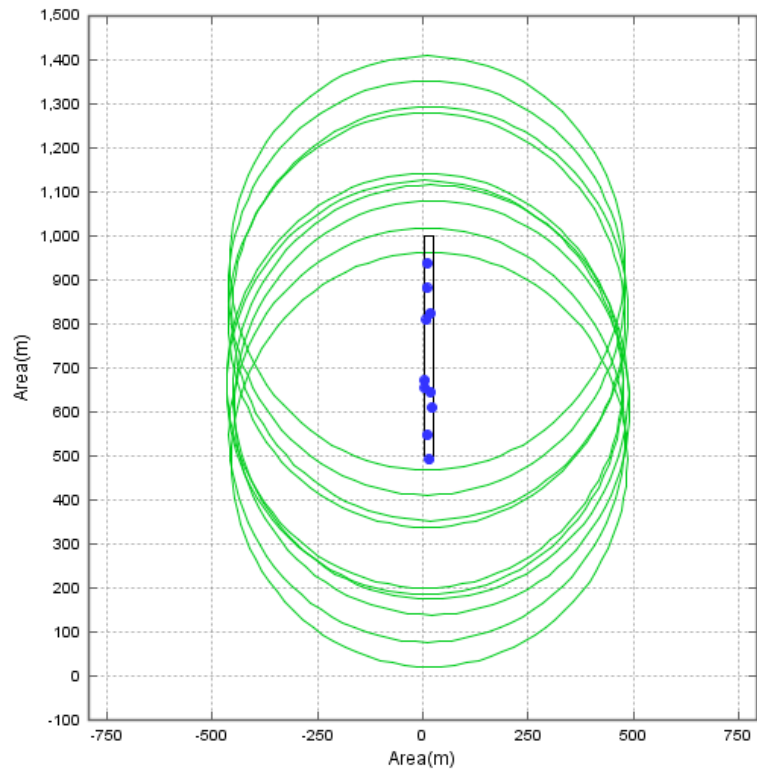


図 4.1.1-7 干渉エリア(送信電力 10dBm)

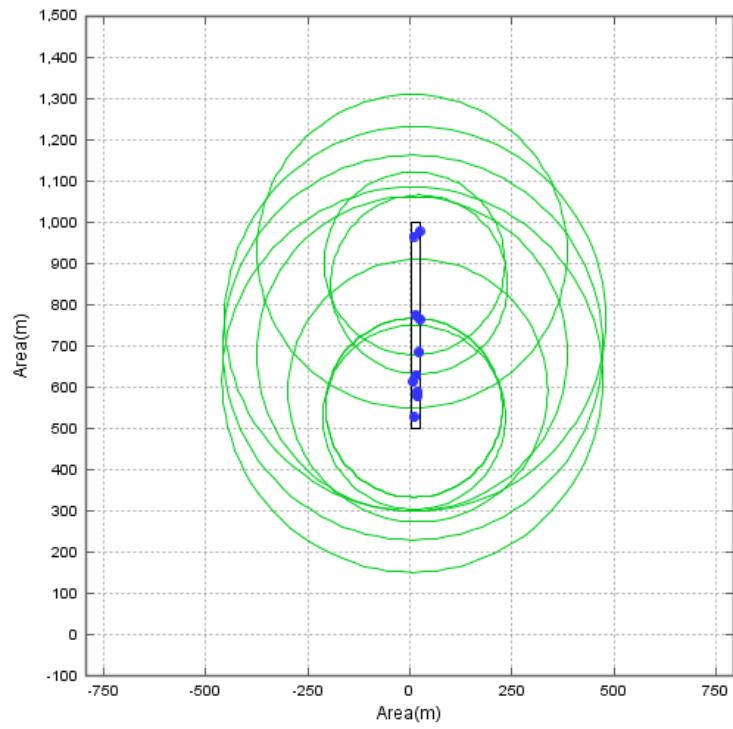


図 4.1.1-8 干渉エリア(電力制御)

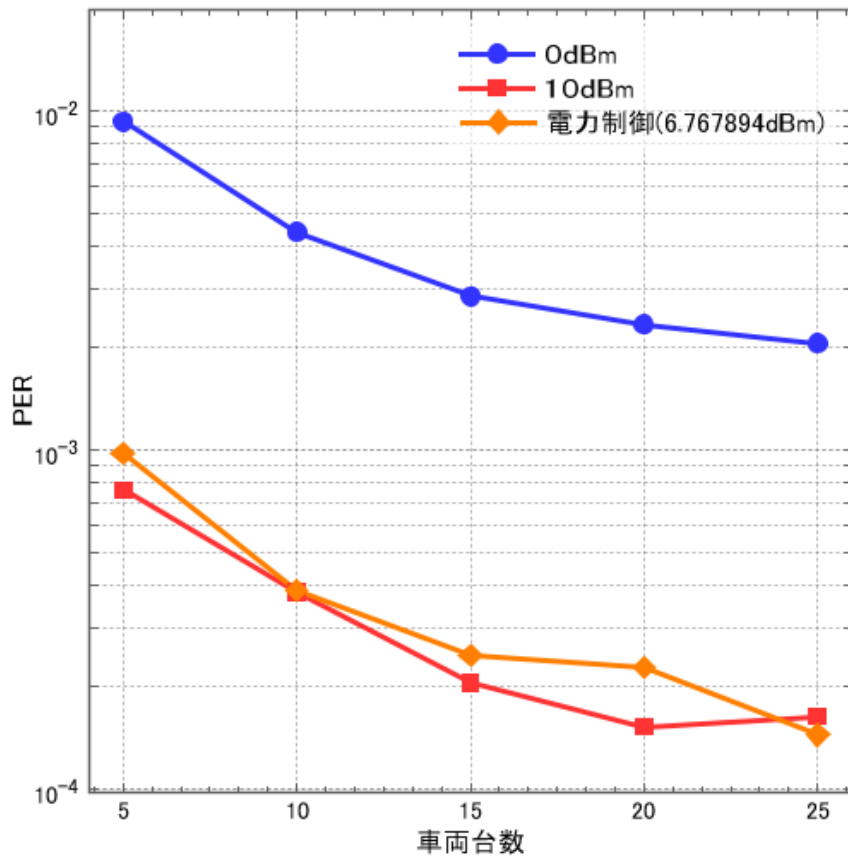


図 4.1.1-9 電力制御を用いた PER 特性

#### 4.1.1.5. まとめ

本節では「通信信頼度データベースによる高信頼車車間通信手法の検討」として、自動運転システムの通信分野における高効率化に通信信頼度データベースの情報を活用する手法の検討を行った。ここでは、通信信頼度情報をあらかじめ収集し、データベースに記録することで、中継車両および電力制御に活用する事例を示し、パケット誤り率の改善と干渉範囲の削減が図れることが確認できた。

#### 参考文献

[4.1.1.1] W. Sun, E. G. Strom, F. Brannstrom, K. Sou, and Y. Sui, "Radio resource management for D2D-based V2V communication," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.65, no.2, pp.6636-6650, Sept. 2015

## 4.1.2. 電波環境情報観測実験による通信信頼度データベースの構築

4.1.1.2 節に示した通信信頼度データベースを構築するため、路車間通信及び車車間通信環境下で観測実験を行なった。以下では、実施した路車間/車車間通信実験の概要及びその結果を示す。

### 4.1.2.1. 路車間通信の信頼度測定のためのデータ取得

本実験は、2016年12月26日～28日の3日間、東京都江東区青海周辺で実施した。複数の車両で分散走行を行ない、路側機から送信される信号の強度を受信位置と対応付けて記録することで通信信頼度データベースを構築し、その精度確認を行う。

#### 4.1.2.1.1. 実験構成

本実験では、図4.1.2-1に示す観測車両3台を用いて分散走行を行なう。図4.1.2-2に示す走行ルートを走行し、東京都江東区青海に設置されている2台の路側機から送信される信号を受信位置と対応付けて観測する。走行ルートは、図の数字と矢印の色が対応しており、①からスタートし順次ルートを走行する。また、赤破線は路側機信号の送信範囲を表している。図4.1.2-3に観測の様子を示す。スペクトラムアナライザを各車両に2台ずつ設置し、路側機からの信号の電界強度を観測位置と共に記録する。これにより、位置情報とリンクした平均受信電力情報の統計化ができる。実験時の観測車内、観測機器配線図をそれぞれ図4.1.2-4、図4.1.2-5に示す。

また、路側機信号の観測プログラムの作成にはPythonを用いた。本プログラムは、観測開始閾値、帯域幅、レコード長(サンプルポイント数)といった各種パラメータを自由に設定できる仕様になっている。これらのパラメータのうち、特に観測開始閾値およびレコード長については、不適切な値を設定した場合路側機信号以外に雑音が観測されてしまい、所望の結果が得られない。本実験では、観測開始閾値を $-75.0[\text{dBm}]$ 、帯域幅を $10[\text{MHz}]$ 、レコード長は19500ポイントとした。



図 4.1.2-1 観測車両



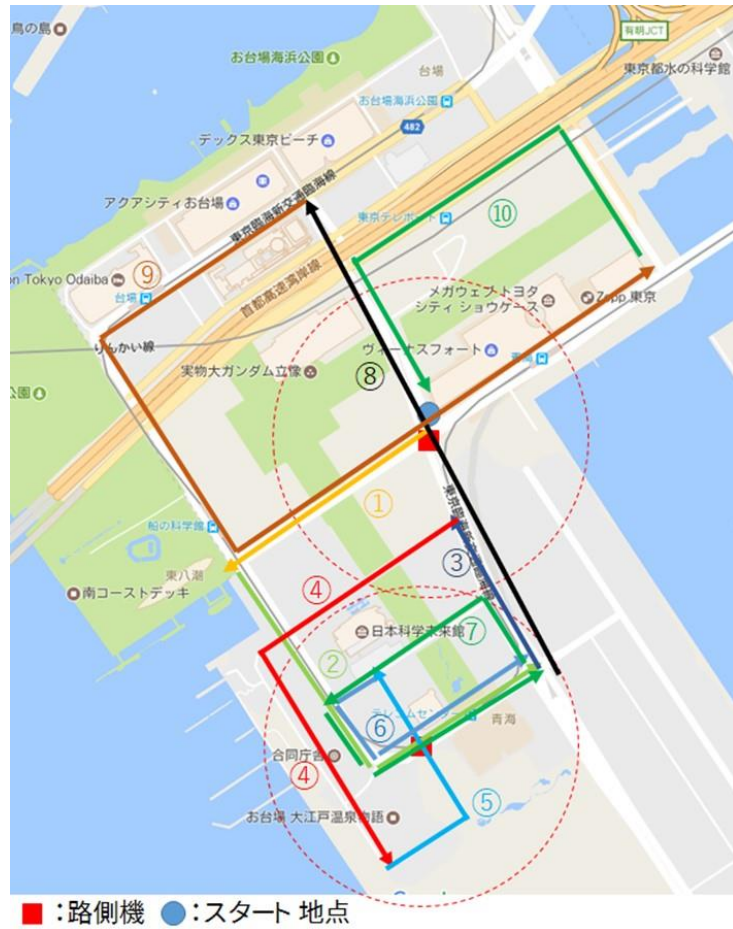


図 4.1.2-2 走行ルート



図 4.1.2-3 路側機信号の観測

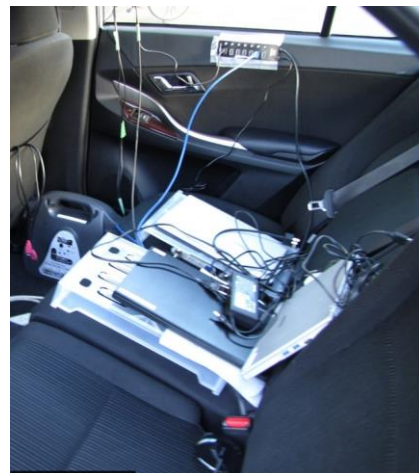
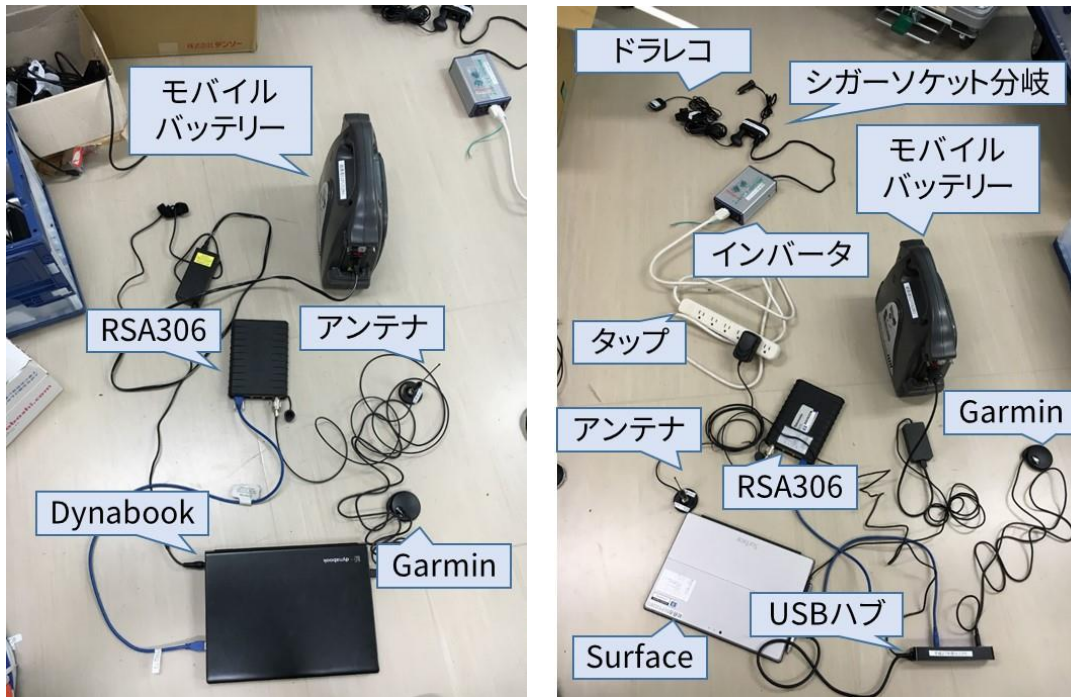


図 4.1.2-4 観測車内



(a) 観測機器配線(Dynabook)

(b) 観測機器配線(Surface)

図 4.1.2-5 実験構成

#### 4.1.2.1.2. 観測機器概要

本実験で使用した実験機材の概要について述べる。

##### ■ リアルタイムスペクトラムアナライザ: RSA-306 (Tektronix)



出典 : Tektronix ホームページ

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・表示を全て行なうが、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 を用いることで、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る。また、実験後に記録データに対して信号処理を施すことで、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。

■ 観測用 PC: Dynabook portege r30(東芝)



出典：東芝ホームページ

上記の Surface Pro 3 と同等の性能を有するノート PC である。Surface 同様に RSA306 を接続し、観測プログラムを実行することで路側機信号の電界強度、受信位置、観測時刻を記録することができる。

■ 観測用 PC: Surface Pro 3 (Microsoft)



出典：Microsoft ホームページ

SSD が 256GB、メモリ容量は 8GB、CPU に Intel Core i7 を搭載する。RSA306 を USB 接続し、観測プログラムを実行することで路側機信号の電界強度、受信位置、観測時刻を記録することができる。

■ GPS: Garmin GPS 18x



出典：Garmin ホームページ

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 モード時 15m 以内 95%、WAAS モード時 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。

■ アンテナ素子: DIAMOND antenna SRH815S (第一電波工業株式会社)



出典：第一電波工業株式会社ホームページ

第一電波工業株式会社が販売しているアンテナである。車両の屋根に設置し、路側機信号を受信するために用いた。表 4.1.2-1 に本アンテナの特性を示す。

■ アンテナ素子: DIAMOND antenna SRH951S(第一電波工業株式会社)



出典：第一電波工業株式会社ホームページ

第一電波工業株式会社が販売しているアンテナである。車両の屋根に設置し、路側機信号を受信するために用いた。表 4.1.2-2 に本アンテナの特性を示す。

表 4.1.2-1 SRH815S 特性

項目	値
長さ	15cm
利得	2.15[dBi](1200MHz)
耐入力	6W FM
インピーダンス	50Ω
接栓	SMA-P
形式	1/4λ(144/430MHz)、1/2λ(1200MHz)
空中線形式	単一型

表 4.1.2-2 SRH951S 特性

項目	値
長さ	35cm
利得	2.15[dBi](430MHz)、5.5[dBi](1200MHz)
耐入力	10W FM
インピーダンス	50Ω
接栓	SMA-P
形式	1/4λ(144MHz)、1/2λ(430MHz)、5/8λ×/段(1200MHz)
空中線形式	単一型

#### 4.1.2.1.3. 無線環境データベース

実験で観測した路側機信号の電界強度を統計化するため、無線環境データベースを構築した。概要を図 4.1.2-6 に示す。本データベースは、実観測して得られた通信結果(電界強度、送受信位置、観測時刻など)をもとに電波環境の統計化を行う。これにより実観測による通信信頼度マップを作成できる。データベースサーバは UNIX(CentOS 7)環境上に構築している。統計化では、図 4.1.2-6 に示す通り、まず観測データをデータベースサーバにアップロードする(①)。次に、サーバ上の蓄積データ保存用 DB テーブルに観測データを登録する(②)。登録後、観測データの統計処理を行ない、統計データを統計データ保存用 DB テーブルに保存する(③)。その後、統計データをテーブルから出力し(④)、ローカル PC にダウンロードする(⑤)。登録処理、統計処理、出力処理はそれぞれ PHP プログラムで記述されており、それぞれ ini ファイルと呼ばれる定義ファイルを適時書き換えることで、登録項目、統計処理方法、出力項目といった内容を変更することができる。なお、登録処理には必須項目が存在し、処理データに指定の必須項目がない場合はエラーを出力する。必須項目を表 4.1.2-3 に示す。

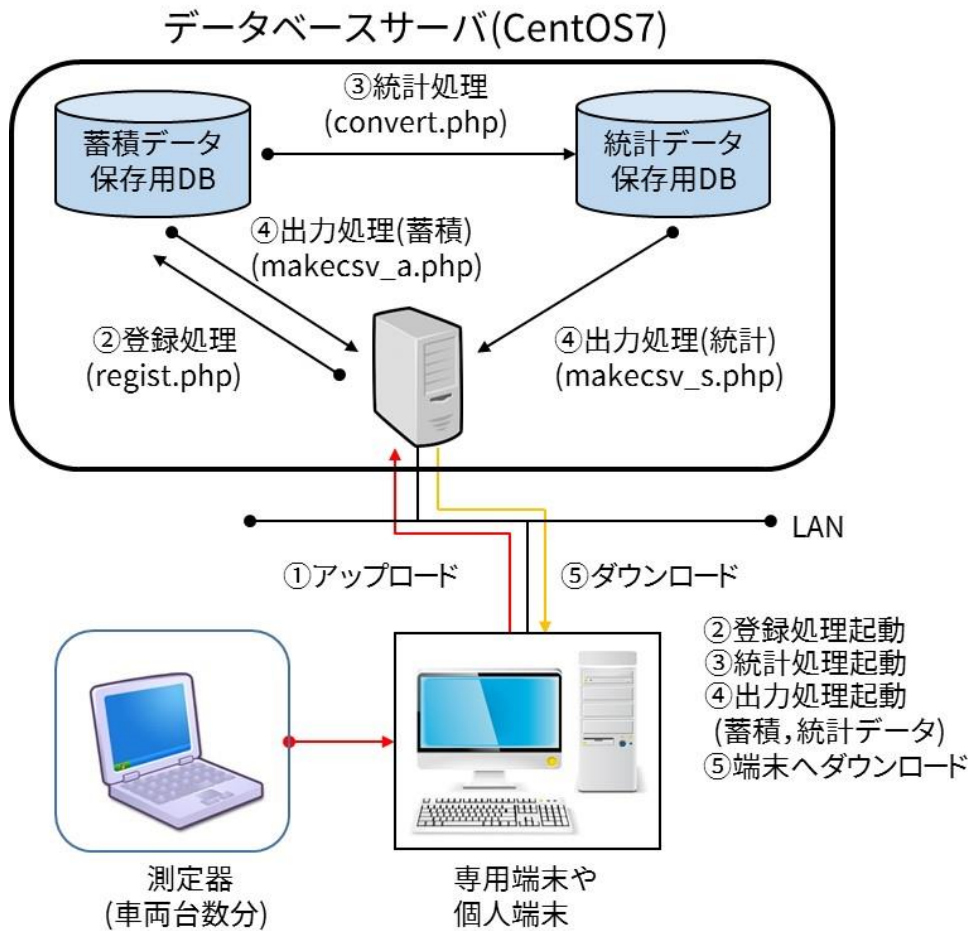


図 4.1.2-6 無線環境データベース概要図

表 4.1.2-3 登録処理における必須項目

項目名	フィールド名	型	バイト長
計測日時	measure_datetime	measure_datetime	8
送信緯度	trans_lat	double	8
送信経度	trans_lon	double	8
受信緯度	receive_lat	double	8
受信経度	receive_lon	double	8
中心周波数	frequency	double	8

次に、メッシュコードについて説明する。メッシュコードとは、緯度経度に基づき二次元空間を同じ大きさのメッシュに分割した際、それぞれのメッシュを区別するために割り振られたコードである。無線環境データベースでは、観測データから得られる緯度経度を統計処理時にメッシュコードに割り振る。メッシュ区画の一覧を表 4.1.2-4、メッシュコードの算出方法を図 4.1.2-7 に示す。なお、メッシュサイズは定義ファイルで変更可能である。

表 4.1.2-4 メッシュ区画一覧

区画の種類	区分方法	間隔		一辺の長さ
		緯度	経度	
1次メッシュ	東経100度、北緯0度を基準とし、各度の経線と、偶数緯度及びその間隔を3等分した緯線とで縦横に分割した区域	40分	1度	約80km
2次メッシュ	1次メッシュ区画を緯線方向及び経線方向に8等分してできる区域	5分	7分30秒	約10km
3次メッシュ	標準（基準）地域メッシュとも呼ばれ、2次メッシュ区画を緯線方向及び経線方向に10等分してできる区域	30秒	45秒	約1km
1/10細分メッシュ	3次メッシュ区画を緯線方向及び経線方向に10等分してできる区域	3秒	4.5秒	約100m
10mメッシュ	1/10細分メッシュ区画を緯線方向及び経線方向に10等分してできる区域	0.3秒	0.45秒	約10m
5mメッシュ	10mメッシュ区画を緯線方向及び経線方向に2等分してできる区域	0.15秒	0.025秒	約5m
2mメッシュ	10mメッシュ区画を緯線方向及び経線方向に5等分してできる区域	0.06秒	0.09秒	約2m
1mメッシュ	10mメッシュ区画を緯線方向及び経線方向に10等分してできる区域	0.03秒	0.045秒	約1m

[一次メッシュ]

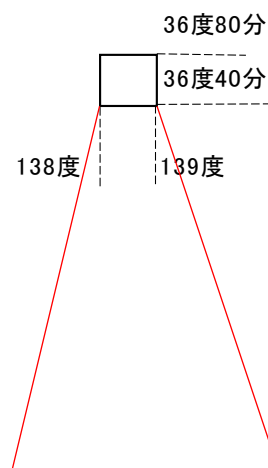
- ・緯度方向:40分
- ・経度方向:1度単位に分割
- ・1辺:約80km

○地域メッシュコード算出例

南端緯度:  $36\text{度}40\text{分} = 36 + (40/60)$   
 $= 36.66666667$   
 $36.66666667 \times 1.5 = 55$   
 西端経度:  $138\text{度} \dots 138$ を100で割った余り=38

メッシュコード = 5538

↓  
 約80km × 約80kmの区域を示す



[二次メッシュ]

- ・一次メッシュを縦横8等分して番号を付与
- ・1辺: 約10km

メッシュコード = 5538-23

↓  
約10km × 約10km の区域を示す

約80km

70	71	72	73	74	75	76	77
60	61	62	63	64	65	66	67
50	51	52	53	54	55	56	57
40	41	42	43	44	45	46	47
30	31	32	33	34	35	36	37
20	21	22	23	24	25	26	27
10	11	12	13	14	15	16	17
0	1	2	3	4	5	6	7

[三次メッシュ]

- ・二次メッシュを縦横10等分して番号を付与
- ・1辺: 約1km

メッシュコード = 5538-23-54

↓  
約1km × 約1km の区域を示す

約10km

90	91	92	93	94	95	96	97	98	99
80	81	82	83	84	85	86	87	88	89
70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
60	61	62	63	64	65	66	67	68	69
50	51	52	53	54	55	56	57	58	59
40	41	42	43	44	45	46	47	48	49
30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

[1/10細分メッシュ]

- ・三次メッシュを縦横10等分して番号を付与
- ・1辺: 約100m

メッシュコード = 5538-23-54-15

↓  
約1km × 約1km の区域を示す

約1km

90	91	92	93	94	95	96	97	98	99
80	81	82	83	84	85	86	87	88	89
70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
60	61	62	63	64	65	66	67	68	69
50	51	52	53	54	55	56	57	58	59
40	41	42	43	44	45	46	47	48	49
30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9



[10mメッシュ]

- ・1/10細分メッシュを縦横10等分して番号を付与
- ・1辺:約10m

メッシュコード = 5538-23-54-15-76

↓  
約10m × 約10m の区域を示す

約100m

90	91	92	93	94	95	96	97	98	99
80	81	82	83	84	85	86	87	88	89
70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
60	61	62	63	64	65	66	67	68	69
50	51	52	53	54	55	56	57	58	59
40	41	42	43	44	45	46	47	48	49
30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

[5mメッシュ]

- ・10mメッシュを縦横2等分して番号を付与
- ・1辺:約5m

メッシュコード = 5538-23-54-15-76-511

↓  
約5m × 約5m の区域を示す

約10m

510	511
500	501

[2mメッシュ]

- ・10mメッシュを縦横5等分して番号を付与
- ・1辺:約2m

メッシュコード = 5538-23-54-15-76-232

↓  
約2m × 約2m の区域を示す

約10m

240	241	242	243	244
230	231	232	233	234
220	221	222	223	224
210	211	212	213	214
200	201	202	203	204

[1mメッシュ]

- ・10mメッシュを縦横10等分して番号を付与
- ・1辺:約1m

メッシュコード = 5538-23-54-15-76-165

↓  
約1m × 約1m の区域を示す

約10m

190	191	192	193	194	195	196	197	198	199
180	181	182	183	184	185	186	187	188	189
170	171	172	173	174	175	176	177	178	179
160	161	162	163	164	165	166	167	168	169
150	151	152	153	154	155	156	157	158	159
140	141	142	143	144	145	146	147	148	149
130	131	132	133	134	135	136	137	138	139
120	121	122	123	124	125	126	127	128	129
110	111	112	113	114	115	116	117	118	119
100	101	102	103	104	105	106	107	108	109

図 4.1.2-7 メッシュコード算出方法

#### 4.1.2.1.4. 実験結果

路側機信号を実観測し、無線環境データベースを用いてメッシュごとの平均電界強度を求めた。電界強度マップを図 4.1.2-8、走行ルートを図 4.1.2-2 に示す。なお、アンテナは SRH815S を用い、メッシュ化は 10m メッシュで行なった。

図 4.1.2-8 より、路側機が設置されているポイントでは、電界強度が高くなっていることがわかる。これは、スペクトラムアナライザ RSA306 で路側機信号を正常に観測できていることを示している。一方、路側機から離れたエリアでは、電界強度が低くなっている。これは、距離減衰により路側機信号が減衰したためであると推測される。一部、路側機から離れたエリアでも電界強度の高いエリアが存在するが、これは路側機設置エリアと電界強度の高い場所が見通し内環境であり、距離減衰やシャドウイングにより信号があまり減衰しなかったためだと考えられる。なお、路側機の信号送信範囲外でも  $-90[\text{dBm}]$  ほどの電界強度が観測されているが、これは雑音成分が多く含まれていると考えられる。本実験で用いた電界強度観測用の Python プログラムでは、先述した通り事前に設定したパラメータで信号の観測範囲および観測タイミングが変わる。路側機の信号送信範囲外でも電界強度が観測されたのは、レコード長の設定ミスや路側機以外の別の信号を観測したためであると考えられる。

路側機の信号送信範囲内については、実観測に基づく電界強度マップが生成され、信号の到来状況が場所に応じてわかるようになった。これにより路車間通信を行う際、電界強度マップを参照することで、受信信号強度の目安が予測でき、所望の通信を行う際に活用できる。

路側機付近の詳細な電界強度を図 4.1.2-9 に示す。図より、路側機設置エリア付近では電界強度が急峻に変化していることがわかる。走行ルート上であっても一部空白メッシュが存在するが、これは時速 40km 程度で走行を行なったことから、毎秒約 10m 程度移動したことで観測の抜けが生じたことが原因として考えられる。また、GPS の測定精度が 15m 以内に 95% であるため、10m メッシュでは GPS の観測誤差により周辺の近傍メッシュに観測値が格納されたものと考えられる。北側の路側機設置エリアは片側 2 車線以上の道路であり、走行ルートの関係上全く通らない車線が存在したため、空白メッシュができた可能性もある。

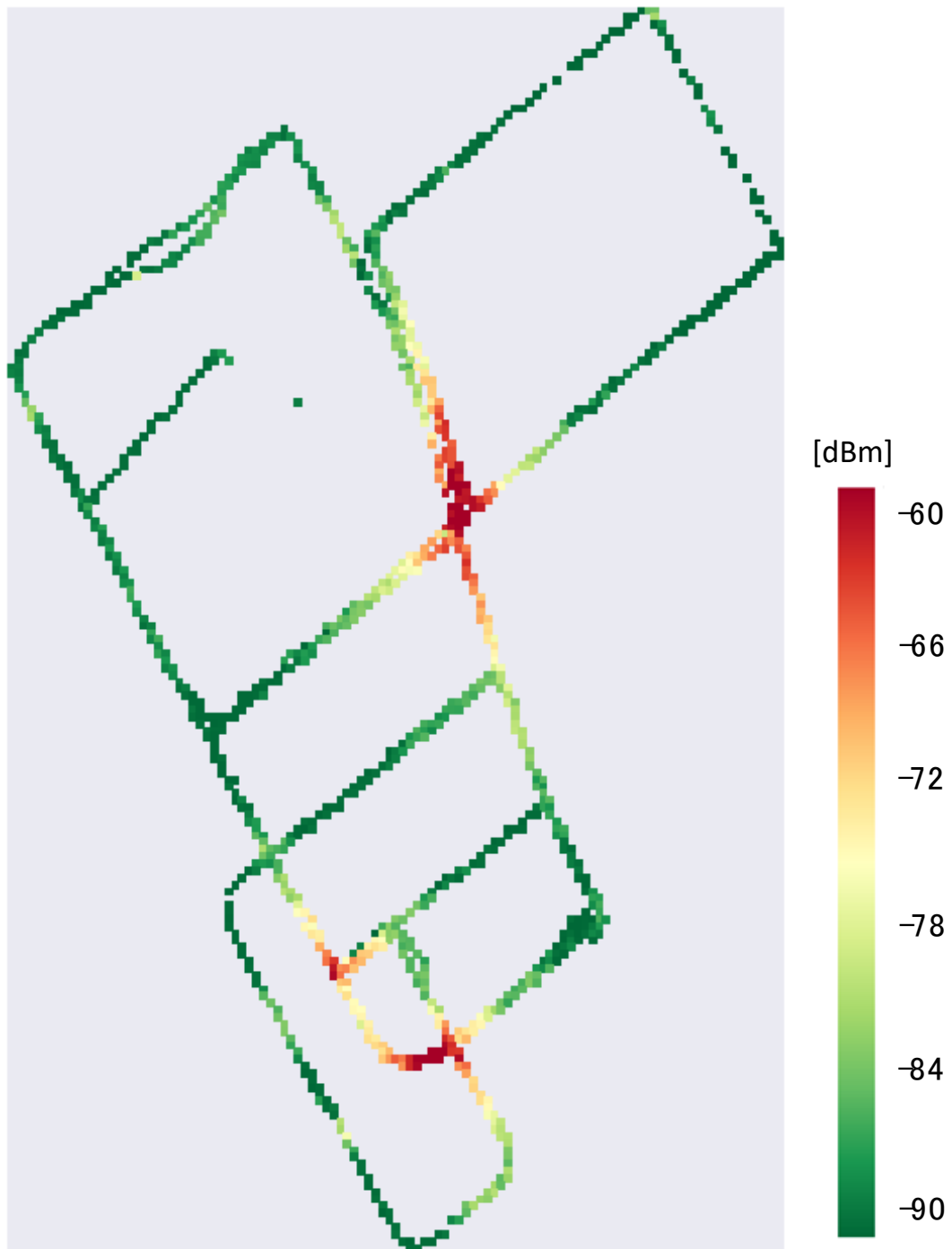


図 4.1.2-8 電界強度マップ 1 (路車間通信)

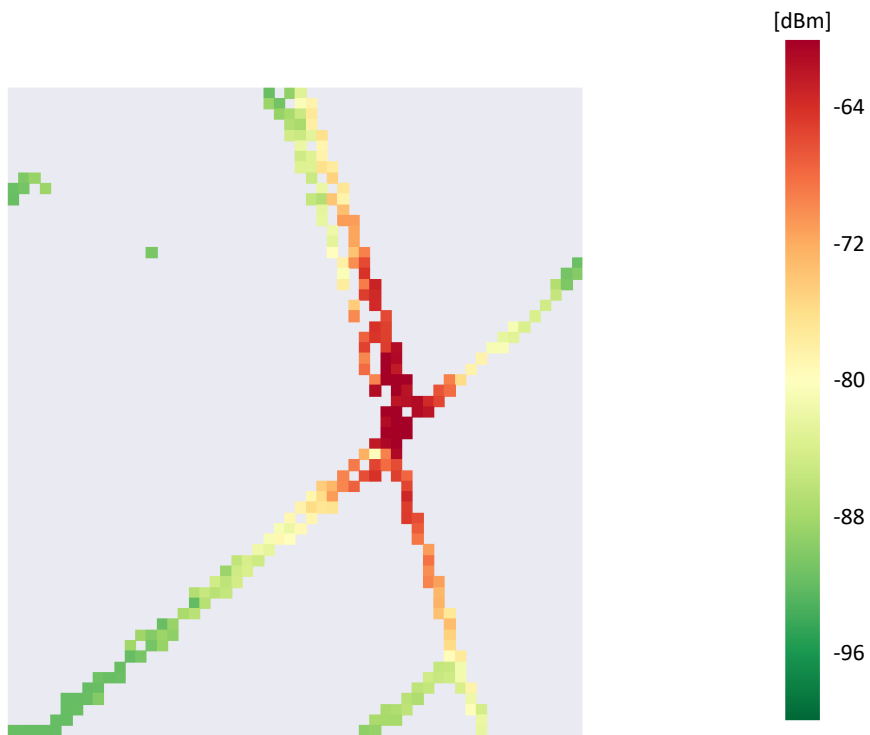


図 4.1.2-9(a) 路側機付近の電界強度マップ(北側路側機)

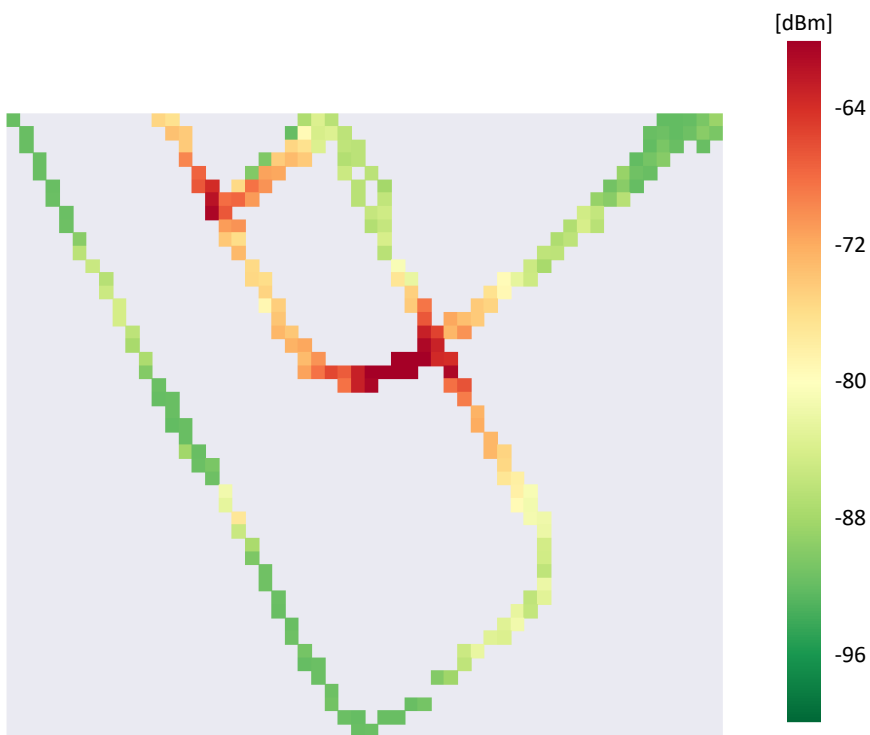


図 4.1.2-9(b) 路側機付近の電界強度マップ(南側路側機)

次に、SRH951S アンテナを用いた場合の電界強度マップを図 4.1.2-10 に示す。なお、本結果のメッシュ化は10mメッシュで行なった。図より、SRH951S アンテナを用いた場合はSRH815S アンテナを用いた場合に比べて、空白メッシュが多くなっていることがわかる。また、電界強度の値も10[dBm]程低くなっている。これは、アンテナ特性が異なるためであると考えられる。2つのアンテナ間ではアンテナ長が異なり、SRH815S アンテナは10cm、SRH951S アンテナは35cmである。電波は半波長周期で極性が反転するため、アンテナ長が1波長 $\lambda$ の1/2、1/4の長さで共振が起こり、最もアンテナの感度が良くなる。ホイップアンテナは $1/4\lambda$ が基本であり、1波長 $\lambda$ の長さを光速と使用周波数帯760[MHz]で求めると、 $\lambda \triangleq 0.39[\text{m}]$ となる。これより1/4波長は約0.0986[m](=9.86cm)と求まる。よって、アンテナ長が10cmのSRH815S アンテナは観測対象である信号の周波数に対し高感度であるため、より高い電界強度を受信できる。一方、アンテナ長が35cmのSRH951S アンテナでは、1/4波長である9.86cmとは差が大きく、周波数帯に対してアンテナ長が短く、コイルなどで整合は取っているもののアンテナゲインが低下している恐れがある。結果としてSRH815S アンテナと比べ、10[dBm]程電界強度の値が小さくなったと考えられる。また、本実験で用いたアンテナはどちらもホイップアンテナであるため、水平方向では一様に電波を受信する。そのため、指向性アンテナと比較して雑音を拾いやすい。路側器設置エリアから離れた場所でも電界強度が-90[dBm]程あるのは、このためであると考えられる。

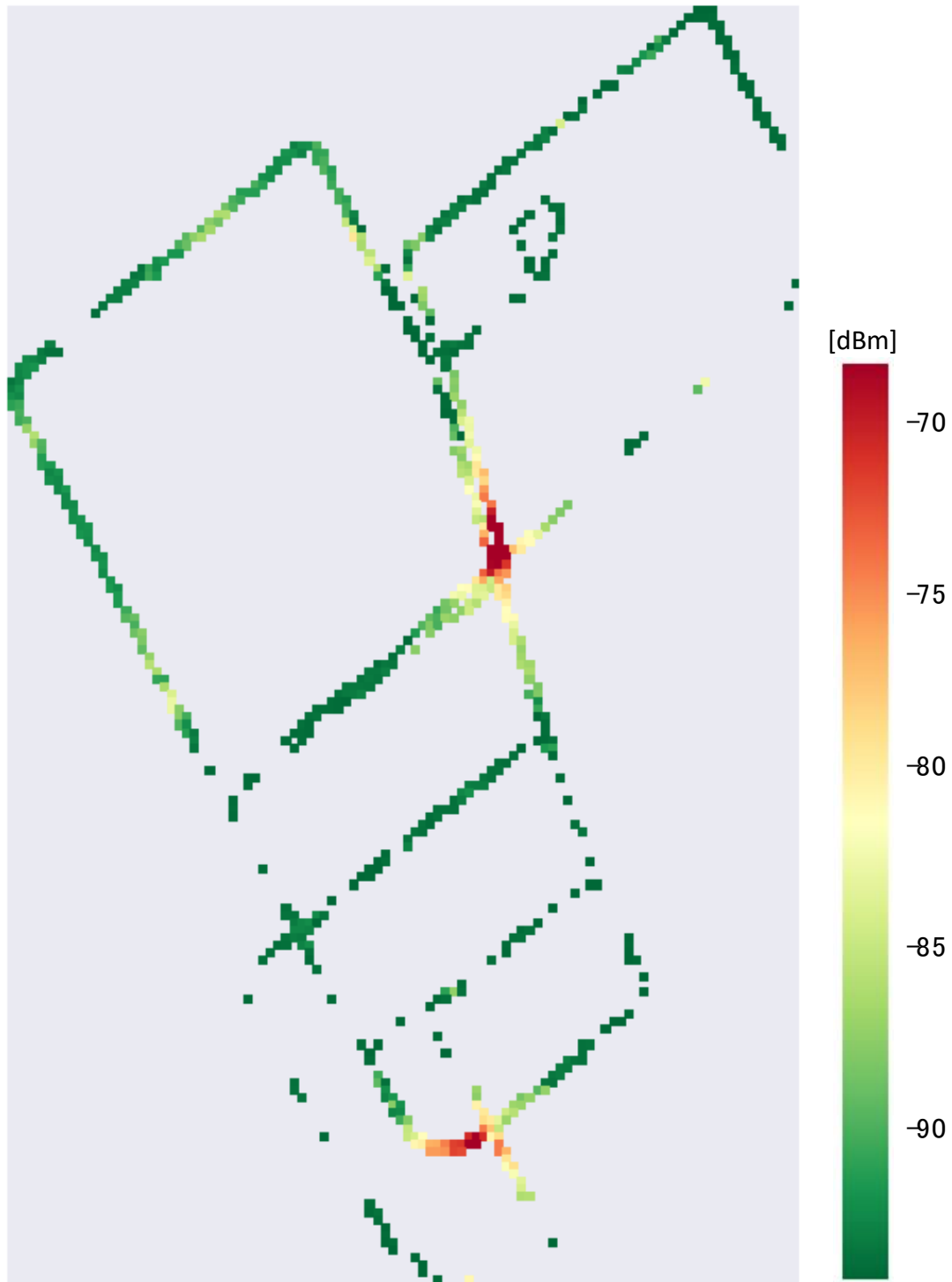


図 4.1.2-10 電界強度マップ 2 (路車間通信)

#### 4.1.2.2. 車車間通信の信頼度測定のためのデータ取得

次に、車車間通信環境で実験を行ない、送受信位置の関係が無数に存在する場合の通信信頼度データベースの構築を行なった。本実験は、2017年1月5日～7日の3日間、東京都調布市・三鷹市周辺で実施した。本実験では特に、車車間通信環境で電界強度を実観測し統計化・データベース化することでその有効性を示すことを主目的とする。

##### 4.1.2.2.1. 実験構成

本実験では、図 4.1.2-11 に示す観測車両 3 台にデンソー社開発の車載機を搭載し、図 4.1.2-12 に示す走行ルートを走行しながら通信を行なった。走行ルートについては、図の数字と矢印の色が対応しており、①からスタートし順次ルートを走行していく。図 4.1.2-13 に観測実験の様子を示す。本車載機は 100ms 周期で信号を送信する。他車両はその信号を受信した際の受信位置や電界強度、およびパケット内に含まれた送信位置情報を記録する。これをデータベースに蓄積、統計化することで、送受信位置とリンクした通信信頼度データベースを構築することができる。実験時の観測車内、観測機器配線図をそれぞれ図 4.1.2-14、4.1.2-15 に示す。なお、観測データは路車間通信の実験と同様に、4.1.2.1.3 節で説明した無線環境データベースを用いて統計化を行なう。



図 4.1.2-11 観測車両



●：スタート地点

図 4.1.2-12 走行ルート



図 4.1.2-13 車載機信号の観測

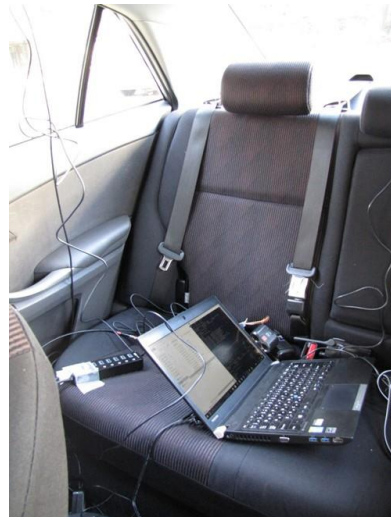


図 4.1.2-14 観測車内



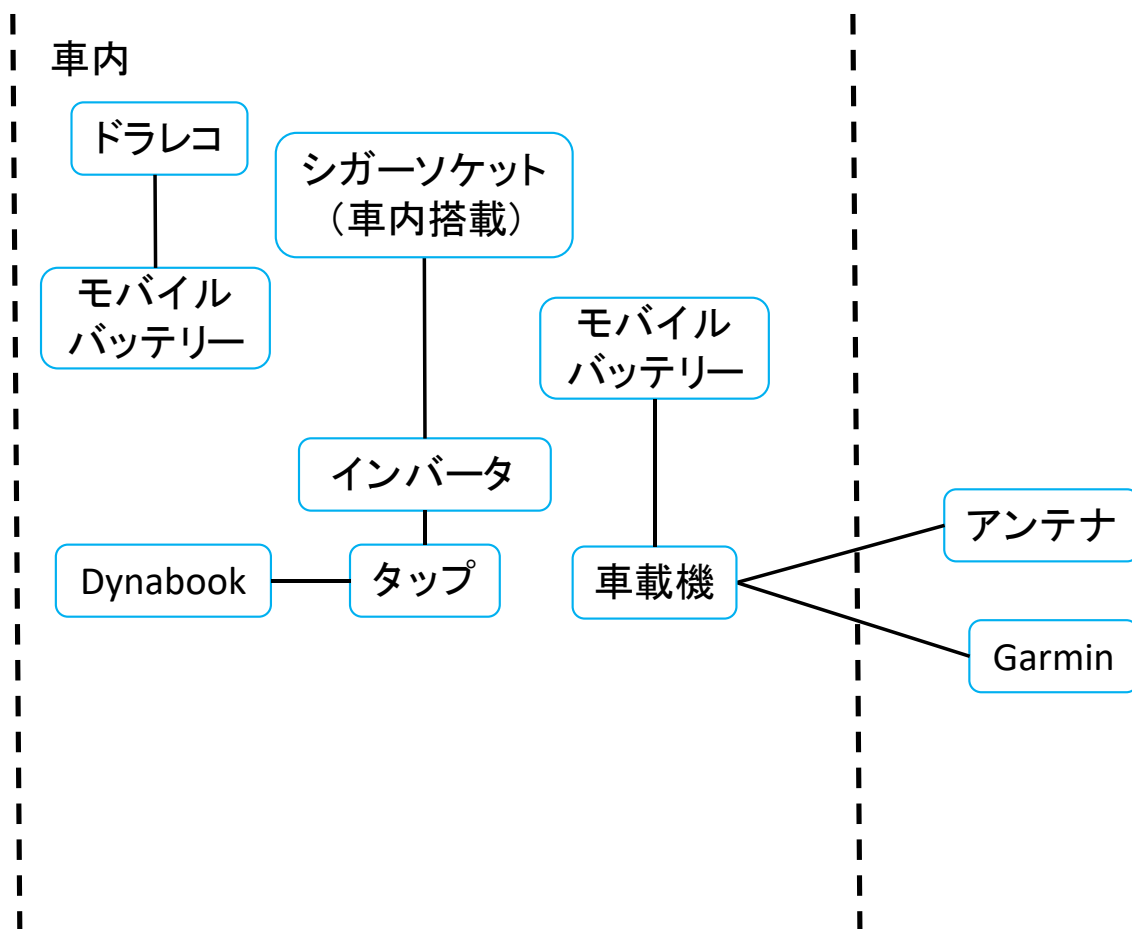


図 4.1.2-15 実験器材配線図

#### 4.1.2.2.2. 760MHz 帯車載機

本実験で使用したデンソー社開発の車載機について説明する。なお、本実験で使用した PC および GPS は 4.1.2.1.2 節で述べた通りである。使用した車載機の構成を表 4.1.2-5、図 4.1.2-16 に示す。また、本車載機の仕様、送信パケット構成をそれぞれ表 4.1.2-6、表 4.1.2-7 に示す。

表 4.1.2-5 車載機セット構成

No.	品名	備考
①	車載機本体	130×100×40mm
②	操作/電源ケーブル	DC12V(シガープラグ)
③	700MHz 帯アンテナ	底面マグネット
④	GPS モジュール	底面マグネット、電源 USB 供給、Garmin 製
⑤	2 連シガーソケット	USB-シガー変換アダプタ付き



図 4.1.2-16 車載機セット

表 4.1.2-6 車載機仕様

項目	仕様
通信規格	ARIB STD-T109 準拠
中心周波数	760MHz
変調方式	車車間通信：OFDM/QPSK(1/2)
送信電力	83mW
電源	DC+12V(8.5~16V)
消費電流 (25°C、12V 供給時)	動作電流：0.5A(ACC ON) 暗電流：100 $\mu$ A 以下(ACC OFF)
環境条件	保存温度：-40~85°C、動作温度：-30~65°C
機能	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ SD カードへのログファイル書き込み</li> <li>・ GPS の 1PPS 信号へのタイミング同期</li> </ul>
備考	セキュリティ非対応(ITS Connect 通信不可)

表 4.1.2-7 送信パケット構成

構成要素	サイズ[byte]
通信ヘッダ	61
セキュリティヘッダ	0
ペイロード(メッセージ)	77

なお、1パケットの送信に要する時間は232 $\mu$ sである。また、送信周期は100ms、位置情報の更新周期は200ms(GPS モジュールに依存)であるため、2メッセージに1回位置情報を更新する仕様となる。車載機の起動、信号測定の手順は以下に示す通りである。

・起動

1. 表 4.1.2-5 に示すセットを車載機本体に取り付ける
2. 3連トグルスイッチの ACC を ON にする(図 4.1.2-17)
3. 図4.1.2-18の状態ですべての送受信を開始する

・測定

1. 2連トグルスイッチのうち、TRG-1 を ON にすると測定が開始され、SD カードへ書き込みをする(図 4.1.2-19)
  2. TRG-1 を OFF にすると SD カードへの書き込みが終了し、測定が完了する
- ここで、上記測定手順を繰り返すたびにログファイル(DAT、CSV)が生成される。

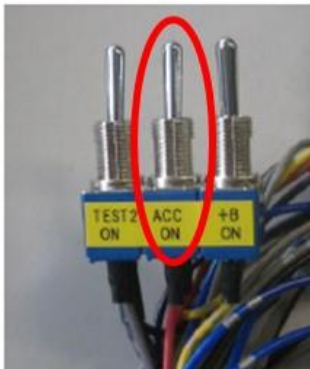


図4.1.2-17 3連トグルスイッチ



図4.1.2-18 700MHz 送受信開始状態(車載機本体)



図 4.1.2-19 2連トグルスイッチ

また、ログファイルに記録されるデータには図 4.1.2-20(b)に示すように、受信時刻、RSSI[dBm]、送信位置、受信位置、車両 ID が含まれる。ファイルサイズは通信を行う車載機台数に依存するが、通信車載機 3 台で 5 分間観測を行った場合、約 2MB である。測定手順 1~2 で生成された DAT 形式のログファイルは受信したメッセージ等の情報が格納されたバイナリファイルであり、そのままでは統計処理が行えない。そこで専用の変換ソフトを用いて CSV ファイルに変換する。変換後に生成される CSV ファイルには、送信車載機すべての受信ログが記録される HVRV ファイル(図 4.1.2-20(a))と、送信車載機ごとの受信ログが記録される RV ファイルの 2 種類がある。ファイルサイズは、RV ファイルが 5 分間で約 1.4MB、HVRV ファイルは RV ファイルのサイズ×送信車載機台数である。

受信時刻		受信位置座標										
		緯度[度]					経度[度]					
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J		
1	受信日時	データ長(t	データ種別	情報フラグ	タイムスタ	(タイムス:	(タイムス:	(タイムス:	(タイムスタンプ)	緯	(タイムスタンプ)	経
2	2017/1/5 11:37.15.442	77	1	0	1	41	1	37:15.2	35.6608716	139.5470569		
3	2017/1/5 11:37.15.445	77	1	0	1	41	1	37:15.2	35.6608716	139.5470569		
4	2017/1/5 11:37.15.484	77	1	0	1	41	1	37:15.2	35.6608716	139.5470569		
5	2017/1/5 11:37.15.546	77	1	0	1	41	1	37:15.2	35.6608716	139.5470569		
6	2017/1/5 11:37.15.548	77	1	0	1	41	1	37:15.2	35.6608716	139.5470569		
7	2017/1/5 11:37.15.587	77	1	0	1	41	1	37:15.4	35.6608733	139.5470547		
8	2017/1/5 11:37.15.649	77	1	0	1	41	1	37:15.4	35.6608733	139.5470547		
9	2017/1/5 11:37.15.652	77	1	0	1	41	1	37:15.4	35.6608733	139.5470547		
10	2017/1/5 11:37.15.690	77	1	0	1	41	1	37:15.4	35.6608733	139.5470547		
11	2017/1/5 11:37.15.752	77	1	0	1	41	1	37:15.4	35.6608733	139.5470547		
12	2017/1/5 11:37.15.755	77	1	0	1	41	1	37:15.4	35.6608733	139.5470547		
13	2017/1/5 11:37.15.793	77	1	0	1	41	1	37:15.6	35.6608741	139.5470513		

送信車両ID

K	L	M	N	O	P	Q	R	S	T	U	V	W
(タイムス)	(タイムス)	(タイムス)	共通サービ	メッセージ	バージョン	車両ID	インクリ	共通アプリ	位置オブシ	GPS状態	位置取得	車両状態
7.2	10	-		1	1	1	1090399934	84	28	0	0	0
7.2	10	-		1	1	1	2096325621	75	28	0	0	0
7.2	10	-		1	1	1	536838066	113	28	0	0	0
7.2	10	-		1	1	1	1090399934	85	28	0	0	0
7.2	10	-		1	1	1	2096325621	76	28	0	0	0
6.7	10	-		1	1	1	536838066	114	28	0	0	0
6.7	10	-		1	1	1	1090399934	86	28	0	0	0
6.7	10	-		1	1	1	2096325621	77	28	0	0	0
6.7	10	-		1	1	1	536838066	115	28	0	0	0
6.7	10	-		1	1	1	1090399934	87	28	0	0	0
6.7	10	-		1	1	1	2096325621	78	28	0	0	0
6.7	10	-		1	1	1	536838066	116	28	0	0	0

送信位置座標  
緯度[度] 経度[度]

X	Y	Z	AA	AB	AC	AD	AE	AF	AG	AH	AI	AJ
交差点情報	拡張情報	拡張オブシ	自由領域	のうる	秒種時刻	緯度(度)	経度(度)	高度(m)	位置取得	高度取得	車速(km/h)	車両方位
0	0	0	1	1	37:15.2	35.6609552	139.547035	49.2	10	-	0	299.1
0	0	0	1	1	37:15.2	35.660798	139.5469805	42.7	10	-	0	163.7
0	0	0	1	1	37:15.2	35.6609611	139.5470736	45.2	10	-	0	111.5
0	0	0	1	1	37:15.4	35.6609552	139.547035	49.2	10	-	0	299.1
0	0	0	1	1	37:15.2	35.660798	139.5469805	42.7	10	-	0	163.7
0	0	0	1	1	37:15.4	35.6609611	139.5470736	45.2	10	-	0	111.5
0	0	0	1	1	37:15.4	35.6609552	139.547035	49.2	10	-	0	299.1
0	0	0	1	1	37:15.4	35.660798	139.5469805	42.7	10	-	0	163.7
0	0	0	1	1	37:15.4	35.6609611	139.5470736	45.2	10	-	0	111.5
0	0	0	1	1	37:15.6	35.6609552	139.547035	49.2	10	-	0	299.1
0	0	0	1	1	37:15.4	35.660798	139.5469805	42.7	10	-	0	163.7
0	0	0	1	1	37:15.4	35.6609611	139.5470736	45.2	10	-	0	111.5

図 4.1.2-20 (a) 変換ソフトにより生成される HVRV ファイルの例

受信時刻 RSSI[dBm]

	A	B	C	D	E	F	G
1	0	2017年1月5日11:37:15.442	-32	1	11:37:15.200	35.66087	139.5471
2	0	2017年1月5日11:37:15.445	-45	1	11:37:15.200	35.66087	139.5471
3	0	2017年1月5日11:37:15.484	-31	1	11:37:15.200	35.66087	139.5471
4	0	2017年1月5日11:37:15.546	-28	1	11:37:15.200	35.66087	139.5471
5	0	2017年1月5日11:37:15.548	-43	1	11:37:15.200	35.66087	139.5471
6	0	2017年1月5日11:37:15.587	-34	1	11:37:15.400	35.66087	139.5471
7	0	2017年1月5日11:37:15.649	-27	1	11:37:15.400	35.66087	139.5471
8	0	2017年1月5日11:37:15.652	-43	1	11:37:15.400	35.66087	139.5471

図4.1.2-20 (b) 測定手順2.で生成される CSV ファイル例

#### 4.1.2.2.3. 実験結果

本実験は車車間通信環境で実施しているため、路車間通信とは異なり送信機も常時移動しており、送受信位置の関係が無数に存在する。まず、マップの例として送信メッシュをいくつか限定した上での平均受信電力値の統計結果の例を示す。ここでは、送信位置として図 4.1.2-21 に示す野崎八幡前交差点を考える。本エリア内で送信メッシュを①、②に固定し、それぞれ統計化を行なう。なお、メッシュ化は 10m メッシュで行った。送信メッシュを地点①、②に設定した際の統計結果を、それぞれ図 4.1.2-22、図 4.1.2-23 に示す。

図 4.1.2-22、図 4.1.2-23 より、送信メッシュの変化によってエリア全体での電界強度が大きく変化していることがわかる。図 4.1.2-22 のマップについては、交差点を左折する前のエリアに送信メッシュを固定したため、図 4.1.2-24 に示す構造物により電波が遮断され、青枠内の電界強度が大きく低下したものと考えられる。一方、図 4.1.2-23 については、送信メッシュを交差点内に固定したため、構造物の影響を受けずに信号を送信できる。それにより、青枠内については図 4.1.2-22 の結果と比較して高い電界強度が観測されたと推測される。このように、車車間通信の場合は送信側も常に移動しているため、送信基準となるメッシュが 1 つでもずれるとそれに応じて電界強度マップも大きく変化することがわかる。実際に通信を行う際は、送受信位置情報をもとにデータベースに格納された電界強度マップを活用することにより、このような構造物依存の電波伝搬特性を把握でき、通信パラメータの適応化が可能となる。本実験では観測車両を 3 台として行なったが、より多くの観測車両を用いることでさらに高信頼な通信信頼度データベースを作成できると考えられる。将来的には一般の車両にも電波環境の観測を依頼し、多数車両から情報を集約することで、高速かつ正確なデータベースが実現できると考えられる。



図 4.1.2-21 送信メッシュエリア抽出

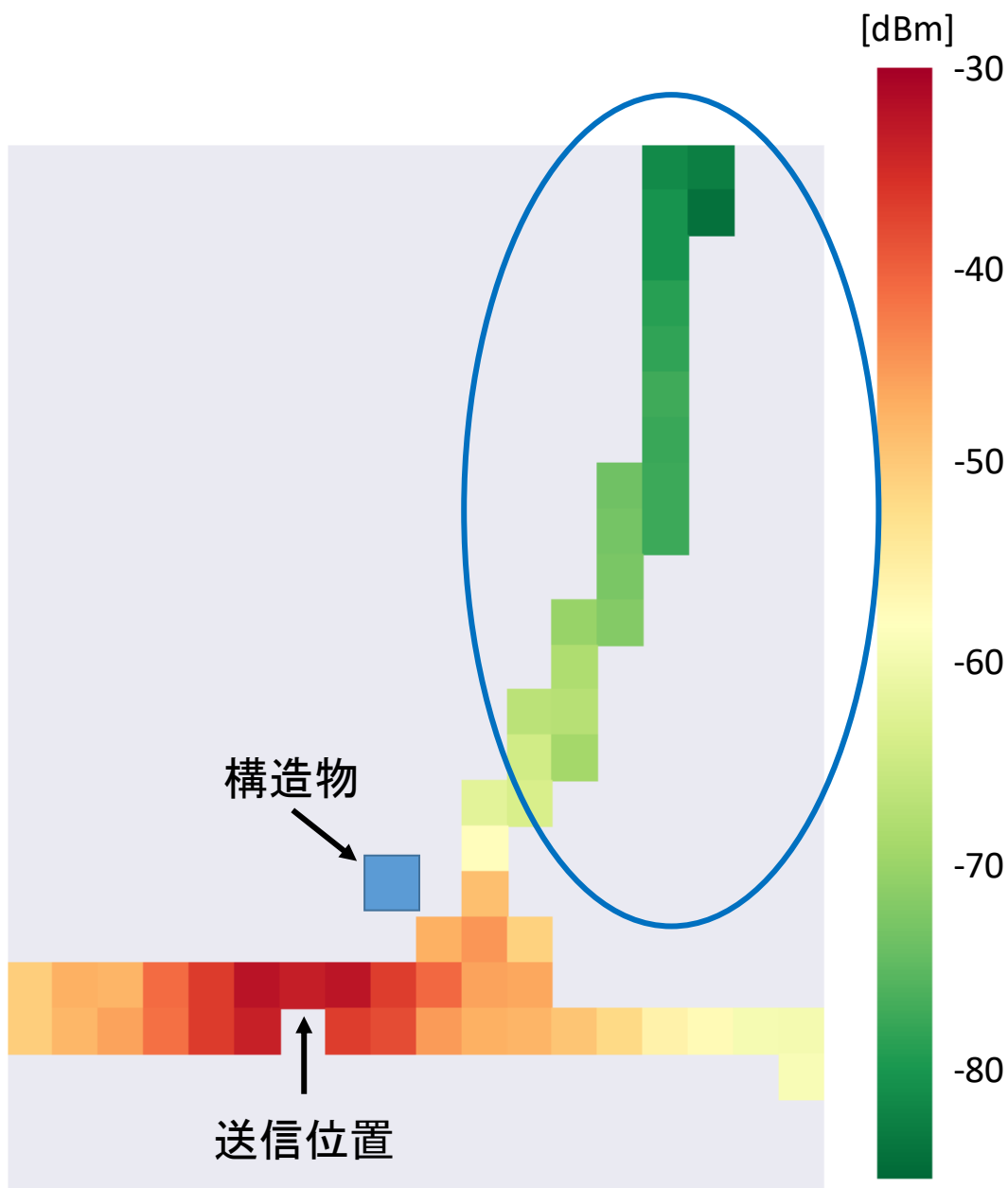


図 4.1.2-22 地点①を送信位置とした際の電界強度

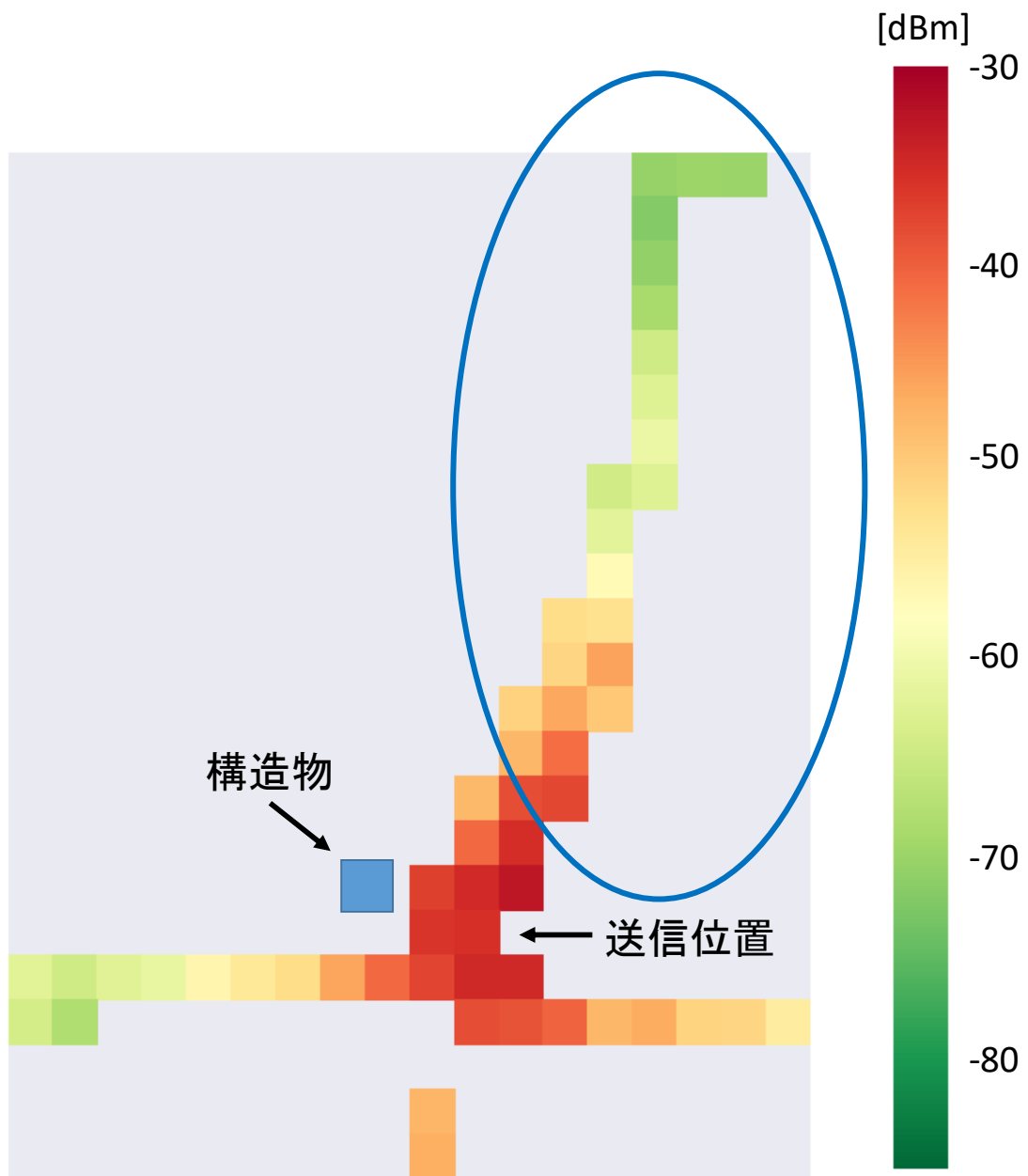


図 4.1.2-23 地点②を送信位置とした際の電界強度





図 4.1.2-24 構造物

次に、本実験で得られた観測データを統計処理し、本実験エリアにおける統計的な電波伝搬特性を示す。まず、3日間の全車両3台分の観測データを10mメッシュで統計処理する。得られた統計データより、緯度経度からヒュベニの公式を用いてリンク間距離を算出し、得られたリンク間距離と統計データの平均受信電力値を用いて散布図を作成する。得られた散布図を図4.1.2-25に示す。図4.1.2-25より、リンク間距離が0~20[m]の間で-7.0dBm程度の非常に高い平均受信電力値を観測している。これは、実験初日のみ1台の観測車両に車載機を2台搭載したことで、常時非常に近い距離で通信が行われたためである。また、受信電力値の最小値が-100[dBm]弱付近で途切れているのは、雑音と車載機の復調能力の問題であると考えられる。

本データを用いて、本通信環境における距離減衰特性および受信信号の確率的変動特性を示す。リンク間距離の対数を横軸として散布図を求め、線形近似曲線を用いて回帰直線を導出する。導出した式より、距離減衰係数を推定する。このとき、同一車両間での通信による高い受信電力値を除去するため、最小リンク間距離を20mに設定した。また、雑音による報告結果の偏りを除去するため最大リンク間距離を100mに制限した。リンク間距離を制限し、対数スケールとした場合の平均受信電力値の散布図とそれを基に算出した回帰直線を図4.1.2-26に示す。本評価より導出された回帰直線を以下に示す。

$$y = -29.391x + 3.4457 \quad (4.1.2-1)$$

ここで、 $x = \log_{10}(d)$ 、 $d$ はリンク間距離[m]、 $y$ は平均受信電力[dBm]である。式(4.1.2-1)を用いて距離減衰特性を求める。 $n$ 乗則の距離減衰は以下の式で表される。

$$10n \log_{10}(d) \quad (4.1.2-2)$$

$29.391 \log_{10}(d) = 10n \log_{10}(d)$ であることから距離減衰係数は $n \cong 3$ と求めることができる。

図 4.1.2-27 に平均受信電力値の散布図と、回帰直線を用いて算出した距離減衰特性を示す。なお、横軸は線形のスケールである。図より、リンク間距離が大きくなるにつれて、平均受信電力値がほぼ線形に減少していることがわかる。

次に、シャドウイング成分の確率的特性について述べる。シャドウイング成分は、実測値の平均受信電力から式(4.1.2-1)で求めた推定距離減衰成分を対数軸上で差し引いた値である。それらの値から対数平均 $\mu$ と標準偏差 $\sigma$ を求め、確率密度関数 PDF を描画する。本観測データを用いた際の上記パラメータは、それぞれ $\mu = -0.000145[\text{dB}]$ 、 $\sigma = 3.8253736[\text{dB}]$ と求まった。また、その確率密度関数は図 4.1.2-28 に示すような対数正規分布状の分布となることが確認された。屋外環境では、シャドウイングの標準偏差は 3~12[dB]程度であることが実験的に知られている。このような経験則および本実験環境が比較的障害物の少ないエリアであることを考慮すると、本実験で算出したシャドウイング特性は概ね良好な値であると考えられる。

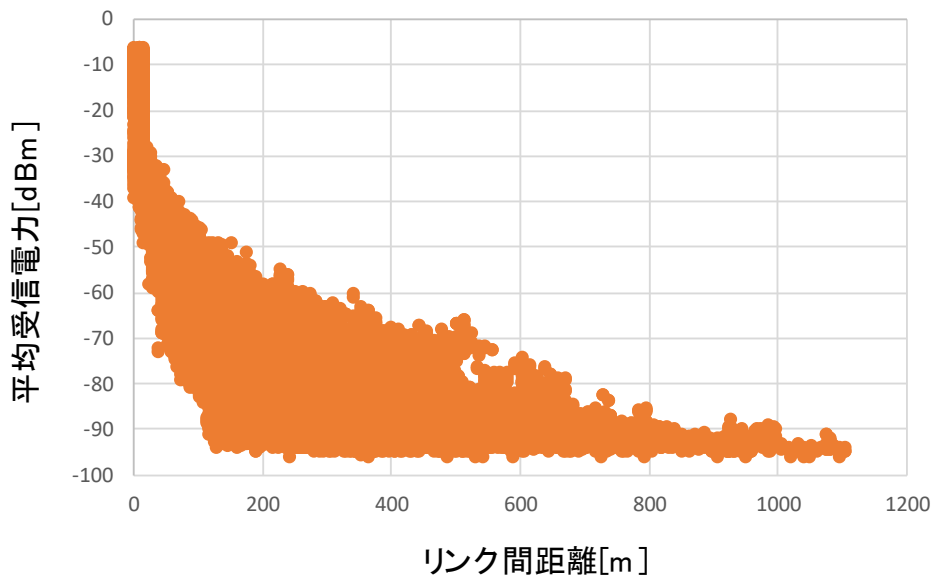


図 4.1.2-25 リンク間距離と平均受信電力値の関係

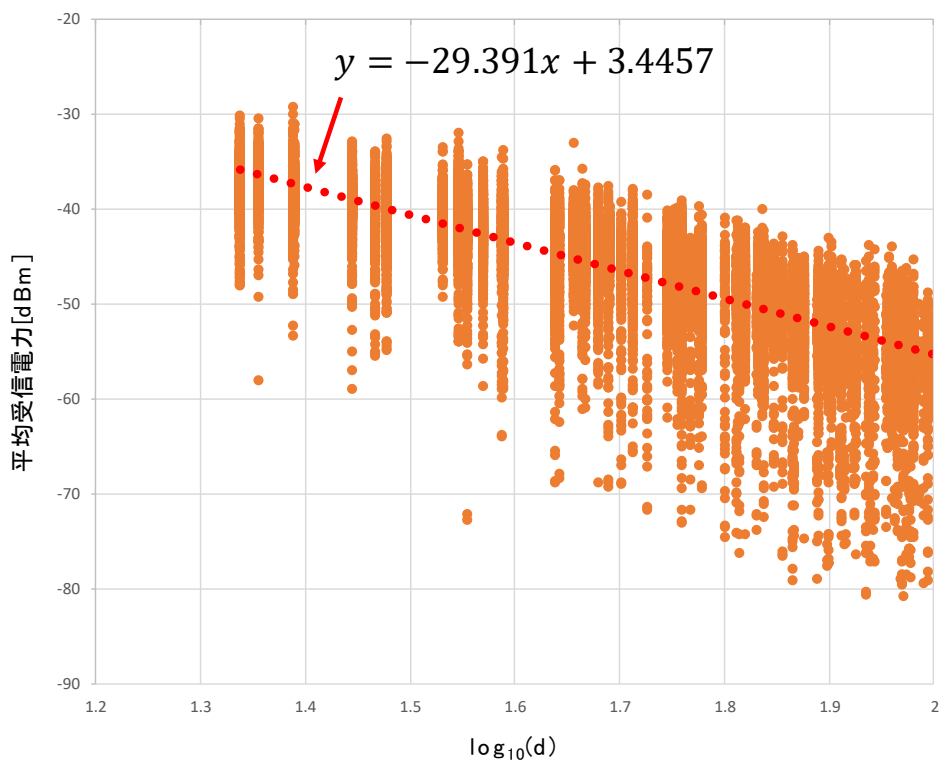


図 4.1.2-26 平均受信電力値と回帰直線

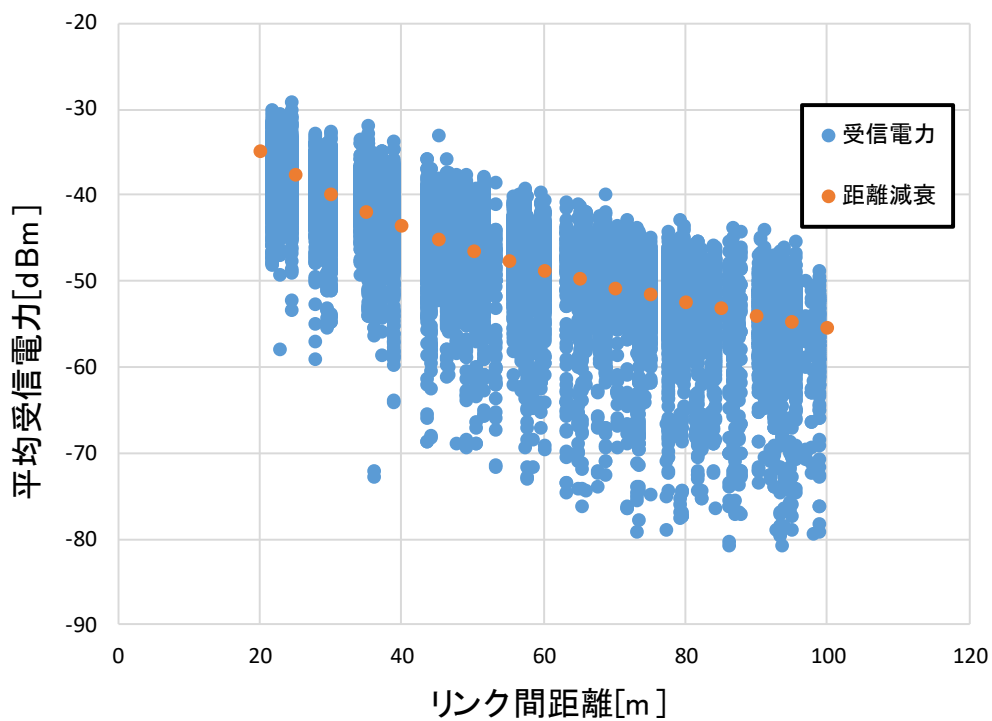


図 4.1.2-27 平均受信電力値と距離減衰特性

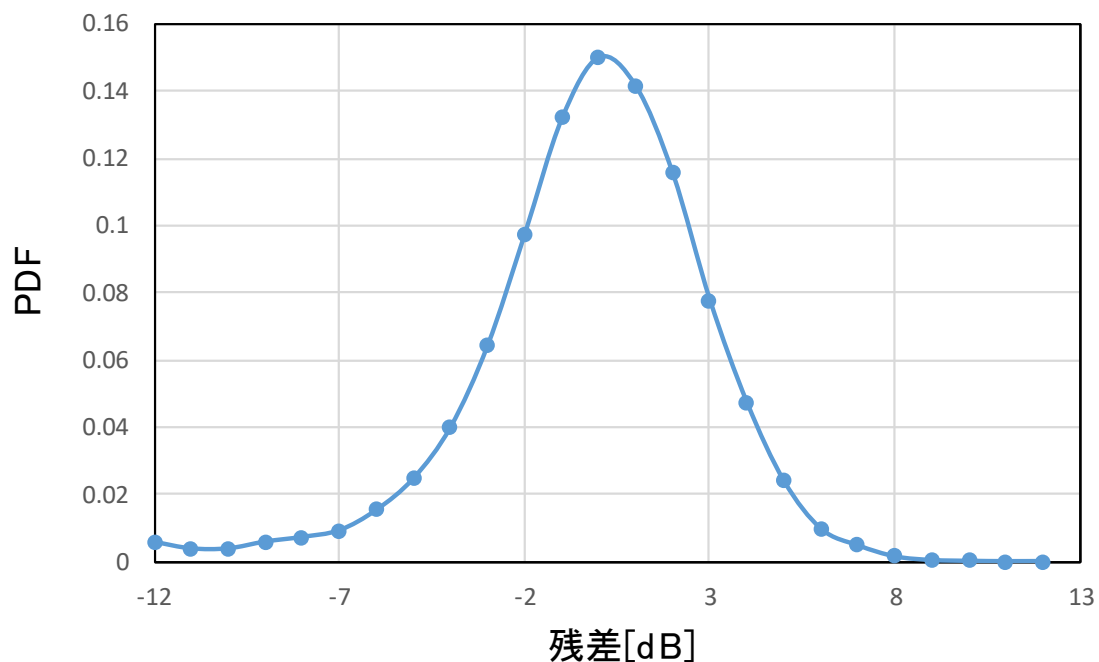


図 4.1.2-28 シャドウイング成分の確率密度関数

また、構築したデータベースの精度評価を行なった。具体的には、3日間の実験について、1日目と2日目の観測データを用いてデータベースを構築し、3日目に実観測した電界強度を真の瞬時受信電力値として、データベースに格納された推定値との差分から **RMSE(Root Mean Squared Error: 平均二乗誤差)**を算出した。また、比較として、1日目、2日目の観測データより取得した回帰直線を本環境における距離減衰モデルとし、本モデルを用いて受信電力値を推定した際の精度を評価した。評価結果を図 4.1.2-29 に示す。距離減衰特性より電界強度を推定した場合の **RMSE** は **9.084[dB]**である。一方、実測値をメッシュごとに平均化した場合の **RMSE** は、10m メッシュで **4.489[dB]**、5m メッシュで **4.210[dB]**、2m メッシュで **4.241[dB]**である。距離減衰モデル単体での電波環境予測では、通信位置におけるシャドウイングおよびマルチパスフェージングの両方を予測できない。一方、提案手法を用いることで距離減衰特性に加え、シャドウイング特性も併せて推定でき、予測精度の改善が実現できる。本結果より、提案するデータベースを用いた統計処理を行なうことで、精度よく電波環境特性を予測できることがわかる。

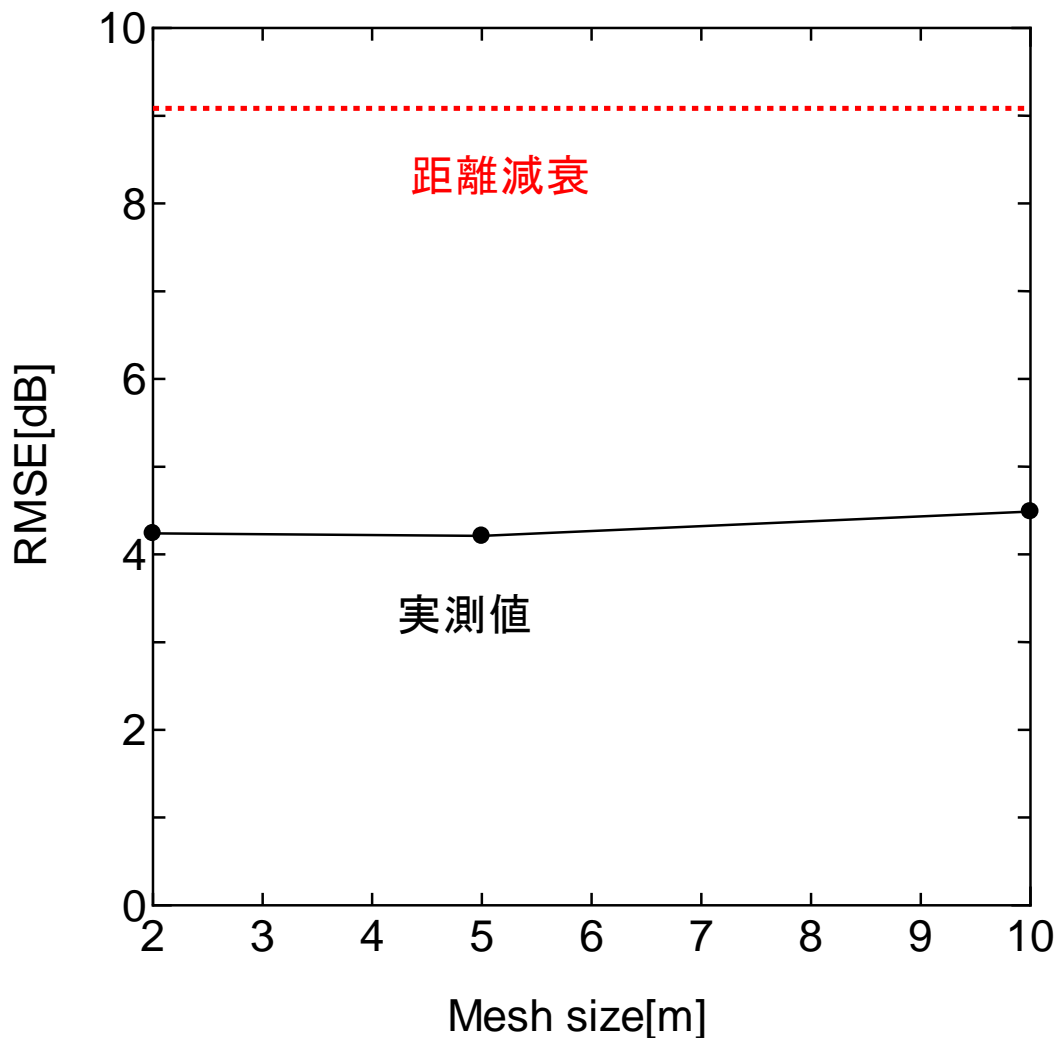


図 4.1.2-29 メッシュサイズと RMSE

#### 4.1.2.3. まとめ

本節では「無線環境情報の観測実験による通信信頼度データベースの構築」として、通信信頼度データベースの構築と、そのデータベースを用いた無線環境情報の観測実験を行った。本データベースはメッシュ構成で、送受信共に移動した場合でも、通信信頼度をメッシュ化した送受信位置に応じて記録することが可能となる。また、本データベースに蓄積された情報は、車両に提供することで、無線環境をあらかじめ把握しての通信の実現が可能となる。本データベースの有用性を確認するため、路車間通信環境および車車間通信環境における実証実験を行いその有用性の確認を実施した。その結果、送信車両位置が変化することで、電界強度マップも大きく異なることが確認され、特に、構造物による受信電力値の低下が顕著に表れ、実際に通信を行う際は構築した電界強度マップを参照することで、構造物依存の電波伝搬特性が把握可能となり、通信パラメータの変更、中継経路選択に活用できることが確認できた。

## 4.2. 課題 d-1-(2) 複数路側機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. 市街地複数交差点での棲分け型中継アシストシステムの検討

#### 4.2.1.1. 背景

ITS 向けの無線通信技術は、安全運転支援のみならず、今後の自動走行における車車間の情報共有の手段として重要な役割を果たすことが大きく期待されている。ITS 技術には、車両がその位置や速度などの情報を相互に交換する車車間通信と、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、さらには歩車間通信の研究開発が進められている。車車間通信を用いて安全運転支援およびより高度な自動走行システムを実現するためには、これらの通信に高い品質が要求される。

車車間通信には ARIB STD-T109、IEEE 802.11p などの規格が使用される。これらは CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) による自律分散アクセス制御を用いてブロードキャスト通信を行う。しかしながら道路環境での無線通信では、多重波伝搬によるフェージング、建物や大型車両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品質が低下する。特に交差点など見通しが悪い環境においてその影響が顕著である。

そこで、車車間通信の品質改善を目的として、路側中継器 (Relay Station; RS) 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[4.2.1.1]。路側機(Roadside Unit) は高いアンテナ高を有し、ほとんどの車両に対して見通し内(Line-Of-Sight; LOS) 伝搬となるため、中継アシスト方式はシャドウイングやフェージングの問題の軽減に有効であることが示されている。一方、中継アシスト車車間通信の性能は隠れ端末問題に大きく左右されるが、これに対して、中継器受信時にセクタアンテナを用いたセクタ化受信中継アシスト法が提案されている[4.2.1.2]。本方法では、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指向性のセクタアンテナユニットで分離して受信することによって、中継器でのパケット衝突の影響が軽減され、高い中継アシスト効果が得られる。

しかしながら、これまでのセクタ化受信中継アシスト法による効果の検討は単一交差点環境における評価であった。実際の市街地環境は複数の交差点からなり、交差点ごとに中継器を設置することが想定される。その場合、複数の中継器がいかに協調して高い中継効果を得、かつ中継トラヒックの無駄な増加を抑えられるかが課題となる。本研究では、各中継器が受持つ中継半径を制御する棲分け型協調中継アシストを提案し、本年度は 9 交差点の 2 次元市街地モデルによる車両台数 1176 台の大規模ネットワークシミュレーションによって提案法を評価する。

#### 4.2.1.2. 中継アシスト車車間通信方式

##### 4.2.1.2.1. 中継アシスト車車間通信システムモデル

中継アシスト車車間通信システムのモデルを図 4.2.1-1 に示す。受信車載局 (Receiving Vehicle Station; R-VS) は送信車載局(Transmitting Vehicle Station; T-VS)からのパケッ

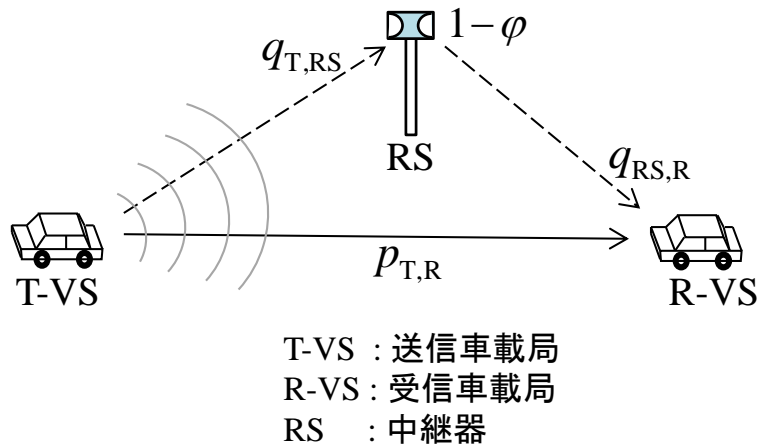


図 4.2.1-1 中継アシスト車車間通信システム

トを直接車車間通信経路と中継経路の 2 つの独立した経路で受信するため、経路ダイバーシチ効果が得られ、パケット伝送成功率(Packet Delivery Rate; PDR)が向上する。中継アシスト車車間通信の PDR は次式で表される。

$$PDR_{RA} = p_{T,R} + (1 - p_{T,R}) \cdot q_{T,RS} \cdot (1 - \phi) \cdot q_{RS,R} \quad (4.2.1-1)$$

ここで、 $p_{T,R}$  は直接車車間経路のみによる PDR であり、 $q_{T,RS}$  と  $q_{RS,R}$  はそれぞれ、送信車載局から中継器へのパケット伝送成功率、中継器から受信車載局へのパケット伝送成功率である。 $\phi$  は中継器でのパケット輻輳によるパケット破棄率を示す。中継器はそのカバー範囲内にある車載局に対して見通しが良いため、中継器・車載局間の伝搬損失は小さい。このため、 $q_{T,RS}$  と  $q_{RS,R}$  は  $p_{T,R}$  に比べて高い値を保つ。

送信車載局と受信車載局が互いに見通し外(Non-Line-Of-Sight; NLOS)の場合、直接車車間経路の伝送成功率  $p_{T,R}$  は著しく低下する。式(4.2.1-1)の右辺第 2 項は中継アシスト車車間通信でのパスダイバーシチによる効果を表し、伝送成功率を向上させる。しかし、送信車載局に対して隠れ端末となる干渉局が同時に送信すると、中継器受信時にパケット衝突が起こり、 $q_{T,RS}$  が低下する。

以下では複数の交差点からなる市街地環境において、各交差点に中継器 1 台を設置する場合を想定する。このとき隣接する中継器間は LOS 環境であるため伝搬損失が低く、キャリアセンス成功確率が高いため、中継器間の相互干渉は無視できる。一方、送信車載局とそれに最も近い中継局は LOS 環境となるが、隣接する中継器と送信車載局は互いに NLOS となる場合がある。この場合、送信車載局に対して隠れ端末となる隣接中継器から干渉を受けて  $q_{T,RS}$  が低下し、複数交差点環境における中継アシスト効果が低下する可能性がある。

#### 4.2.1.2.2. セクタ化受信ペイロード合成中継アシスト方式

中継器での受信成功率 $q_{T,RS}$ を改善するため、中継器受信時にセクタアンテナを用いたセクタ化受信中継法が提案され、単一交差点における改善効果が示されている[4.2.1.2]。図 4.2.1-2 に示される 4 つ角の交差点環境を想定し、送信車載局 T-VS と干渉車載局 I-VS(Interfering Vehicle Station; IVS) が NLOS の場合を考える。T-VS と I-VS 間は建物で見通しがきかないため、I-VS と T-VS の送信開始時間がオーバーラップすると I-VS は隠れ端末になる。この場合、中継器に無指向性受信アンテナを用いると、衝突によってパケット誤りが発生する(同図(a))。その結果、 $q_{T,RS}$  が低くなり、中継効果が低下する。一方、同図(b) に示される 4 セクタ受信アンテナを用いると、T-VS と I-VS からの信号を異なる指向性のセクタアンテナユニットで分離して受信することができ、パケット衝突の影響が軽減できる。このため、 $q_{T,RS}$  が改善され、中継効果が向上する。

さらに文献[4.2.1.3] では、セクタ化受信中継にペイロード合成中継を併用することを提案している。本提案法ではセクタ化受信の効果に加えて、ペイロード合成中継によってパケット輻輳問題が軽減される(i.e.,  $\varphi \approx 0$ ) ため、車両密度が高い場合の中継効果が大幅に向上することが示されている。

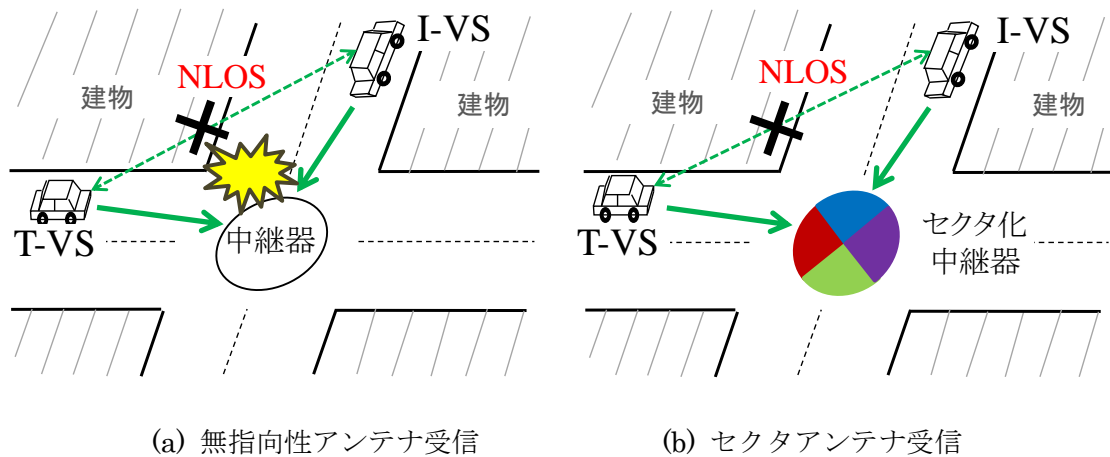


図 4.2.1-2 中継局受信時のパケット衝突

#### 4.2.1.3. 市街地環境でのセクタ化受信ペイロード合成中継アシストにおける複数中継器の影響

##### 4.2.1.3.1. 他の中継器による干渉下での RS 受信成功率

図 4.2.1-2 に示した隠れ端末車載局が引き起こす中継局受信時のパケット衝突についてはすでに検討が行われているので、以下では他の中継器が送信端末に対して隠れ端末となった場合の影響を解析する。市街地環境における解析モデルを図 4.2.1-3 に示す。道路 H2 上の RS5 と RS6 の間に存在する 1 台の送信車載局 T-VS を考える。T-VS は CSMA/CA によって車車間通信パケットを送信する。H2 と交差する道路 V2 上にある受信車載局 R-VS1 は T-VS と NLOS 関係にあり、直接車車間通信経路では受信できないが、RS5 を介した中継



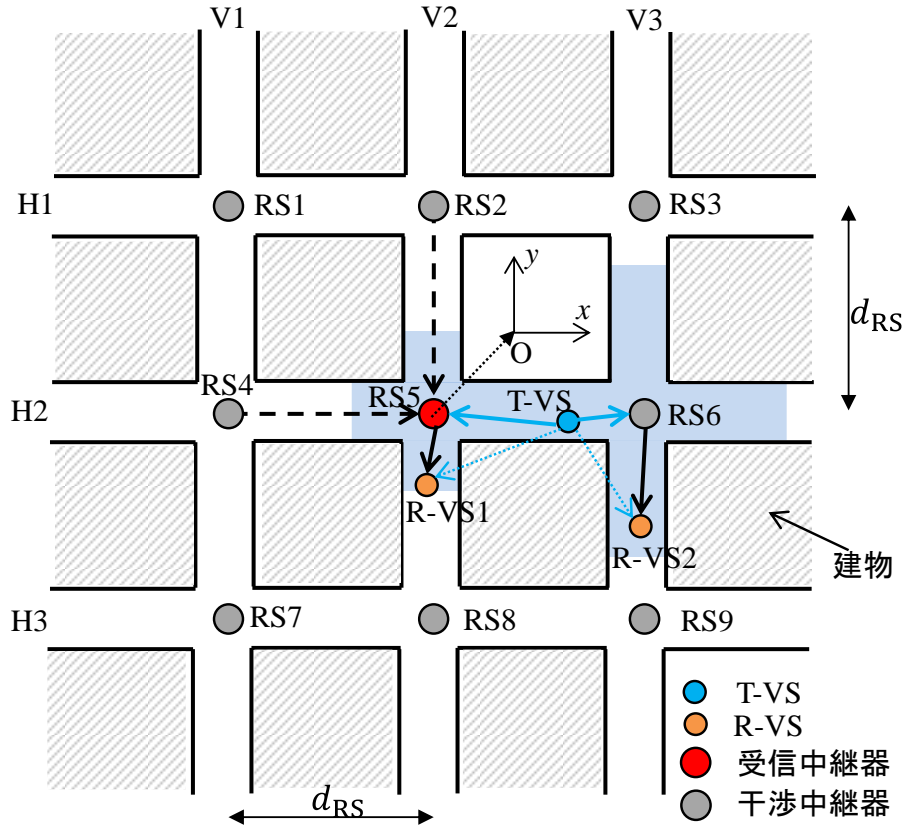


図 4.2.1-3 解析モデル

経路で受信することができる。しかし T-VS からのパケットは RS5 で受信される時に他の車載器や中継器からのパケットと衝突し、誤る可能性がある。今 RS5 で隠れ端末問題が発生していると仮定する。このとき隠れ端末の数を  $K$  とし、RS5 での T-VS からの受信電力を  $C_{T,RS}$ 、第  $i$  番目の隠れ端末  $HT_i$  からの瞬時受信電力をそれぞれ  $C_{HT_i,R}$  ( $1 \leq i \leq K$ ) とする。RS5 での受信成功率は次式で表される[4.2.1.4]。

$$p_{T,RS}^{(K)} = P \left( \frac{C_{T,RS}}{\sum_{i=1}^K C_{HT_i,RS} + N} \geq \Gamma_{CINR} \right) \quad (4.2.1-2)$$

ここで、 $N$  は熱雑音電力であり、受信期間中で平均化する。 $\Gamma_{CINR}$  は所要 CINR である。レイリーフェージング環境を想定して、瞬時受信電力の確率密度関数は次式で与えられる。

$$f(x) = \frac{1}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{x}{\sigma^2}\right) \quad (4.2.1-3)$$

ここで、 $\sigma^2$  は瞬時受信電力  $x$  の平均である。RS5 での受信成功率は  $(K + 1)$  変数による確率密度関数の多重積分から得られる。

$$\begin{aligned}
p_{T,RS}^{(K)} &= \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \left( \int_{\left(\sum_{i=1}^K C_{HT_i,RS} + N\right) \Gamma_{CINR}}^\infty \left( f(C_{T,RS}) \prod_{i=1}^K f(C_{HT_i,RS}) \right) dC_{T,RS} \right) \times dC_{HT_K,RS} \dots dC_{HT_2,RS} dC_{HT_1,RS} \\
&= \exp\left(-\frac{N\Gamma_{CINR}}{\sigma_{T,RS}^2}\right) \prod_{i=1}^K \left( \frac{1}{1 + \Gamma_{CINR} \frac{\sigma_{HT_i,RS}^2}{\sigma_{T,RS}^2}} \right)
\end{aligned} \tag{4.2.1-4}$$

ここで、 $\sigma_{T,RS}^2$  と  $\sigma_{HT_i,RS}^2$  はそれぞれ T-VS と  $HT_i (1 \leq i \leq K)$  から RS5 への平均受信電力を表す。

RS5 の受信時に無指向性受信アンテナを用いた場合、 $\sigma_{T,RS}^2$  と  $\sigma_{HT_i,RS}^2$  は次式で与えられる。

$$\sigma_{T,RS}^2 = \frac{P_t G_t G_r^0}{L_{V,RS}(d_{T,RS})} \tag{4.2.1-5a}$$

$$\sigma_{HT_i,RS}^2 = \frac{P_t G_t G_r^0}{L_{HT_i,RS}(d_{HT_i,RS})} \tag{4.2.1-5b}$$

ここで、 $G_t$  と  $G_r^0$  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。 $L_{V,RS}(d)$  と  $L_{HT_i,RS}(d)$  はそれぞれ T-VS と  $HT_i$  から中継器 RS5 までの伝搬損失であり、パスロスモデルと、距離  $d$  によって決定される。式(4.2.1-5a)と(4.2.1-5b) を式(4.2.1-4)に代入すると

$$p_{T,RS}^{(K)} = \exp\left(-\frac{N\Gamma_{CINR}}{\sigma_{T,RS}^2}\right) \cdot \prod_{i=1}^K \left( \frac{1}{1 + \Gamma_{CINR} \frac{L_{V,RS}(d_{T,RS})}{L_{HT_i,RS}(d_{HT_i,RS})}} \right) \tag{4.2.1-6}$$

次に RS5 の受信時にセクタ化受信アンテナを用いた場合を考える。セクタ化受信アンテナのピーク利得を  $G_r^s$  とする。T-VS が存在する道路に向けられたセクタで T-VS からの平均受信電力  $\sigma_{T,RS}^2$  は式(4.2.1-5a)の  $G_r^0$  を  $G_r^s$  で置換することで求められる。一方、 $HT_i$ からの平均受信電力  $\sigma_{HT_i,RS}^2$  は  $HT_i$ が T-VS に対して RS5 の反対側にあった場合、次式で計算できる。

$$\sigma_{HT_i,RS}^2 = \frac{P_t G_t \frac{G_r^s}{F_B}}{L_{HT_i,RS}(d_{HT_i,RS})} \tag{4.2.1-7}$$

ここで、 $F_B$  はセクタアンテナのフロントバック比である。すなわち、 $\sigma_{HT_i,RS}^2$  は  $F_B$  倍で軽減される。同様に、 $HT_i$ が T-VS に対して RS5 の右あるいは左側にあった場合、 $\sigma_{HT_i,RS}^2$  はセクタアンテナのフロントサイド比である  $F_S$  倍で軽減される。このため、RS5 での受信成功率は次式で求まる。

$$p_{T,RS}^{(K)} = \exp\left(-\frac{N\Gamma_{\text{CINR}}}{\sigma_{T,RS}^2}\right) \cdot \prod_{i=1}^{K_F} \left( \frac{1}{1 + \Gamma_{\text{CINR}} \frac{L_{V,RS}(d_{T,RS})}{L_{HT_i,RS}(d_{HT_i,RS})}} \right) \times \quad (4.2.1-8)$$

$$\prod_{i=1}^{K_S} \left( \frac{1}{1 + \frac{\Gamma_{\text{CINR}}}{F_S} \frac{L_{V,RS}(d_{T,RS})}{L_{HT_i,RS}(d_{HT_i,RS})}} \right) \prod_{i=1}^{K_B} \left( \frac{1}{1 + \frac{\Gamma_{\text{CINR}}}{F_B} \frac{L_{V,RS}(d_{T,RS})}{L_{HT_i,RS}(d_{HT_i,RS})}} \right)$$

ここで、 $K_F$ 、 $K_S$  および  $K_B$  は T-VS に向けられたセクタのそれぞれフロントローブ、サイドローブおよびバックローブに受信された隠れ端末の数を表し、次の関係式が成立する。

$$K_F + K_S + K_B = K \quad (4.2.1-9)$$

理論計算のための無線伝送諸元を表 4.2.1-1 に示す。中継器に用いた 4 セクタ化アンテナ

表 4.2.1-1 物理層と MAC 層のパラメータ

周波数帯 (帯域幅)	700 MHz (10 MHz)	
送信電力: $P_t$	18 dBm	
電波伝搬モデル	ITU-R P.1411-6 LOS + Rayleigh fading	
アクセスプロトコル	IEEE 802.11p (CSMA/CA)	
データレート/変調方式	V→V, V→RS	RS→V
	6Mbps/QPSK	12Mbps/16QAM
所要 CINR: $\Gamma_{\text{CINR}}$	10 dB	15 dB
キャリアセンス閾値: $P_{CS}$	-82 dBm	
雑音指数	11.8 dB	
コンテンションウィンドウサイズ	63	
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: $G_r^{\text{omni}}$	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	
フロントサイド比: $F_S$	20 dB	

ナのピーク利得は 6 dBi、フロントバック比とフロントサイド比はいずれも 20 dB とした。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。

他の中継器の干渉下における RS5 での受信成功率を図 4.2.1-4 に示す。ここで、隣接中継器間距離  $d_{RS}$  は 300m とした。RS5 に無指向性受信アンテナを用いた場合、T-VS が RS5 から 25m 以上離れると受信成功率が急激に低下する。この低下によって中継効果が少なくなる。一方、セクタ化受信アンテナを使用すると、干渉下での受信成功率が大幅に改善される。T-VS と RS5 間距離が 120m まで RS5 での受信成功率は 90%以上を保つ。しかし、T-VS が RS5 から 120m 以上遠くなると受信成功率が低下する。T-VS は RS5 から 300m 離れると受信成功率が干渉中継器 2 台の場合に 45 %、干渉中継器 3 台の場合に 10% に低下する。

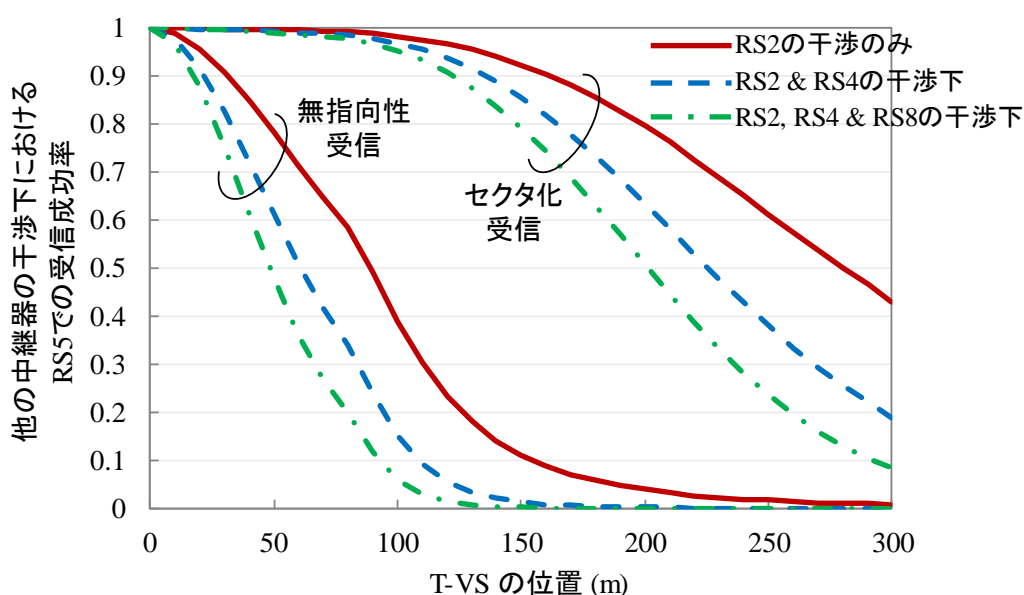


図 4.2.1-4 他の中継器の干渉下における RS5 での受信成功率 ( $d_{RS} = 300 \text{ m}$ )

#### 4.2.1.3.2. 複数の中継器によるダイバーシチ棲分け中継法

前節では RS5 での T-VS からの受信成功率が他の中継器の干渉で大きく低下することを示した。特に、送信車載局 T-VS が RS5 から 100m 以上離れるとその影響が顕著である。この場合、近隣の RS6 により T-VS のパケットが転送中継されることがある。同一パケットが複数の中継器で中継されることで、ダイバーシチ効果が得られ、中継効果が向上する可能性がある。

T-VS の通信エリアが図 4.2.1-3 で示した青色のエリアであるとする。このエリア内に存

在する 2 台の受信車載局 R-VS1 と R-VS2 を考える。R-VS1 と R-VS2 のいずれもが T-VS に対し NLOS 環境にあるため、シャドウイングによる伝搬損失が大きく、直接通信による伝送成功率は低い。この場合、R-VS1 は RS5 を介して T-VS からのパケットを受信できる。RS5 は T-VS と R-VS1 に対して LOS 環境にあるため、中継効果が高いからである。一方で、RS5 は R-VS2 に対して NLOS のため、R-VS2 に対しては RS5 による中継効果は低い。しかし、R-VS2 は RS6 で中継されたパケットを受信できる。このように、1 台の送信車載局の最寄りの複数の中継器で中継することによって、受信車載局の位置によらず中継効果が得られ、伝送成功率が向上する。

しかしながら、同一パケットを複数の中継器で中継することは無線リソースを多く使用するため、輻輳を引き起こす可能性がある。中継器によるダイバーシチ効果と無線通信リソースの節約による輻輳防止の 2 つの観点から、中継器が中継すべきエリアを制御する必要がある。車車間パケットに含まれる位置情報等を用いれば、中継器は中継エリア外の車載局からのパケットを無視することができる。

#### 4.2.1.4. 性能評価

##### 4.2.1.4.1. シミュレータと車両配置モデル

市街地環境でのセクタ化受信ペイロード合成中継法の効果を評価するため、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を行った。図 4.2.1-5 に示すように、9 交差点の 2 次元市街地道路モデルを考え、交差点間隔を 300m とした。長さ 1800m、幅 20m の各道路上に、車載局を 25m の等間隔で配置した。道路の車線数は 4 で車載局数は 1176 台である。

直接車車間通信とセクタ化受信ペイロード合成中継アシスト通信を、エリア平均パケット配信成功率を用いて比較評価した。ある T-VS に対するエリア平均パケット配信成功率は、その T-VS の通信エリア内にある R-VS へのパケット伝送成功率を平均化したものである。座標  $(x_T, y_T)$  にある T-VS の通信エリア  $E_{TVS}$  は車車間通信距離を  $d$  として、以下の式で定義される。

$$E_{TVS} = \{(x, y) \mid (|x_T - x| + |y_T - y|) \leq d\} \quad (4.2.1-10)$$

$E_{TVS}$  は図 4.2.1-5 の青いエリアであり、以下では  $d$  を 250m とし、座標の原点を RS5 にとる。また、前節と同様に、T-VS の位置は横道路 H2 にあるものとする。

交差点毎に 1 台の棲み分け型セクタ化受信ペイロード合成中継器を設置する。4 つ角の交差点環境を想定した中継器の構成図を図 4.2.1-6 に示す。各受信機では受信したパケットの位置情報を取得し、その受信アンテナの受持ち範囲以外からのパケットであると判断した場合、これを除去する。4 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されて無指向性アンテナによりブロードキャスト送信される[4.2.3]。

無線伝送諸元は表 4.2.1-1 と同じである。車車間通信のトラヒック条件を表 4.2.1-2 に示

す。各車載局は 100 ms のパケット生起周期でパケットを生成し、CSMA/CA によってブロードキャストする。

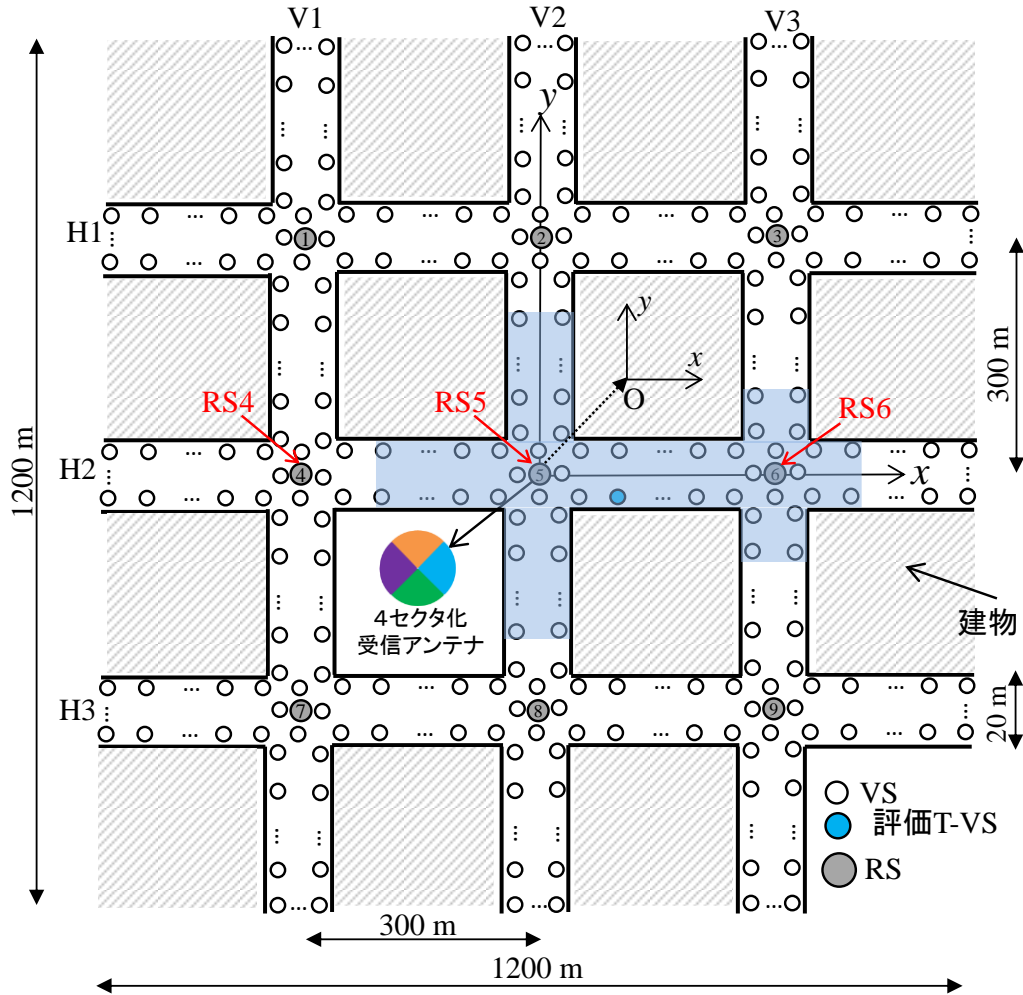


図 4.2.1-5 車両配置モデル

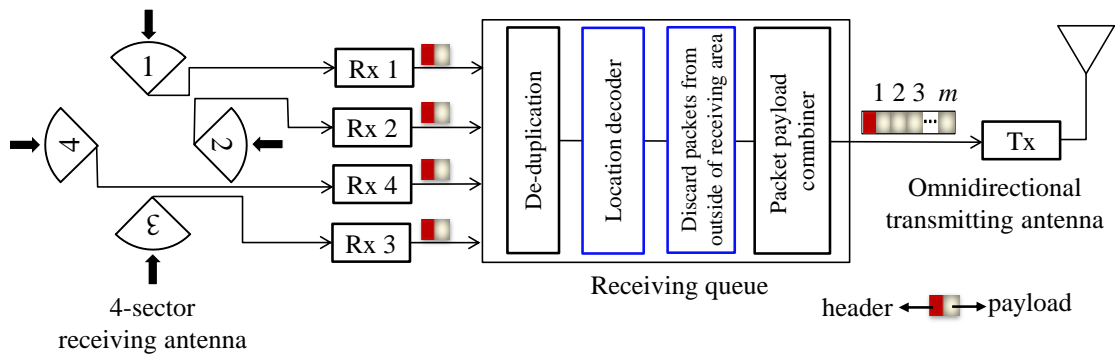


図 4.2.1-6 中継器の構成図

表 4.2.1-2 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
車載局のパケット生起周期	100 ms

#### 4.2.1.4.2. シミュレーション結果

##### A. セクタ化受信ペイロード合成中継法の効果

まず各 RS が受け持つ中継半径を 225m とし、隣接する 2 台の中継器の中継エリアは互いに 50%オーバーラップする場合を考える。単一交差点および 9 交差点からなる環境における、直接車車間通信とセクタ化受信ペイロード合成中継法のエリア平均パケット配信成功率を図 4.2.1-7 に示す。単一交差点環境では H2 と V2 以外の道路は図 4.2.1-5 から取除かれ、かつ中継器 RS5 のみが動作する。9 交差点市街地環境ではいずれの通信方式もエリア平均パケット配信成功率が単一交差点環境に比べて大きく劣化している。これは市街地環境では隠れ端末問題の影響が大きいと考えられる。

提案する中継アシストは 9 交差点市街地環境においても改善効果大きい。T-VS が中継器 RS5 に近い場合、中継無しの場合平均配信成功率が 82%程度であるが、中継を用いることで、89%まで改善される。T-VS が RS5 から離れると直接車車間通信の平均配信成功率が著しく低下する。特に T-VS が RS5 から 150m 離れた中継器間の中間点である場合、直接車車間通信の平均配信成功率が 52%程度まで低下する。これは T-VS に対して NLOS となる縦道路上にある R-VS への伝送成功率が非常に低いためである。一方、提案中継アシストでは平均配信成功率が大幅に向上する。特に中間点では 25%改善される。これは中継によって、シャドウイングの影響が軽減され、かつセクタ化受信によって隠れ端末問題を緩和できたためである。

##### B. 中継半径の効果

RS 中継半径を 150m, 225m および 300m とした場合における提案法のエリア平均配信成功率を図 4.2.1-8 に示す。隣接中継器の受信エリアが互いにオーバーラップしない中継半径 150m の場合、中間点でのエリア平均配信成功率が大きく低下する。これは中間点において中継器ダイバーシチ効果が得られないためである。中継半径が 225m の場合、中間点で中継器ダイバーシチ効果が得られ、中継半径 150m の場合に比べ、平均配信成功率が 8%程度改善される。

中継半径をさらに大きな 300m に設定した場合、全ての車両のパケットが中継器 2 台で中継される。そのため、各中継器において中継すべきパケットが増加し、パケット輻輳が発生する。結果として、中継器の送信待ちバッファでタイムアウトとなったパケットが多く破棄されて、中継効果が低下する。以上から、中継器間の中間地点では中継器受持ち受信エリアが互いにオーバーラップすることが望ましいことがわかる。

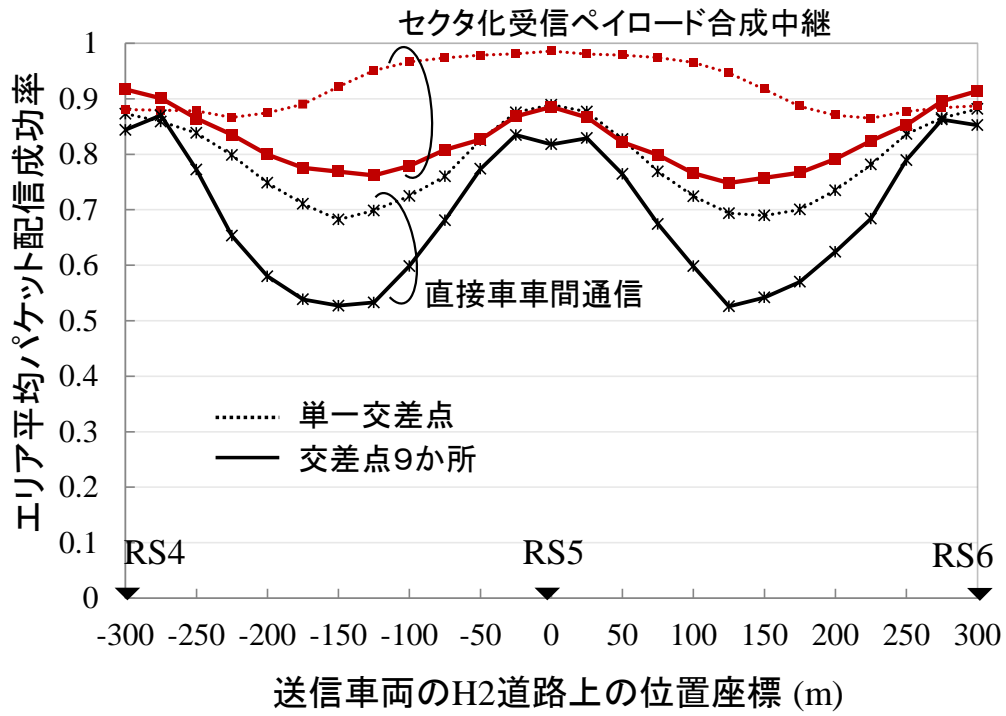


図 4.2.1-7 単一交差点および9 交差点からなる環境でのセクタ化受信ペイロード合成中継法の効果

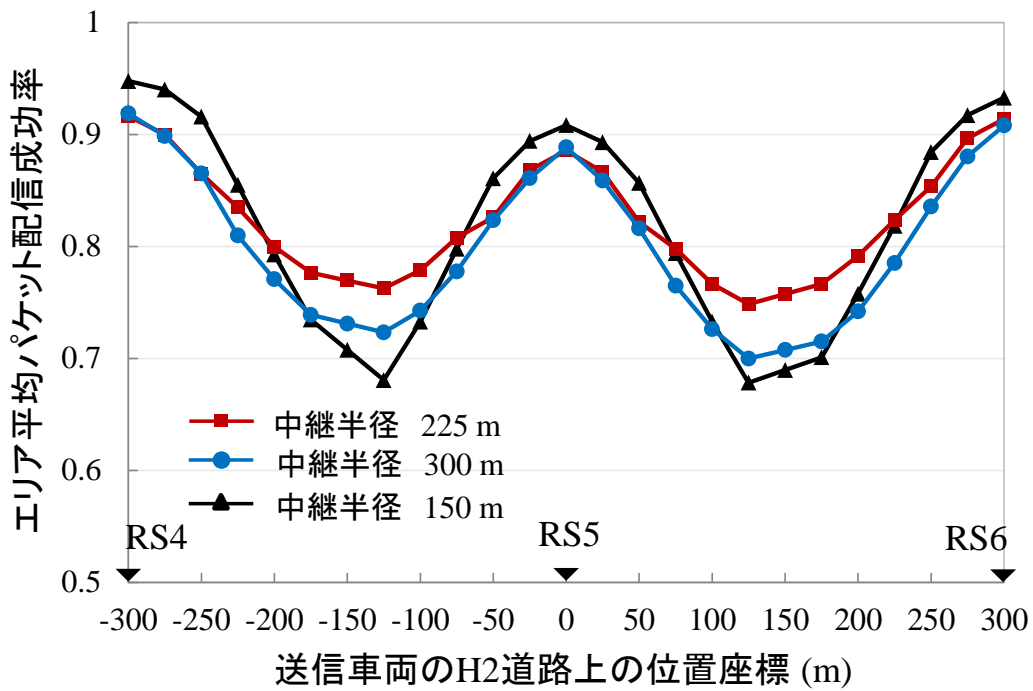


図 4.2.1-8 中継半径によるセクタ化受信ペイロード合成中継法の効果



#### 4.2.1.5. まとめ

本節では 9 交差点からなる市街地環境において、中継器受信時に送信局の位置情報を用いて受信範囲を限定したセクタ化受信を用い、中継器送信時にパケットペイロード合成を用いた棲分け型セクタ化受信ペイロード合成中継法の効果を検討した。各交差点に中継器 1 台が設置される環境を想定した大規模ネットワークシミュレーションによって、本中継法を評価した。結果として中継器が受持つエリア半径をある程度オーバーラップさせつつ、中継器間で互いに棲分けて中継することで、中継効果が向上し、車車間通信のパケット配信成功率が大きく改善されることを示した。

#### 参考文献

- [4.2.1.1] 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.
- [4.2.1.2] H. Cheng and Y. Yamao, “Reliable Inter-Vehicle Broadcast Communication with Sectorized Roadside Relay Station,” *Proc. IEEE VTC2013-Spring, Dresden, Germany*, Jun. 2013.
- [4.2.1.3] レ ティエン チエン、山尾泰, “複数路側中継器による棲分け型協調中継アシスト車車間通信システム,” *信学技報 RCS2016-119* (名古屋市)、2016-7.
- [4.2.1.4] Z. Hadzi-Velkov and B. Spasenovski, “On the Capacity of IEEE 802.11 DCF with Capture in Multipath-faded Channels,” *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 9, no. 3, pp. 191-199, 2002.

## 4.2.2. 市街地環境でのセクタアンテナによる分離度の測定（直線状道路）

### 4.2.2.1. 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4.2.1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。[4.2.2.1] 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 [4.2.2.2]。

そこで、本研究では市街地環境で試作セクタアンテナを用いてセクタ間分離度を実測する。測定結果に基づき、セクタアンテナ設計に反映する。

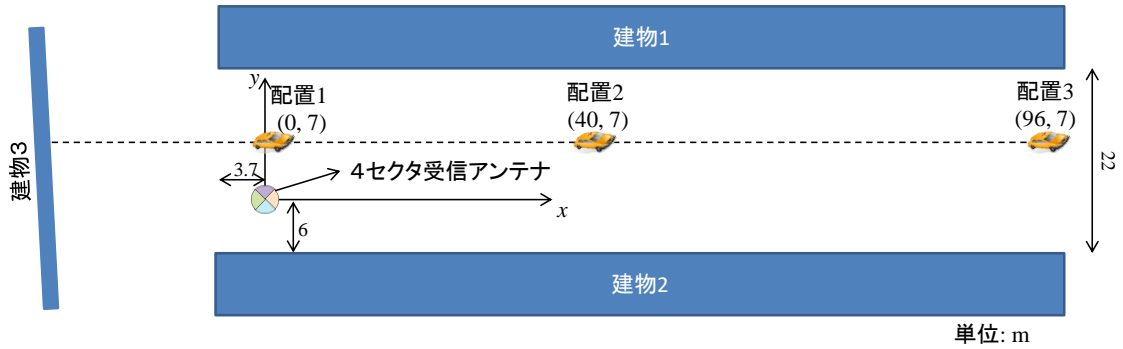
### 4.2.2.2. 実験内容

#### 4.2.2.2.1. 配置

本実験は2016年6月10日（金）の1日間、電気通信大学西キャンパス内で行った。実験配置を図4.2.2-1に示す。建物に囲まれて電波がよく反射・回折する環境（図(a)）において、地上からの高さが約5.16mの4セクタアンテナを1台用意し、座標の原点（図(b)）に設置した。セクタアンテナは送信機からの信号を受信する。本実験では送信機として1台の車載器を実験車両に設置した。車載器は（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。車載器の送信アンテナは実験車両の屋根に設置され、地上からの高さは約1.5mである（図4.2.2-2）。実験車両の位置（x座標、y座標）は(0m, 7m)と(40m, 7m)及び(96m, 7m)の3ヶ所で測定した（以降、それぞれ配置1と配置2及び配置3とする）。



(a) 測定における車載機の配置



(b) 車載器および中継機の位置

図 4.2.2-1 実験の配置



図 4.2.2-2 実験車両 (車載器の送信アンテナを装着)

#### 4.2.2.2.2. 実験構成と測定方法

実験の構成図を図 4.2.2-3 に示す。車載器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、それぞれのユニットに接続された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。

フロント-バックセクタ間分離度は、車載器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（以降でフロントセクタをいう）と反対側に向けられたセクタアンテナユニット（バックセクタ）の受信電力（単位；dBm）の差を求めて、平均化することで得られる。同様に、フロント-バックセクタ間分離度は、フロントセクタと側方のセクタアンテナユニット（サイドセクタ）の受信電力の差を平均化して求まる。

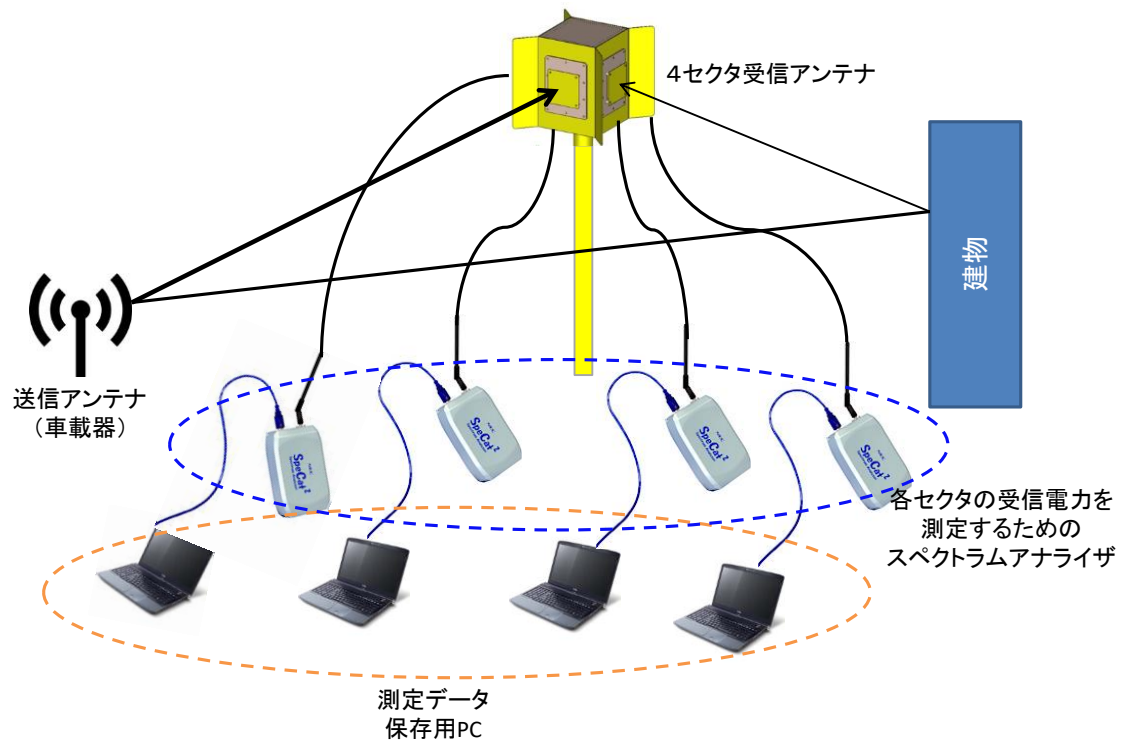


図 4.2.2-3 実験構成図

#### 4.2.2.2.3. 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 帯車載器：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 準拠の車載器である。100 バイト程度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。車載器の送信周波数は 760MHz であり、送信電力は 19dBm である。QPSK 変調/6Mbps を用いることで、1 パケットを送信するのにおよそ 0.3ms かかる。

本実験では受信信号のピーク電力のみ測定するため、データ情報は必要としない。図 4.2.2-4 は車載器の写真である。



図 4.2.2-4 車載器

■ スペクトラムアナライザ SpeCat 2 : 4 台

NEC 社製の SpeCat 2 は、パソコンに接続 (USB 端子) するだけで、100kHz~3.0GHz 帯の広帯域スペクトラムの測定・解析環境が構築できる小型軽量 (約 300g) のスペクトラムアナライザであり、占有帯域幅が約 9 MHz の ARIB STD-T109 準拠パケット信号の受信電力測定が可能である。表 4.2.2-1 に SpeCat 2 (バージョン X0161B) の主な仕様を示す。また、図 4.2.2-5 はスペクトラムアナライザ SpeCat 2 の写真である。パケット受信電力の測定にはゼロスパン掃引で中心周波数を 760MHz とし、解析帯域幅を 10MHz とした。

表 4.2.2-1 SpeCat 2 の主な仕様 (X0161B)

項目	値	
周波数レンジ	100kHz~3.0GHz	
分解能帯域幅 (RBW)	1、4、8、20、40、100、250kHz	
ダイナミックレンジ	80dB 以上	
RF アッテネータ	0~40dB 2 dB ステップ	
測定項目	通常解析機能、ゼロスパン測定、リアルタイムスペクトラム測定、無線 LAN、ZigBee 信号解析機能、など	
表示平均ノイズレベル	-125dBm/11kHz 程度	
ゼロスパン	取得時間	サンプリング時間
	1ms~5s	100 $\mu$ s



図 4.2.2-5 スペクトラムアナライザ SpeCat2 の写真

■ 4セクタアンテナ：1台

本実験で使用した4セクタアンテナの写真を図 4.2.2-6 に示す。外形寸法は 347mm×347mm×320mm で、質量は 5kg 程度である。高さは 5m まで調整可能である。

セクタアンテナユニットの水平方向および垂直方向の放射特性をそれぞれ図 4.2.2-7 と図 4.2.2-8 に示す。フロントバック比 ( $180^\circ$ ) とフロントサイド比 ( $\pm 90^\circ$ ) はそれぞれ 20dB 以上であった。また、半値角は水平の場合が  $65^\circ$ 、垂直の場合が  $63.6^\circ$  である。

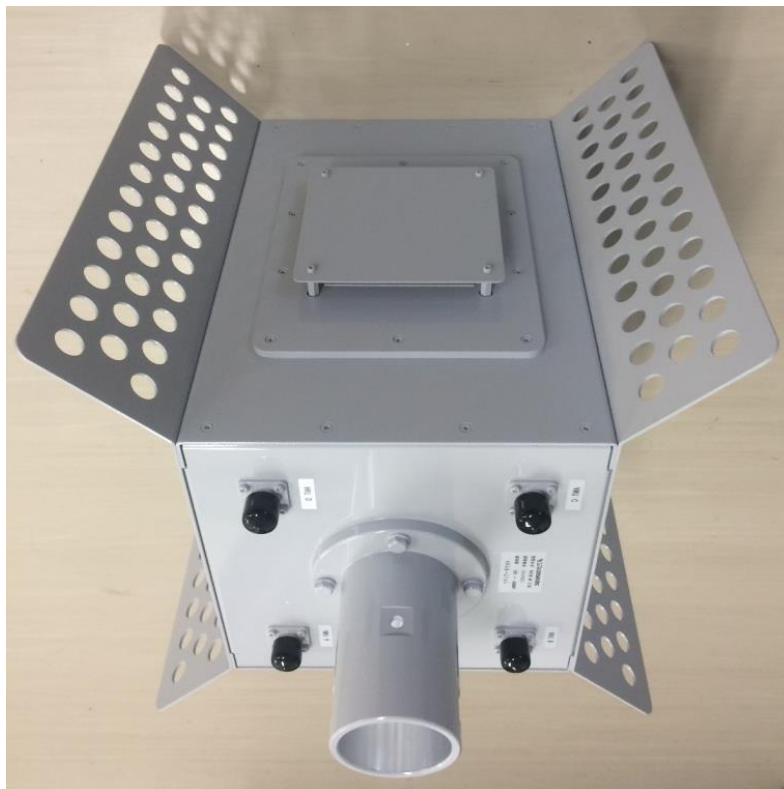


図 4.2.2-6 4セクタ実験用アンテナ

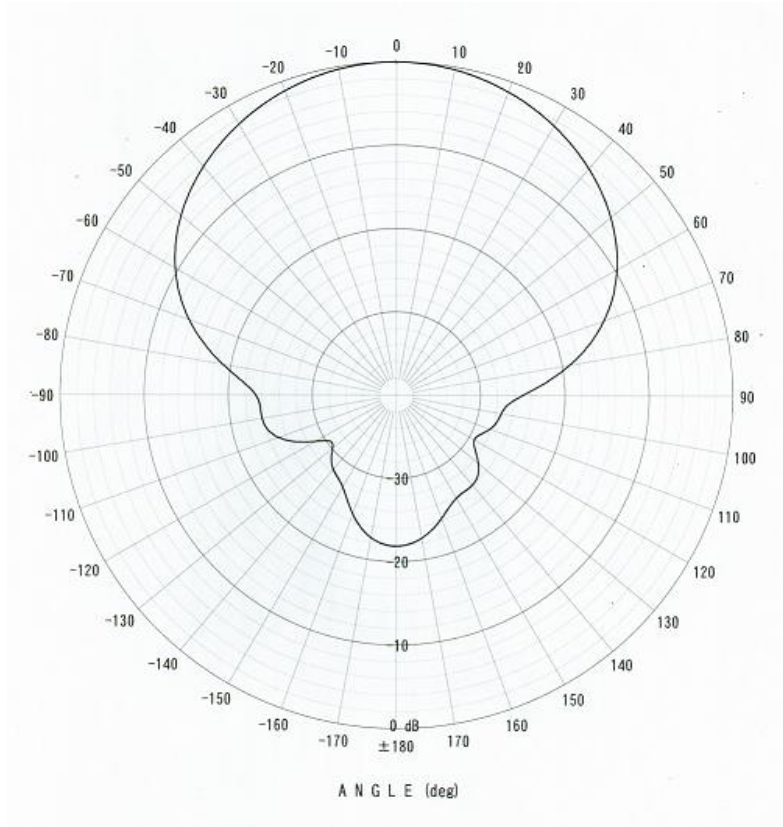


図 4.2.2-7 セクタアンテナユニットの水平放射特性

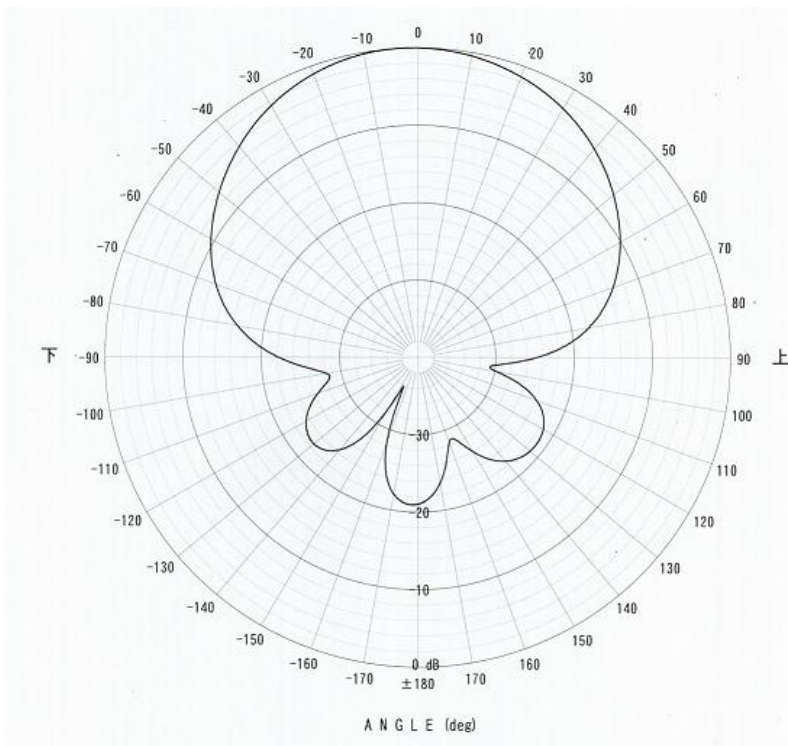


図 4.2.2-8 セクタアンテナユニットの垂直放射特性

### 4.2.2.3. 実験結果

#### 4.2.2.3.1. 各スペクトラムアナライザで観測した信号波形の例

配置1においてスペクトラムアナライザで観測した信号波形の例を示す。まず、車載器に向けられたフロントセクタと反対側に向けられたバックセクタで受信した信号の波形をそれぞれ図4.2.2-9と図4.2.2-10に示す。観測した波形の幅が0.3ms程度であることを同図から確認できる。また図4.2.2-9より、フロントセクタにおいて受信電力の最大値がおおよそ-22dBmと高い。これはフロントセクタが車載器方向に向けられていたので、直接波が最も支配的になったからと考えられる。一方、バックセクタにおいて受信電力の最大値はおおよそ-38dBmである。バックセクタでの受信信号が劣化する原因は、直接波がほとんどカットされて図4.2.2-1に示された建物2に反射して届く波が最も支配的になるためと考えられる。

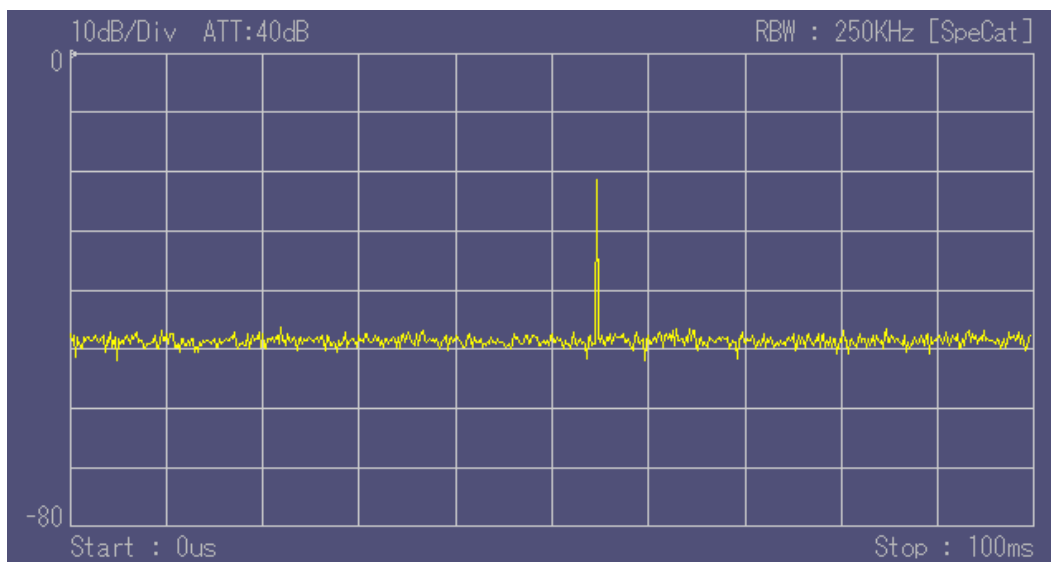


図 4.2.2-9 フロントセクタでの受信信号波形（配置1）

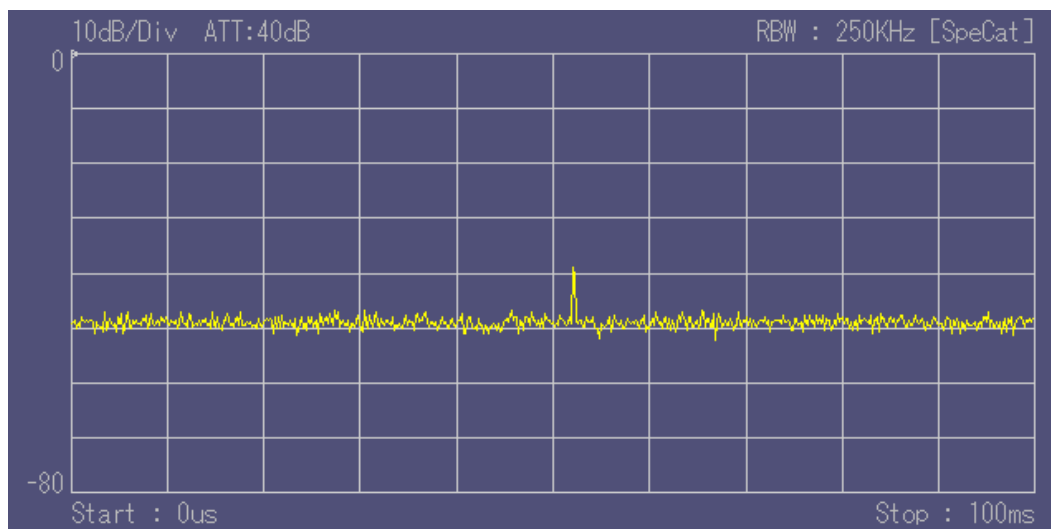


図 4.2.2-10 バックセクタでの受信信号波形（配置1）



次に、車載器から見てそれぞれ右方向と左方向に向けられたセクタアンテナユニット（以降、それぞれ右のサイドセクタと左のサイドセクタをいう）での受信信号波形を図 4.2.2-11 と図 4.2.2-12 に示す。いずれのサイドセクタにおいても受信電力の最大値がフロントセクタに比べ小さいことは図からわかる。これは上述したように直接波がほとんどカットされて、周辺の建物などに反射あるいは解析して届く波が最も支配的になるためと考えられる。また、左のサイドセクタでの受信電力の最大値は右に比べ若干小さい。これは、車載器から見て左側に建物などの大きな反射物が遠いところにあるためと考えられる（図 4.2.2-1 を参照）。

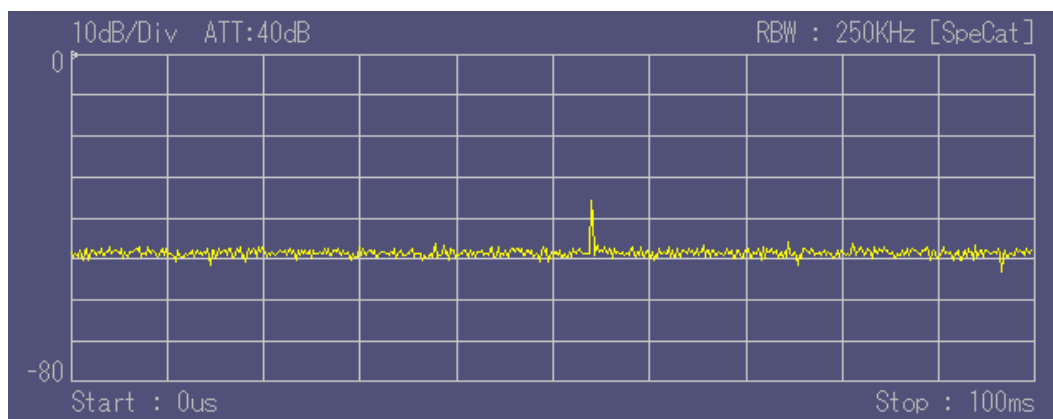


図 4.2.4-11 右のサイドセクタでの受信信号波形（配置 1）

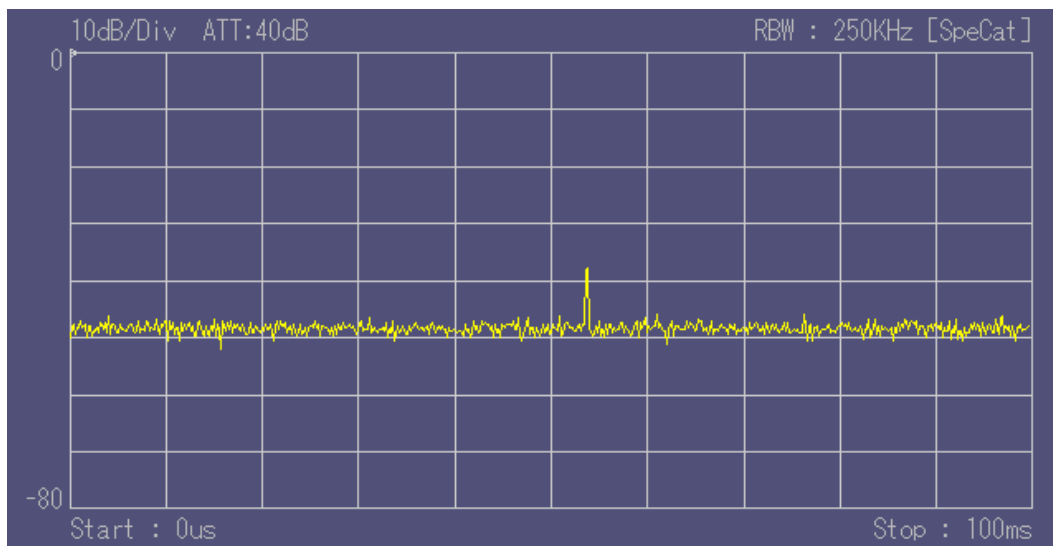


図 4.2.4-12 左のサイドセクタ受信信号波形（配置 1）

#### 4.2.2.3.2. フロント-バックセクタ間分離度の測定結果

3ヶ所の車載器配置におけるフロント-バックセクタ間分離度の結果を表 4.2.2-2 に示す。マルチパス環境においてフロント-バックセクタ間分離度が設計値よりも 5dB~6dB 程度低くなるものの、すべての配置において 16dB 以上の分離度が得られる。また、配置 3 ではフロント-バックセクタ間分離度が最も低い。これは直接波と、建物 3 などに一回反射した支配的な反射波の経路長の比率が最も大きい(1に近い)ためである。

表 4.2.2-2 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)	17.2	17.2	16.0

#### 4.2.2.3.3. フロント-サイドセクタ間分離度の測定結果

3ヶ所の車載器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。右のサイドセクタに対する右のセクタ間分離度、左のサイドセクタに対する左のセクタ間分離度、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設計値よりも劣化することが測定結果からわかる。

配置 1 では、左側に建物などの反射物が送信点に比べて遠い場所にあるため、左のセクタ間分離度が 16.0dB 程度と高い。一方で右のセクタ間分離度は 14.1dB に低下する。これは信号がセクタアンテナからおよそ 35m 離れた建物 3 (図 4.2.2-1 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、右と左のセクタ間分離度がそれぞれ 14.6dB と 12.5dB 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。左と右のサイドセクタでは、直接波はほとんどカットされ、図 4.2.2-13 に示されるようにそれぞれ建物 1 と 2 に一回反射して、斜め入射した反射波が最も支配的である。対応する到来角は 60° 程度である。60° の到来角を持つ反射波は到来角の 0° に近い直接波に比べて、受信電力が 10dB 程度低下することが図 4.2.2-7 から読み取れる。さらに反射を含む伝搬路による損失差を見込むと本実験結果は概ね妥当と考えられる。

配置 3 では右と左のセクタ間分離度がそれぞれ 21.3dB と 18.4dB 程度とかなり高い。この場合、建物 1 と 2 に一回反射して届いた反射波は到来角が 75° 以上であり、直接波に比べて、受信電力が 16dB 程度低下する (図 4.2.2-7)。このため、配置 3 では配置 2 に比べてフロント-サイドセクタ間分離度が高い。

表 4.2.2-3 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
右のセクタ間分離度 (dB)	14.1	14.6	21.3
左のセクタ間分離度 (dB)	16.0	12.5	18.4

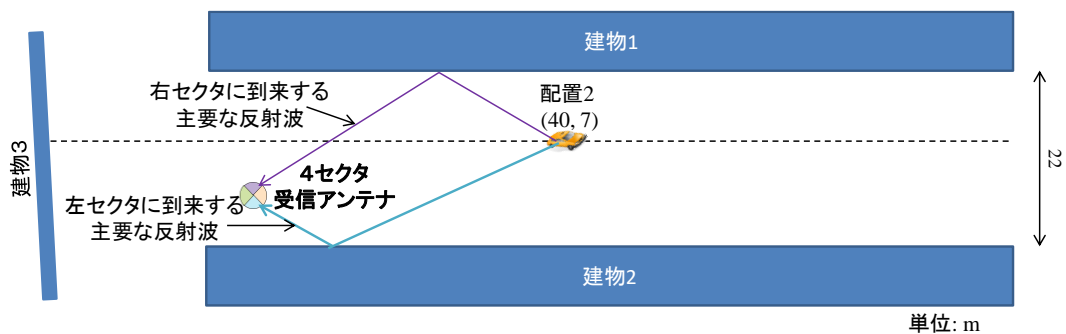


図 4.2.2-13 配置 2 における反射波の到来角

#### 4.2.2.4. 実験結果に基づいたアンテナ設計への反映

上記の実験結果の解析より、フロントサイド比が低下する原因はセクタアンテナユニットの半値角が広い ( $\sim 65^\circ$ ) ためである。そこでセクタアンテナの半値角を絞った高分離度セクタアンテナを試作した。試作した 4 セクタ受信アンテナの写真を図 4.2.2-14 に示す。また、セクタアンテナユニットの水平放射特性を図 4.2.2-15 に示す。フロントバック比 ( $180^\circ$ ) とフロントサイド比 ( $\pm 90^\circ$ ) はそれぞれ 22dB 以上である。また、半値角は  $30^\circ$  以下で、上述の実験で使用したセクタアンテナに比べ約半分となった。また  $\pm 45^\circ$  以上の角度における指向性利得は -20 dB 以下であり、ビルからの反射波に対しても高い分離度が得られる。本セクタアンテナを用いて、2017 年 3 月下旬にセクタ間分離度の測定実験をする予定である。



図 4.2.2-14 半値角を絞った 4 セクタ受信アンテナ

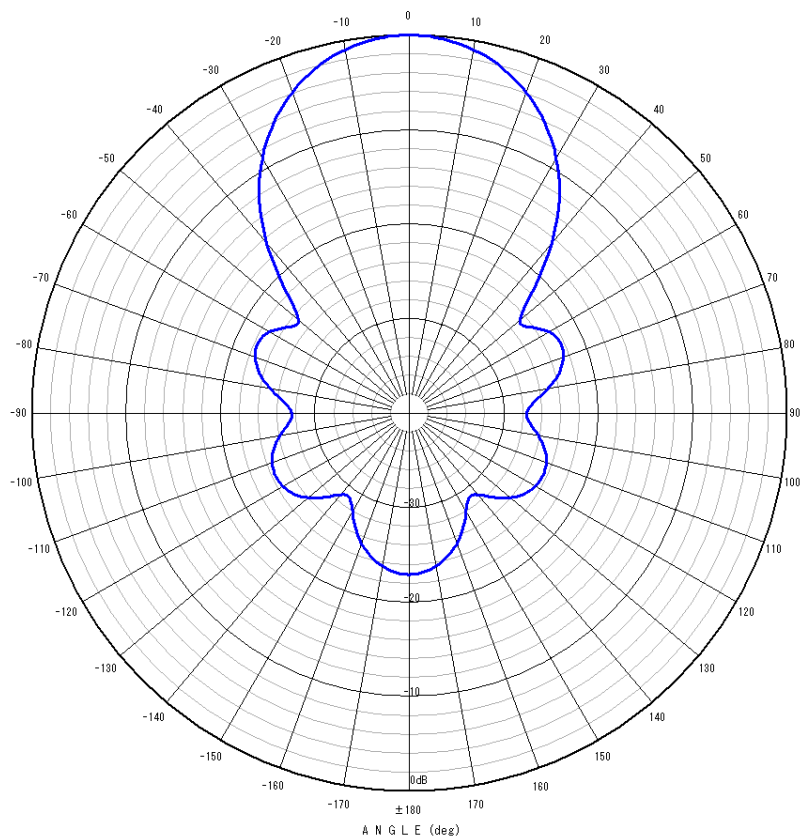


図 4.2.2-15 半値角を絞ったセクタアンテナユニットの水平放射特性

#### 4.2.2.5. 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。セクタ間分離度は フロント-バック間分離度で 16~17.2 dB、フロント-サイド間分離度で 12.5~21.3 dB であり、サイド方向セクタで分離度がかなり低下する場所があることが明らかになった。その原因はセクタアンテナユニットの半値角が広い (~65° ) ためであり、半値角を 30° 以下とした高分離度セクタアンテナを試作した。

#### 参考文献

- [4.2.2.1] レ ティエン チェン、山尾泰, “セクタ化受信中継局を用いたパケット合成中継法による ITS 車車間通信の高信頼化,” WTP2016, 2016-5.
- [4.2.2.2] レ ティエン チェン、山尾泰, “セクタ化中継アシスト車車間通信のための市街地環境におけるセクタ間分離度の測定,” URSI-F 第 605 回会合, 2016-6.

### 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. 本研究課題の目標と協調型自動運転への関わり

平成27年度までの研究開発によって、我々は短符号長において優れた誤り訂正能力を持つ符号の調査、選定を行った。その結果、現行規格である IEEE802.11p で用いられている畳み込み符号を、低密度パリティチェック(LDPC: Low-Density Parity Check)符号のような強力な符号に変更するだけでも、十分な利得が得られることを明らかにした。これらの結果を受けて、今年度課題 d-1-(3)では、有限符号長における誤り訂正符号化技術をベースとして、「IEEE802.11p と後方互換性を有した符号化重畳変調技術に関する検討」、「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」、及び「あらゆる通信路環境でロバスト性を有する多次元空間結合 RA 符号化協調を用いた車両群・基地局間通信」の三つのサブテーマについて取り組んだ。それぞれのサブテーマと、協調型自動走行システムの関わりを図 4.3.1-1 に示す。



図 4.3.1-1 協調型自動走行システムに向けた取り組み

「IEEE802.11p と後方互換性を有した符号化重畳変調技術に関する検討」では、自動運転における車車間協調制御に焦点を当て、有限符号長の誤り訂正符号化技術を用いることで、近傍車両との低遅延かつ高速な通信を実現することを目標とした。また近傍車両との高速通信の実現だけでなく、既存規格である IEEE802.11p との後方互換性にも注目し、これらの要求を満たす新方式を提案することで、現行規格から新方式への滑らかな移行を可能とする。「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に焦点をあて、路上、路側センサからの効率的な情報配信を達成する通信方式の実現を目標とした。ダイナミックマップに詳細かつリアルタイムな路面情報や周辺情報を反映させるには超多数のセンサによる情報収集、配信は不可欠であり、これを支える通信技術について研究・開発を実施した。「あらゆる通信路環境でロバスト性を有する多次元空間結合 RA 符号化協調を用いた車両群・基地局間通信」では、将来的に来るであろう人工知能に基づくクラウドを想定し、車両群に対する群制御を支援する通信方式の実現を目標とした。これは複数の車両がクラウドを持つ基地局に対して、連携して情報を送信することで、高信頼な通信を実現する技術であり、第5世代(5G: 5th Generation) 移動通信システムへの適用も可能な構造として設計することを目標とした。

以上より、本課題における 3 つのサブテーマで得られた成果により、来たるべき協調型自動走行システムで想定される様々な状況をサポートできると考えられる。以降において、それぞれのサブテーマにおける成果の詳細を述べる。

## 4.3.2. IEEE802.11p と後方互換性を有した符号化重畳変調技術に関する検討

### 4.3.2.1. 研究背景

平成 27 年度までの研究開発において、我々は短符号長において優れた復号特性を示す Repeat-Accumulate (RA) 信号符号を提案し、その効果を計算機シミュレーションから明らかにした。その結果、RA 信号符号は現行物理層規格である IEEE802.11p に採用されている畳み込み符号に対して著しい改善を示すだけでなく、強力な誤り訂正能力を持つターボ符号や低密度パリティチェック (LDPC: Low-Density Parity Check) 符号の一種である二元 RA 符号や、重み付き多元 RA 符号と比較しても、より優れた誤り訂正能力を持つことがわかった。しかし格子符号はその優れた誤り訂正能力の一方、ガウス分布に近い形状の信号点出力を持つ。ゆえに出力信号点のピーク対平均電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) は、従来の矩形直交振幅変調 (Square-QAM: Square Quadrature Amplitude Modulation) と比較すると、著しく増大してしまう。このため増幅器における電力利用効率が低下するだけでなく、A/D 変換器なども含めた送受信回路規模の増大などが避けられず、実用化においてはいくつもの技術的課題を乗り越える必要があると考えられる。このため平成 28 年度では、これまでに検討した符号の中でも特に実用化を見据えた形で候補となる符号を選定し、自動運転を支える符号化通信技術の検討を行った。具体的には、現行の標準規格で採用されている短符号長を持つ符号のうち、特に強力な誤り訂正能力を持つ LDPC 符号に着目し、LDPC 符号に基づいた高信頼・高効率な車車間通信技術について研究・開発を実施した。

協調型自動走行システムでは、各車両が無線通信を介して周辺車両と情報を交換することで、協調的に車両の制御が行われる。制御のためには全ての車両間で安全上重要な情報を共有する必要がある。一方近距離車両間では、自身の行動決定が他の車両に即座に影響を及ぼすため、遠方に存在する車両と比較してより多くの制御情報をリアルタイムで交換することが求められる。したがって、送受信車両間の距離に応じて異なる伝送効率でありながら、各車両に遅延なく、同時に配信できる技術が求められる。この問題に対して、文献[4.3.2.1]では高度道路交通システム (ITS: Intelligent Transport Systems) への階層型変調の適用が検討されている。階層型変調ではベースとなる基本レイヤの信号に、追加情報を送る追加レイヤの信号を、基本レイヤより低い電力で重畳させる。受信電力が高い近距離車両は両レイヤから復調・復号を行うことで高効率通信が可能となり、受信電力の低い遠距離車両はより復調しやすい基本レイヤからのみ情報の復元を行う。これにより送受信車両間の距離に応じて異なる伝送効率が達成される。

車車間通信に対して階層型変調を適用する場合、国内では既に IEEE802.11p に準拠した現行規格搭載車が運用されていることから、それらの車両とも通信が可能である必要がある。ゆえに階層型変調方式の導入においては、現行物理層規格に対する後方互換性を維持することが必須であると考えられる。文献[4.3.2.1]では両レイヤの誤り訂正符号に LDPC 符号を用いている一方、IEEE802.11p では誤り訂正符号に畳み込み符号を

採用している。このため従来研究の設計では、明らかに後方互換性を維持できない。また従来の階層型変調に関する研究においても、両レイヤで異なる誤り訂正符号を用いた手法は検討されていない。

そこで本項では IEEE802.11p と後方互換性を有した階層型変調を用いた車車間通信について検討する。具体的には階層型変調の基本レイヤを IEEE802.11p に準拠させることで後方互換性を実現し、かつ追加レイヤに IEEE 規格準拠の LDPC 符号を用いることで、近距離車両に対して高信頼で、高効率な通信が可能となる。以降では、まずシステムモデルを述べたのちに、使用する符号の詳細について概説する。その後、計算機シミュレーションを用いて、送受信車両間の距離に応じて異なる伝送効率を達成でき、協調型自動走行を支える通信技術として、提案方式が適していることを示す。

#### 4.3.2.2. システムモデル

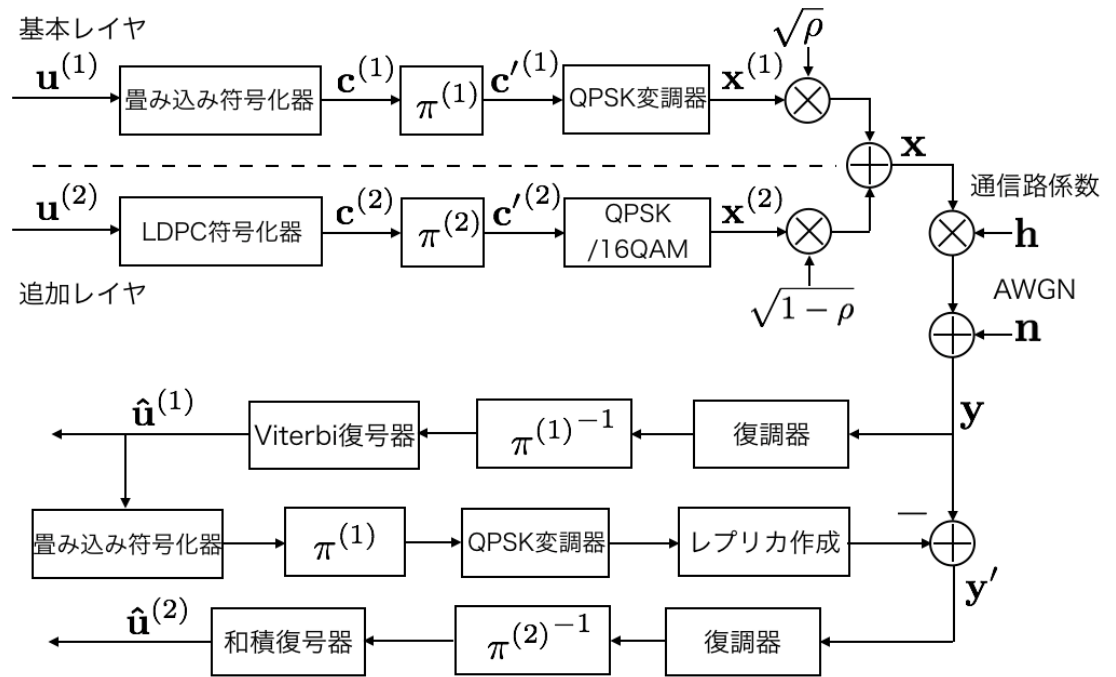


図 4.3.2-1 IEEE802.11p と後方互換性を有する階層型変調のブロック

図 4.3.2-1 に、IEEE802.11p と後方互換性を有する階層型変調のブロック図を示す。送信機において基本レイヤの構成は IEEE802.11p に基づき、生成多項式  $(133,171)_8$  の符号化率  $1/2$  の畳み込み符号と四位相偏移変調(QPSK: Quadrature Phase Shift Keying)を用いるものとする。追加レイヤは、無線 LAN 規格の一つである IEEE802.11nなどで採用実績のある構成的 LDPC 符号[4.3.2.2]を用い、変調方式として QPSK または 16 点直交振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)のいずれかを用いるものとする。



基本レイヤと追加レイヤはそれぞれ長さ $K^{(1)}, K^{(2)}$ の情報ビット系列 $\mathbf{u}^{(1)} \in \{0,1\}^{K^{(1)}}$ ,  $\mathbf{u}^{(2)} \in \{0,1\}^{K^{(2)}}$ を持つ。各情報ビット系列はそれぞれ対応する符号化率 $R^{(1)}, R^{(2)}$ の符号化器に入力され、長さ $N^{(1)}, N^{(2)}$ の符号化ビット系列 $\mathbf{c}^{(1)} \in \{0,1\}^{N^{(1)}}$ ,  $\mathbf{c}^{(2)} \in \{0,1\}^{N^{(2)}}$ が生成される。それぞれの符号化ビット系列は、系列の順番を一様ランダムに入れ替えるランダムインターリーブ $\pi^{(1)}, \pi^{(2)}$ に入力され、インターリーブされた符号化ビット系列 $\mathbf{c}'^{(1)}, \mathbf{c}'^{(2)}$ となる。並び替えられた符号化ビット系列はそれぞれ対応する変調多値数 $M^{(1)}, M^{(2)}$ の変調器に入力され、長さ $T$ のシンボル列 $\mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)} \in \mathbb{C}^T$ に変調される。ここで、総送信電力 $P_t$ に対して、基本レイヤの電力比を $\rho$ 、追加レイヤの電力比を $1 - \rho$ とする。階層型変調では図 4.3.2-2のように、基本レイヤのシンボルに追加レイヤのシンボルを重畳させ、送信シンボル系列 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^T$ が生成される。ゆえに、ある時間 $t = 1, \dots, T$ における送信シンボル $x_t$ は次式で与えられる。

$$x_t = \sqrt{P_t}(\sqrt{\rho} x_t^{(1)} + \sqrt{1-\rho} x_t^{(2)})$$

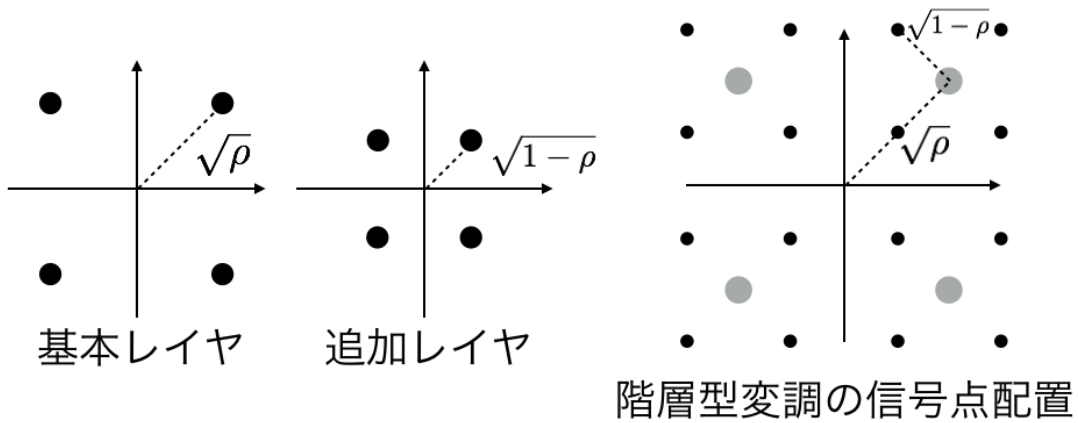


図 4.3.2-2 各レイヤと階層型変調の信号点配置の例：基本レイヤの信号に追加レイヤの信号を重畳させることで階層型変調信号を生成する。

通信路は周波数非選択性高速レイリーフェージング環境とし、通信路係数 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^T$ の各要素は平均 0、分散 1 の互いに統計的に独立で同一の複素ガウス分布に従う。また、伝搬損 $L$ は文献[4.3.2.3]で示される UHF 帯市街地モデルを用いるものとし、そのデシベル値は次式で表される。

$$L[\text{dB}] = L_{bp} + 6 + \begin{cases} 20 \log_{10} \left( \frac{d}{R_{bp}} \right) & \text{for } d \leq R_{bp} \\ 40 \log_{10} \left( \frac{d}{R_{bp}} \right) & \text{for } d > R_{bp} \end{cases}$$

$d$  は送受信車両間の距離、 $L_{bp}, R_{bp}$  はそれぞれ基本伝搬損とブレイクポイントの距離を表し、次式で表される。

$$L_{bp} = \left| 20 \log_{10} \left( \frac{\lambda^2}{8\pi h_1 h_2} \right) \right|$$

$$R_{bp} \approx \frac{4h_1 h_2}{\lambda}$$

ここで、 $\lambda$ は搬送波の波長、 $h_1, h_2$ はそれぞれ送受信アンテナの高さを表す。受信機においては加法的白色ガウス雑音(AWGN: Additive White Gaussian Noise) $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^T$ が加わるものとし、その各要素は平均 0、分散 $\sigma^2$ の互いに統計的に独立な複素ガウス分布に従う。受信シンボル系列を $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^T$ としたとき、時間 $t$ における受信シンボル $y_t$ は次式で表される。

$$y_t = h_t \sqrt{\frac{P_t}{L}} (\sqrt{\rho} x_t^{(1)} + \sqrt{1-\rho} x_t^{(2)}) + n_t$$

#### 4.3.2.4. 構成的 LDPC 符号

本目では、追加レイヤの誤り訂正符号として用いる IEEE802.11n で採用されている構成的 LDPC 符号について概説する。IEEE802.11n の構成的 LDPC 符号では、符号長を 648bits、1296bits、1972bits の三つから選択可能である。以降では符号長が 1972bits で符号化率 1/2 の構成的 LDPC 符号を用いるものとする。図 4.3.2-3 に本研究で用いる構成的 LDPC 符号の検査行列を示す。この検査行列の各要素は  $81 \times 81$  の単位行列を要素の数値分だけ右にシフトした行列を表し、“-”は要素が全て 0 である零行列を表す。この検査行列は PEG アルゴリズム[4.3.2.4]を用いることで、検査行列によって与えられるタナーグラフ上で長さ 4 の小ループが存在しないように設計されており、一様乱数を用いて生成した検査行列を持つ LDPC 符号などと比較して、強力な誤り訂正能力を示す。

57	-	-	-	50	-	11	-	50	-	79	-	1	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3	-	28	-	0	-	-	-	55	7	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
30	-	-	-	24	37	-	-	56	14	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
62	53	-	-	53	-	-	3	35	-	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-	-	-	-
40	-	-	20	66	-	-	22	28	-	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-	-	-	-
0	-	-	-	8	-	42	-	50	-	-	8	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-	-	-
69	79	79	-	-	-	56	-	52	-	-	-	0	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-	-
65	-	-	-	38	57	-	-	72	-	27	-	-	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-
64	-	-	-	14	52	-	-	30	-	-	32	-	-	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-
-	45	-	70	0	-	-	-	77	9	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-
2	56	-	57	35	-	-	-	-	-	12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0	0
24	-	61	-	60	-	-	27	51	-	-	16	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0

図 4.3.2-3 符号長 1944bits、符号化率 1/2 の構成的 LDPC 符号の検査行列

一般に LDPC 符号の符号化は、その計算量が符号長 $n$ に対して $O(n^2)$ となることが知られている。しかし IEEE 準拠の構成的 LDPC 符号では、生成行列を求めることなく符号化を行うことが可能である [4.3.2.5]。各要素が長さ 81 の情報ビット系列を $\mathbf{u} =$



重畳信号の復調についてはいくつかの方法が考えられるが、本稿では逐次干渉除去 (SIC: Successive Interference Cancellation) [4.3.2.6]を行う。図 4.3.2-1 下部に受信機構成を示す。各受信機はまず比較的受信電力の高い基本レイヤの復調・復号を行う。ある時間 $t$ における受信信号 $y_t$ を次のように変形し、追加レイヤのシンボル $x_t^{(2)}$ と $n_t$ を等価雑音 $\omega_t$ とみなして基本レイヤの復調を行う。

$$\begin{aligned} y_t &= h_t \sqrt{\frac{P_t}{L}} \left( \sqrt{\rho} x_t^{(1)} + \sqrt{1-\rho} x_t^{(2)} \right) + n_t \\ &= h_t \sqrt{\frac{P_t}{L}} \rho x_t^{(1)} + \omega_t \end{aligned}$$

復調器では、受信点と信号レプリカの二乗ユークリッド距離が計算され、軟値出力系列として、デインターリーブ $\pi^{(1)}$ に入力される。デインターリーブでは、インターリーブによって並び替えられた系列の順番が元の順番に復元される。デインターリーブの出力は Viterbi 復号器に入力され、最尤復号によって基本レイヤの推定情報ビット系列 $\hat{\mathbf{u}}^{(1)}$ が求められる。

次に追加レイヤの復調・復号を行う。先ほど求めた基本レイヤの推定情報ビット系列から基本レイヤのレプリカ信号 $h_t \sqrt{\frac{P_t}{L}} \rho \hat{x}_t^{(1)}$ を生成する。受信信号から基本レイヤのレプリカ信号を除去すると次式を得る。

$$y'_t = h_t \sqrt{\frac{P_t}{L}} \left( \sqrt{\rho} \left( x_t^{(1)} - \hat{x}_t^{(1)} \right) + \sqrt{1-\rho} x_t^{(2)} \right) + n_t$$

上式において、 $\sqrt{\frac{P_t}{L}} \rho \left( x_t^{(1)} - \hat{x}_t^{(1)} \right)$ は基本レイヤの残渣成分である。基本レイヤの残渣成分と雑音を等価雑音とみなし、追加レイヤの復調を行う。復調機では、各ビットに対応する対数尤度比 (LLR: Log-Likelihood Ratio) が計算され、軟値出力系列としてデインターリーブに入力される。デインターリーブされた軟値出力系列は、和積 (SP: Sum-Product) 復号器に入力され、最大事後確率 (MAP: Maximum A Posterior probability) 推定に基づいて、追加レイヤの推定情報ビット系列 $\hat{\mathbf{u}}^{(2)}$ が求められる。

本項では、SIC に基づく復調法を用いたが、階層型変調方式は複数のレベルをまとめた多レベル変調と捉えることができ、そのような観点から多ステージ復号 (MSD: Multi-Stage Decoding) [4.3.2.7]による復調も可能であると考えられる。MSD に基づく復調の場合には干渉除去を行わず、判定したビットがフィードバックされる形で再度軟値計算が行われることになる。

#### 4.3.2.6. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションを用いて、後方互換性を有した階層型変調を導入した車車間通信の特性を評価する。評価項目は、ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) と、1 秒 1 ヘルツあたりに正しく伝送可能な情報ビット数を表す正規化スループットである。BER  $P_e^{(i)}$  ( $i = 1, 2$ ) は次式で表される。

$$P_e^{(i)} = \frac{N_e^{(i)}}{K^{(i)}}$$

ここで、 $i = 1$ の時は基本レイヤについて、 $i = 2$ の時は追加レイヤの BER を表し、 $N_e^{(i)}$  は各レイヤにおける復号器出力の誤った情報ビットの数を表す。

また正規化スループット  $S$  は次式で表される。

$$S = R^{(1)} (1 - P_e^{(1)})^{K^{(1)}} \log_2 M^{(1)} + R^{(2)} (1 - P_e^{(2)})^{K^{(2)}} \log_2 M^{(2)}$$

シミュレーション諸元を表 4.3.2-1 に示す。

表 4.3.2-1 シミュレーション諸元

	基本レイヤ	追加レイヤ
符号	畳み込み符号	構成的 LDPC 符号
符号化率 $R^{(i)}$	1/2	1/2
生成多項式	(133,171) <sub>8</sub>	-
符号長 $N^{(i)}$	1944	1944
変調方式	QPSK	QPSK, 16QAM
ラベリング	Gray	Gray
基本レイヤの電力比 $\rho$	0.6、0.9、1.0	-
通信路	周波数非選択性高速レイリーフェージング	
復号法	Viterbi 復号	SP 復号
SP 復号の最大反復回数	-	100 回

また文献[4.3.2.8]より設定した総送信電力や搬送波周波数を表 4.3.2 2 に示す。

表 4.3.2-2 送信パラメータ

総送信電力 $P_t$	20dBm
雑音電力密度	-178dBm/Hz
搬送波周波数	720MHz
帯域幅	10MHz
送受信アンテナの高さ $h_1, h_2$	1.48m
送受信アンテナ利得	1

図 4.3.2-4 に基本レイヤの電力比  $\rho$  を変化させたときの階層型変調の BER 特性を示す。同図より、 $\rho = 0.6$  の場合は基本レイヤの残渣成分の影響で、追加レイヤの BER 特性に大きな劣化が見られる。一方で、 $\rho = 0.9$  の場合は約 300m 以内であれば両レイヤの BER 特性を十分に小さくできることがわかる。また、 $\rho = 1.0$ 、つまり基本レイヤのみで伝送した場合と  $\rho = 0.9$  の特性を比較すると BER= $10^{-4}$  を達成する送受信車両間距離に約 50m の差が見られる。これは基本レイヤの電力に差があることと、階層型変調では基本レイヤの復調時に追加レイヤの信号が干渉となるためである。

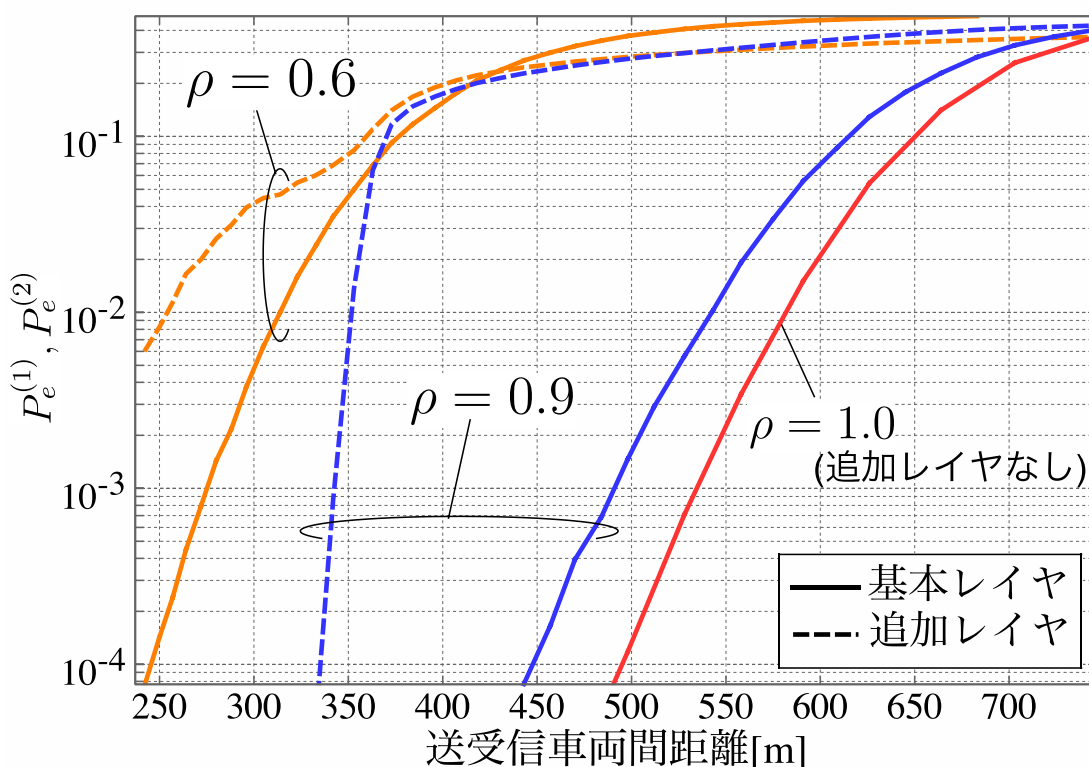


図 4.3.2-4 階層型変調の送受信車両間距離対 BER 特性

提案階層型変調において追加レイヤの変調方式に QPSK、または 16QAM を用いた際の送受信車両間距離対 BER 特性を図 4.3.2-5 に示す。同図のシミュレーションは表 4.3.2-2 の諸元に従う。基本レイヤに関しては特性に大きな差が見られないが、一方で追加レイヤの特性では 16QAM の特性は QPSK の特性と比較して BER =  $10^{-4}$  を達成する送受信車両間距離に約 100m の差が見られる。これは変調多値数を増加させたことにより、隣接する信号点のユークリッド空間上の最小距離が小さくなったことに起因する。

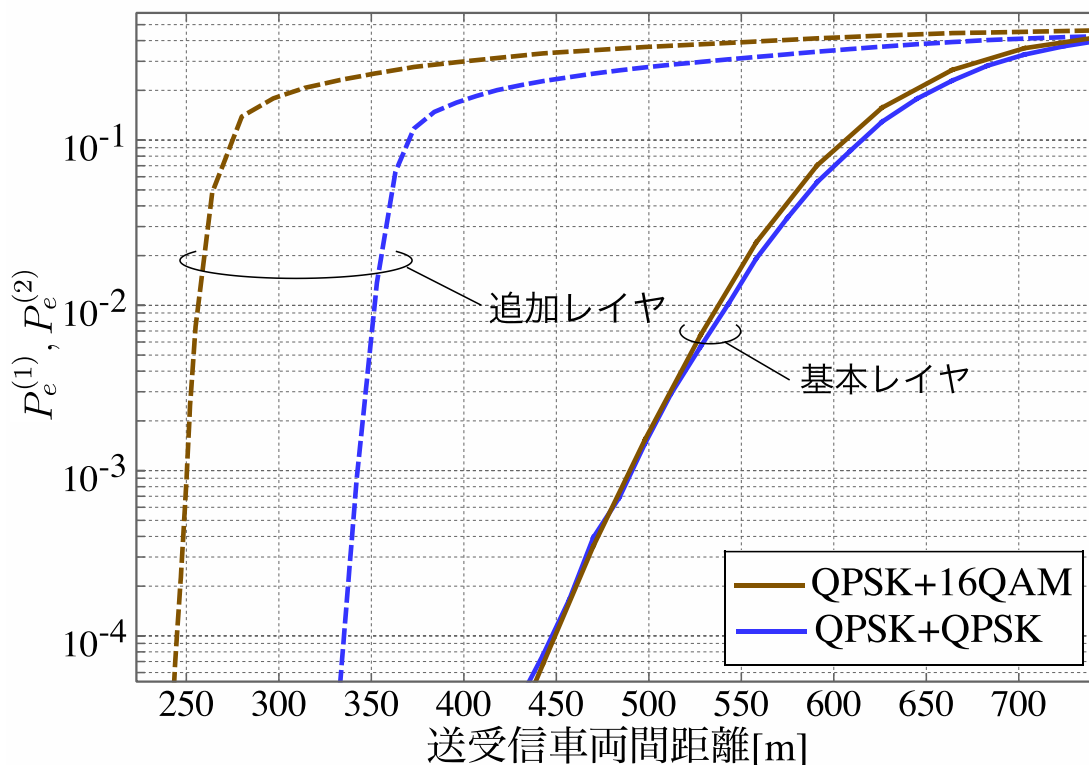


図 4.3.2-5 追加レイヤの変調方式による特性差

次に、階層型変調を用いた場合の伝送効率を評価する。図 4.3.2-4、図 4.3.2-5 の結果から算出した送受信車両間距離対正規化スループット特性を図 4.3.2-6 に示す。同図において  $\rho = 1.0$  の結果は追加レイヤが存在せず、基本レイヤのみで伝送を行った結果である。QPSK+QPSK 階層型変調の場合、約 350m より近い車両に対しては  $\rho = 1.0$  の結果に比べて高いスループットを達成している。また QPSK+16QAM 階層型変調の場合は、約 250m からスループットの向上が見られ、最大で 3.0[bits/s/Hz] を達成する。これは基本レイヤのみで伝送を行った際の達成可能なスループットの 3 倍の値である。このことから提案階層型変調によって近距離車両に対しては高い伝送効率を達成することが示された。

また、3GPP(Third Generation Partnership Project)における安全運転のための車間距離は次式で表される。

$$\text{車間距離 [m]} = 2.5 \times \text{車両速度 [km/h]}$$

図 4.3.2-6 の QPSK+16QAM 階層型変調の結果より、約 250m 以内から高いスループットを達成可能であるため、時速 100km で走行している車両群において前後の車両が 70m の車間距離を取っていると仮定した場合、先頭車両が急停止した際には、3台後ろの車両に対してまでは高い伝送効率で情報配信が可能であるため、後続車両との追突事故の回避に大きく貢献できることが期待できる。

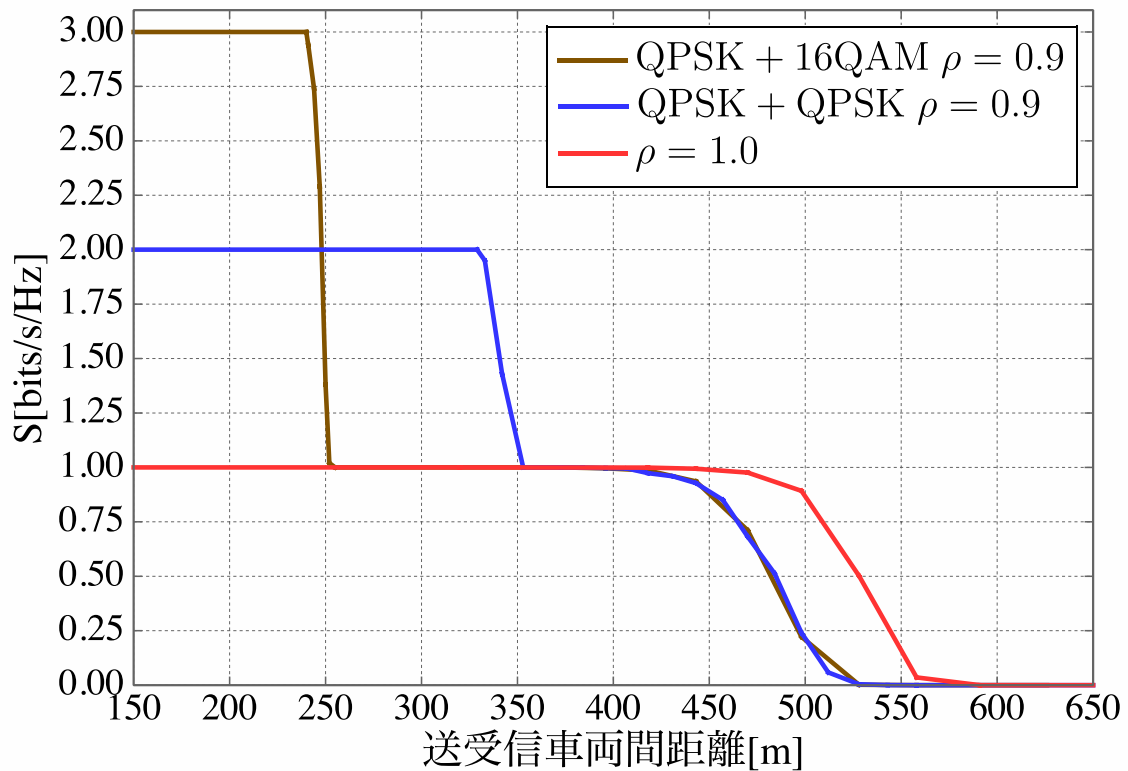


図 4.3.2-6 提案階層型変調の送受信車両間距離対スループット特性

#### 4.3.2.7. まとめ

本項では、協調型自動走行システムにおいてより高度な協調制御を行うために、車車間通信の現行物理層規格である IEEE802.11p と後方互換性を維持しつつ、送受信車両間の距離に応じて異なる伝送効率を達成する手法として階層型変調の導入を検討した。基本レイヤの構成を IEEE802.11p に準拠させた階層型変調の送受信車両間距離対 BER 特性とスループット特性を計算機シミュレーションより算出し評価を行った。提案した階層型変調により、送受信車両間の距離に応じて異なる伝送効率を達成することが可能であることを示した。本項では実用性を加味して、追加レイヤに IEEE802.11n で採用されている構成的 LDPC 符号を用いたが、将来的に格子符号を追加レイヤの誤り訂正符号に適用することで高効率な通信ができる送受信車両間距離を延長することが可能である。



## 参考文献

- [4.3.2.1] Z. Hu, H. Liu, "Structured-based Decoding for Hierarchically Modulated, LDPC coded signals," *IEEE GLOBECOM* 2012, pp.4036-4042, Dec. 2012.
- [4.3.2.2] IEEE "Draft Amendment to STANDARD for Information Technology Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks Specific requirements," Sep. 2006.
- [4.3.2.3] ITU, "Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz," July, 2015.
- [4.3.2.4] Xiao-Yu Hu, E. Eleftheriou and D. M. Arnold, "Regular and irregular progressive edge-growth tanner graphs," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 1, pp. 386-398, Jan. 2005.
- [4.3.2.5] Z. Cai, J. Hao, P. h. Tan, S. Sun and P. s. Chin, "Efficient encoding of IEEE 802.11n LDPC codes," in *Electronics Letters*, vol. 42, no. 25, pp. 1471-1472, December 7 2006.
- [4.3.2.6] Joy A. Thomas, Thomas M. Cover, "Elements of Information Theory," John Wiley & Sons, 1991.
- [4.3.2.7] 今井 秀樹, 片岡 志津雄, 宮川 洋, "多段符号化の理論と多相位相変調通信方式への応用," 電子情報通信学会論文誌 A, vol. 54-A, no. 11, pp. 597-604, Nov. 1971.
- [4.3.2.8] 総務省, "700MHz 帯安全運転支援システムについて,"

### 4.3.3. 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

#### 4.3.3.1. 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。

一方でフレームレス ALOHA は、各ユーザが確率的に送信するため、フレーム内で各ユーザが一度も送信しない確率が存在する。これにより、パケット損失確率 (PLR: Packet Loss Rate) 特性にエラーフロアが生じるという問題があり、通信の信頼性が損なわれる可能性がある。自動運転を支援する路車間通信システムにおいては、交通の安全のために高い信頼性が要求され、エラーフロアの存在は無視できない問題となる。

そこで本項では、フレームレス ALOHA のエラーフロアを解消することで高信頼性を達成しつつ、かつフレームレス ALOHA 同様高効率な路車間通信を実現する手法として、符号化フレームレス ALOHA の導入を検討する。符号化フレームレス ALOHA では、送信されるパケットは事前に消失訂正符号化される。得られた符号語は複数のブロックに分割され、元のパケットの代わりに符号語ブロックが送信される。送信されなかったブロックは受信車両において消失しているものとみなすことができ、受信されたブロックから復号を行うことができる。これにより、エラーフロアを完全に解消することができ、高信頼通信を実現することができる。

本項では、符号化フレームレス ALOHA の PLR 特性を理論的に解析することで、符号化フレームレス ALOHA を導入することによる改善効果について報告する。符号化フレームレス ALOHA の PLR 特性を理論的に導出し、エラーフロアを完全に解消できることを示す。更に、計算機シミュレーションから、フレームレス ALOHA と比較し、符号化フレームレス ALOHA を用いることでスループットの分散を小さく抑えることができることを示す。

#### 4.3.3.2. システムモデル

本項では、 $N$ 台のセンサ端末と1台の受信車両から構成されるネットワークを想定する。全センサ端末と受信車両は時間的に同期されており、各センサ端末は時間スロット単位で自身のパケットを送信する。通信開始時に各センサ端末は $K$ ビットの情報パケットを所持しており、通信中は新たにパケットが生起しないものとする。また、各センサ端末は自身の持つパケットに対して符号化率 $R$ の消失訂正符号化を行い、 $R = K/N_p$ ビットの符号語を生成し、これを受信車両へ向けて送信する。同一の時間スロットにおいて複数のセンサ端末から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、正しく復調することができなくなるものとする。内部雑音やマルチパスフェージングといった物理層による問題は考慮せず、受信機におけるパケット損失はパケットの衝突のみによって生じるものとする。

#### 4.3.3.3. 符号化フレームレス ALOHA

##### 4.3.3.3.1. フレームレス ALOHA に基づく送信

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。

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

ここで、 $G$ はターゲット次数と呼ばれ、一つの時間スロットで同時に送信を行う平均センサ端末数であり、任意に設定可能である。各センサ端末は自身の持つ符号語を $B$ 個のブロックに分割し、各時間スロットで送信する際にはこの中からランダムに符号語ブロックを一つ選択する。したがって、ある符号語ブロックが各時間スロットで送信される確率 $p_p$ は、

$$p_p = \frac{p}{B} = \frac{G}{NB}$$

で与えられる。符号語ブロック $i \in \{1, 2, \dots, NB\}$ を変調した信号を $X_i$ とし、 $\phi(t)$ を時間スロット $t$ で受信されたパケットの集合とする。このとき、時間スロット $t$ での受信信号は、

$$Y(t) = \sum_{n \in \phi(t)} X_n$$

と表される。ここでは簡単のため、 $B = N_p$ とし、一つの送信パケットの中には符号語のうち1ビットのみが含まれているものとして議論を行う。受信車両は各時間スロットでパケットを受信する度に送信情報の復号を行い、しきい値 $\alpha \in (0, 1]$ に対して $\lceil \alpha N \rceil$ の情報パケットが復号されたところで通信を終了する。ただし、 $\lfloor x \rfloor$ は $x$ 以上の最小の整数を与える床関数である。通信が開始されてから受信車両が通信を終了するまでを一つのフレームとして定義する。

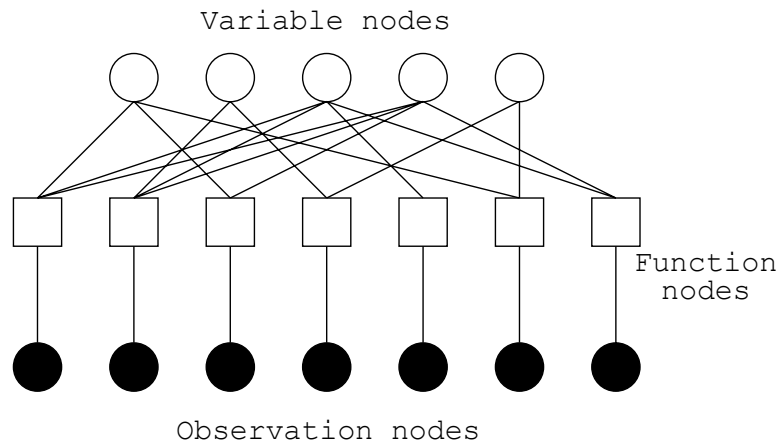


図 4.3.3-1 フレームレス ALOHA に対応する 3 部グラフの例

フレームレス ALOHA による送信は、図 4.3.3-1 に示すような 3 部グラフによって表現可能である。3 部グラフは、送信パケットに対応する変数ノードと、受信パケットに対応する観測ノード、及び受信パケットが送信パケットの和で与えられるという制約条件に対応する関数ノードから構成される。受信パケットと送信パケットとの対応関係は、関数ノードを介した枝の接続で表現される。

#### 4.3.3.3.2. SIC を用いたパケットの復調

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、各車両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調を行う。ここでは、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 $\phi(t)$ 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.  $\phi(t)$ 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 $\phi(t)$ 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。

#### 4.3.3.3.3. 消失訂正符号化

各センサ端末は自身の持つパケットに対し、符号化率 $R = K/N_p$ の消失訂正符号化を行う。生成された符号語は $B$ 個のブロックに分割されて送信され、SICによって復調される。SICによって復元されなかった符号語ブロックは消失しているものとみなすことができるため、消失訂正符号を用いることで、受信車両は復調された一部の符号語ブロックから、残りの符号語ブロックを復号することが可能となる。ここでは消失訂正符号として、グラフに基づく表現が可能なLDPC符号を用いる。LDPC符号は非零成分が疎に分布しているパリティ検査行列、及び検査行列に対応する2部グラフであるタナーグラフから定義される符号であり、確率伝搬アルゴリズムの一種である和積復号法により効率的に復号することが可能である。情報ビット及び符号語ビットは全て2を法としたガロア体上で定義されるものとする。LDPC符号における符号語 $\mathbf{x} \in \{0,1\}^{N_p}$ は、 $(N_p - K) \times N_p$ 行列であるパリティ検査行列 $\mathbf{H}$ に対し $\mathbf{H}\mathbf{x}^T = \mathbf{0}$ を満たす。

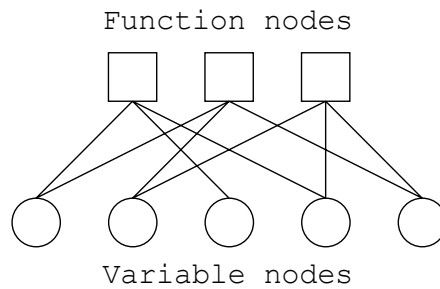


図 4.3.3-2 LDPC 符号のタナーグラフの例

図 4.3.3-2 に LDPC 符号の検査行列に対応するタナーグラフの例を示す。タナーグラフは、符号語ビットに対応する変数ノードと、排他的論理和によるパリティ検査に対応する関数ノードから構成される。また、グラフ内の結線は検査行列内の1に対応する。

よって、各関数ノードにおいて、接続される変数ノードに対応する符号語ビットの全ての排他的論理和は必ず0となる。

受信車両においては、LDPC符号化された符号語が、SICの結果によって消失確率が与えられる2元対称消失通信路(BEC: Binary Erasure Channel)を介して受信されたものとみなすことができる。消失シンボルを $e$ としたとき、送信系列を $\mathbf{x} = \{x_i\} \in \{0,1\}^n$ 、受信系列を $\mathbf{y} = \{y_i\} \in \{0,1,e\}^n$ としたとき、各受信値 $y_i$ の事後確率が

$$\begin{aligned} p(y_i = 0|x_i = 0) &= 1 - \epsilon \\ p(y_i = 1|x_i = 1) &= 1 - \epsilon \\ p(y_i = e|x_i = 0) &= p(y_i = e|x_i = 1) = \epsilon \end{aligned}$$

で与えられる通信路を、消失確率 $\epsilon$ の BEC と呼ぶ。

和積復号法は、タナーグラフ上での変数ノード及び関数ノード間のメッセージ交換アルゴリズムとして記述される。交換されるメッセージは $0,1,e$ の三種類となる。ただし、 $e$ は消失シンボルを表す。はじめに、各変数ノードのノード値を対応する符号語の受信値に初期化する。変数ノードから関数ノードへのメッセージは変数ノードのノード値となる。関数ノードから $i$ 番目の変数ノードへのメッセージは、その変数ノードを除く他の変数ノードから受信されたメッセージの排他的論理和となる。ただし、一つでも消失シンボルが受信されていた場合は排他的論理和が計算できないため、消失シンボルをメッセージとして送信する。続けて、消失していた変数ノードのノード値を、関数ノードからのメッセージで更新する。ノード値の更新後、再び関数ノードへ向けてメッセージを送信する。上記の操作を十分回数繰り返すことで符号語の消失訂正が可能となる。符号化フレームレス ALOHA では、前述の SIC によるパケットの復調と消失訂正を互いに繰り返し行うことで情報パケットの復号を行う。

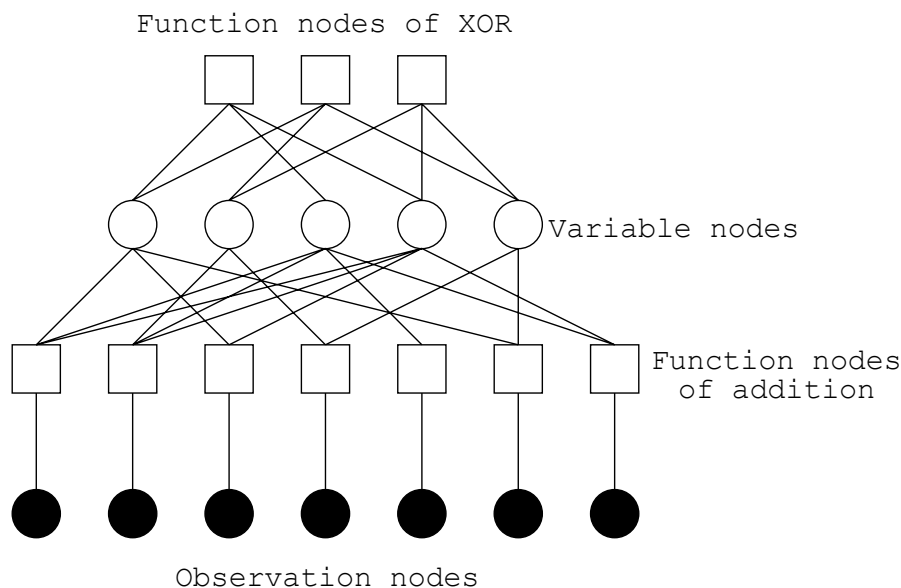


図 4.3.3-3 符号化フレームレス ALOHA の 4 部グラフ

フレームレス ALOHA と LDPC 符号はそれぞれ 3 部グラフ、2 部グラフを用いて表現可能であるため、符号化フレームレス ALOHA はこれらを結合した一つのグラフを用いて表現することができる。図 4.3.3-3 に、符号化フレームレス ALOHA に対応する 4 部グラフの例を示す。グラフ上部は LDPC 符号のタナーグラフに対応し、タナ

ーグラフの変数ノードはそのままフレームレス ALOHA の 3 部グラフにおける変数ノードとなる。

#### 4.3.3.4. パケット損失確率の解析

フレームレス ALOHA における SIC を用いた復調、LDPC 符号の和積復号法はそれぞれメッセージ交換アルゴリズムとして記述され、どちらも密度発展法から解析が可能である。そこで本項では、符号化フレームレス ALOHA の PLR 特性を、図 4.3.3-3 に示したような 4 部グラフに対して密度発展法を適用することで解析する。

##### 4.3.3.4.1. フレームレス ALOHA に対応する 3 部グラフ内の次数分布

まず、4 部グラフ下部のフレームレス ALOHA に対応する 3 部グラフにおける次数分布について考える。各時間スロットにおいて、 $N$  台のセンサ端末が送信確率  $p$  に基づいて送信を行うため、関数ノードが次数  $k$  を持つ確率  $R_k^{\text{ch}}$  は、

$$R_k^{\text{ch}} = \binom{N}{k} p^k q^{N-k}$$

で与えられる。ただし、 $q = 1 - p$  とした。また、部分グラフ内の枝について着目すれば、次数  $k$  の関数ノードに接続されている枝の割合  $\rho_k^{\text{ch}}$  は、

$$\rho_k^{\text{ch}} = \frac{k R_k^{\text{ch}}}{\sum_{j=1}^N R_j^{\text{ch}}}$$

と表すことができる。以上より、関数ノードの枝に基づく次数分布  $\rho^{\text{ch}}(x)$  を次式より定義する。

$$\rho^{\text{ch}}(x) \triangleq \sum_{k=1}^N \rho_k^{\text{ch}} x^{k-1}$$

また、変数ノードについては、各符号語ブロックは確率  $p_p$  で送信されるとみなすことができるため、時間スロット数を  $T$  とすれば、変数ノードが次数  $k$  を持つ確率  $L_k^{\text{ch}}$  は、

$$L_k^{\text{ch}} = \binom{T}{k} p_p^k q_p^{T-k}$$

となる。ただし  $q_p = 1 - p_p$  とした。以上より、変数ノードのノードに基づく次数分布  $L^{\text{ch}}(x)$  を次式で定義する。

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

##### 4.3.3.4.2. LDPC 符号に対応するタナーグラフ内の次数分布

次に、4 部グラフ上部のタナーグラフに対応する次数分布について考える。フレームレス ALOHA の 3 部グラフにおいては、設計可能なパラメータはターゲット次数から決定される送信確率、及びブロック数  $B$  のみであったため、次数分布の設計に大きな制約が存在する。



一方 LDPC 符号のタナーグラフでは、検査行列内の行重み、列重みを任意に設定可能であるため、タナーグラフの次数分布もこれらに併せて任意に設定可能となる。変数ノードのノードに基づく次数分布 $L^{\text{co}}(x)$ は、検査行列内の列が重み $k$ を持つ確率 $L_k^{\text{co}}$ を用いて、

$$L^{\text{co}}(x) \triangleq \sum_k L_k^{\text{co}} x^k$$

と定義される。また、関数ノードの枝に基づく重み分布は、検査行列内の行が重み $k$ を持つ確率 $R_k^{\text{co}}$ を用いて、

$$\begin{aligned} \rho^{\text{co}}(x) &\triangleq \sum_k \rho_k^{\text{co}} x^{k-1} \\ &= \sum_k \frac{k R_k^{\text{co}}}{\sum_j j R_j^{\text{co}}} x^{k-1} \end{aligned}$$

と定義される。

#### 4.3.3.4.3. 密度発展法に基づく解析

上記の次数分布を用い、SIC と消失訂正を行った後の PLR を導出する。ここでは簡単のため、SIC と消失訂正を同時に行うものとして解析を行うが、SIC を十分回数繰り返した後消失訂正を行い、その後再び SIC を行う場合についても最終的な PLR は不変である。

変数ノードから 3 部グラフ及びタナーグラフの関数ノードへ向けて消失メッセージが送信される確率を $x_l$ とする。また、3 部グラフの関数ノードから変数ノードへ消失メッセージが送られる確率を $w_l^{\text{ch}}$ 、タナーグラフの関数ノードから変数ノードへ消失メッセージが送られる確率を $w_l^{\text{co}}$ とする。ただし、 $l$ は繰り返し回数に関するインデックスである。

関数ノードから変数ノードへのメッセージ送信を考える。関数ノードが消失メッセージを送信しない場合は、メッセージ送信先である変数ノードを除いた全ての関数ノードから消失でないメッセージが受信された場合である。したがって、関数ノードから変数ノードへ消失メッセージが送られる確率は、

$$\begin{aligned} w_l^{\text{ch}} &= 1 - \rho^{\text{ch}}(1 - x_{l-1}) \\ w_l^{\text{co}} &= 1 - \rho^{\text{co}}(1 - x_{l-1}) \end{aligned}$$

となる。

変数ノードにおいては、3 部グラフ、タナーグラフのいずれかの関数ノードから消失でないメッセージが一つでも受信された場合、その符号語ブロックは正しく復号される。したがって、変数ノードが消失メッセージを送る場合は、接続されている全ての関数ノードから消失メッセージが受信された場合となるため、

$$x_l = L^{\text{ch}}(w_l^{\text{ch}}) L^{\text{co}}(w_l^{\text{co}})$$

となる。十分大きな繰り返し回数 $l$ に対し、消失している変数ノードの割合は $x_l$ で与えられる。特に $B = N_p$ の場合、 $x_l$ はビット誤り率を与える。ここで、各変数ノードは送信パケットである符号語ブロックに対応しており、一つの情報パケットは $B$ 個の符号語ブロックから構成されている。パケット損失は、 $B$ 個の符号語ブロックのうち一つでも消失していた場合に生じるため、最終的な PLR  $p_e$ は、

$$p_e = 1 - (1 - x_l)^B$$

で与えられる。

#### 4.3.3.5. 数値例

最後に、符号化フレームレス ALOHA のパケット損失確率、及びスループットを評価する。ここでは例として、行重み 6、列重み 3、符号化率 $R = 1/2$ の正則 LDPC 符号を消失訂正符号として用いる。この符号は行、列重みがそれぞれ正則であるため、次数分布については $L^{co}(x) = x^3$ 、 $\rho^{co}(x) = x^5$ となる。

まず、符号化フレームレス ALOHA の PLR 特性を評価する。比較のため、通常のフレームレス ALOHA についても PLR を評価する。センサ端末数を $N = 100$ 、情報ビット数を $K = 250$ 、ターゲット次数は $G = 3.09$ とした。

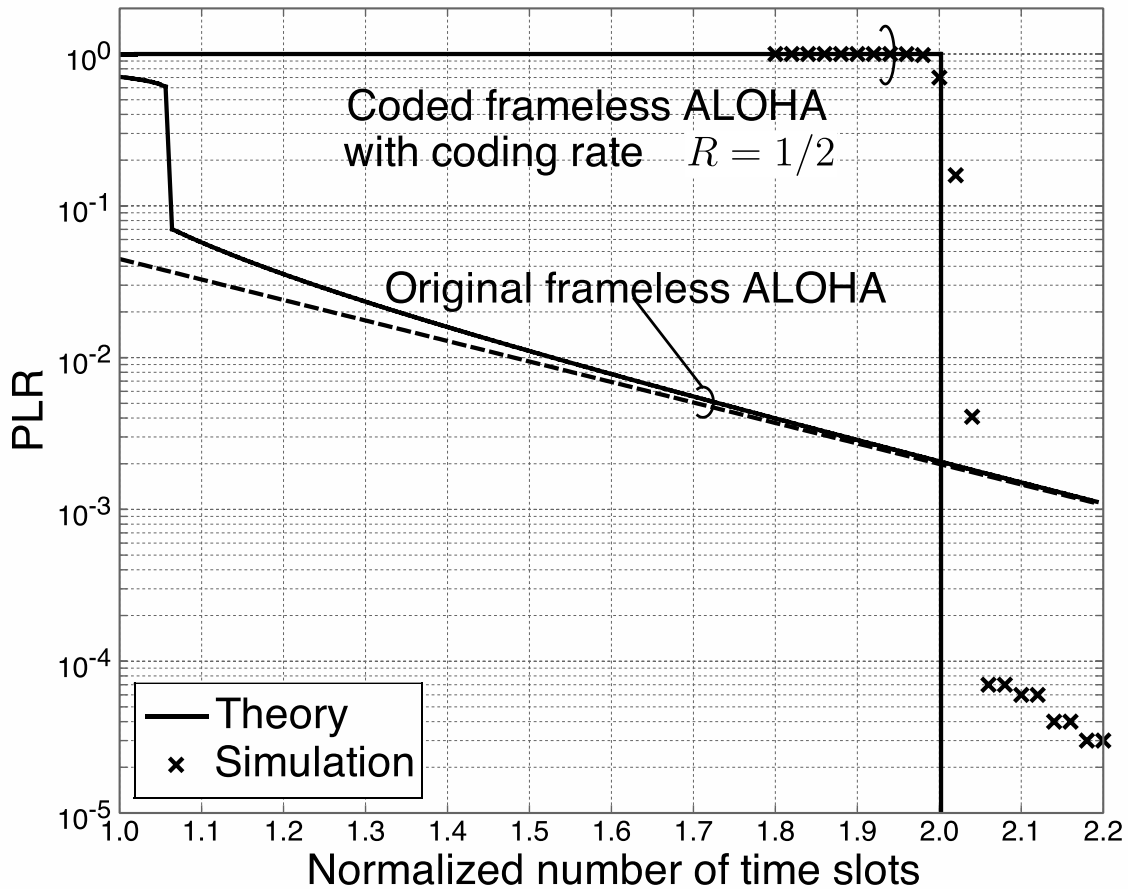


図 4.3.3-4 フレームレス ALOHA と符号化フレームレス ALOHA の理論的な PLR 特性。破線は従来のフレームレス ALOHA の PLR に対する下界である。

図 4.3.3-4 に符号化フレームレス ALOHA、及び通常のフレームレス ALOHA の PLR 特性を示す。符号化フレームレス ALOHA については計算機シミュレーションから求めた実際の PLR 特性をマーカーで示している。通常のフレームレス ALOHA については、次式で与えられる PLR の下界も併せて示す。

$$x^{LB}(t) = (1 - p)^t$$

ただし、 $t$  は時間スロット数を表す。また、横軸には正規化時間スロット数  $\bar{t}$  を示しており、通常のフレームレス ALOHA に対しては  $\bar{t} = t/N$ 、符号化フレームレス ALOHA では  $\bar{t} = (t/N) \times (N_p/BK)$  で与えられる。通常のフレームレス ALOHA では PLR に対する下界が存在するのに対し、符号化フレームレス ALOHA では、SIC によって十分数の符号語ブロックが復調されれば残り全ての符号語ブロックを復号できるため、理論特性においては PLR を 0 にすることが可能であることが確認できる。しかし、シミュレーション結果では  $10^{-5}$  程度のエラーフロアが生じている。これは停止集合とよばれる、全く同じパリティ検査に参加している符号語ビットの集合が存在することによるものと考えられる。符号語長が長く

なるにつれて符号語の中に停止集合が存在する確率は減少するため、エラーフロアは次第に解消される。一方で、ここでは符号化率 1/2 の消失訂正符号を接続しているため、情報パケットを復号するためにより多くの時間スロットが必要となっている。

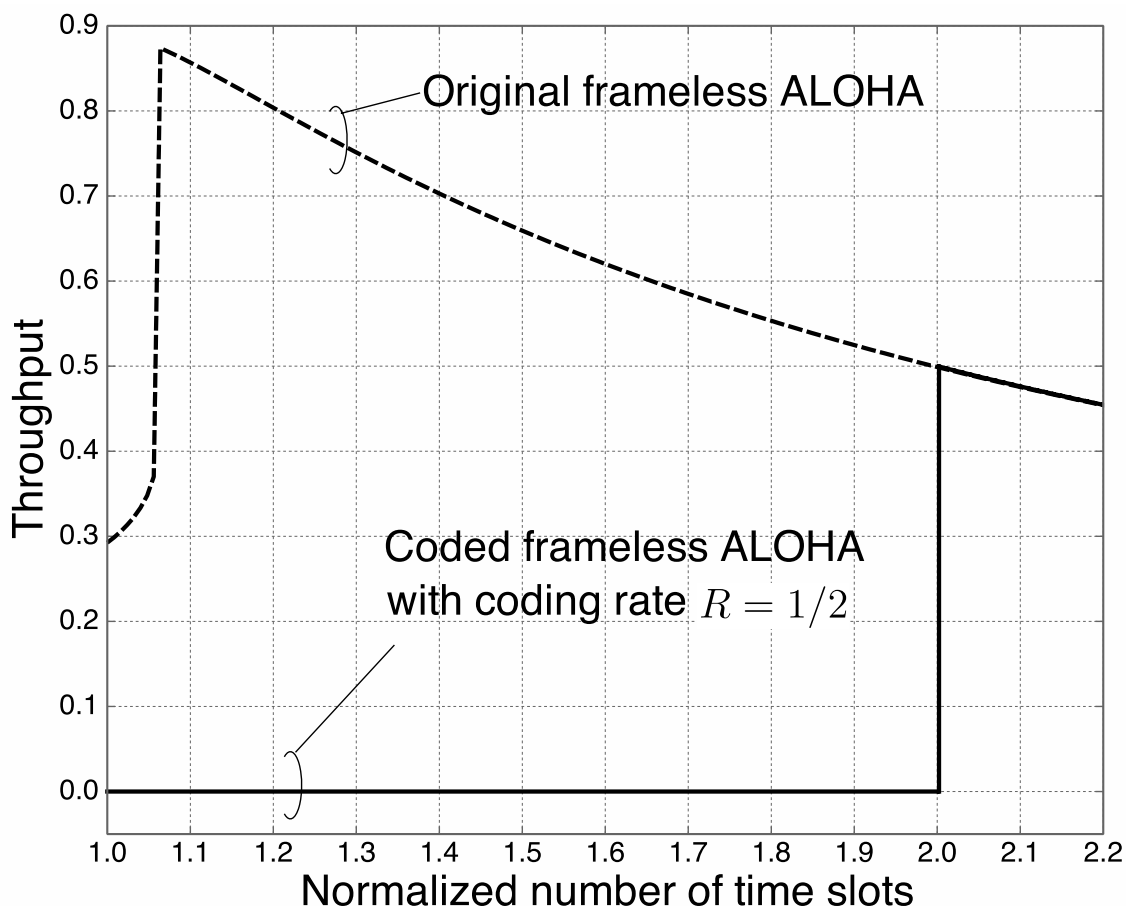


図 4.3.3-5 フレームレス ALOHA と符号化フレームレス ALOHA の理論スループット特性

図 4.3.3-5 に、符号化フレームレス ALOHA 及び通常のフレームレス ALOHA のスループット特性を示す。ここで、スループットは復号に成功したパケット数を時間スロット数で割ることで求められる。同図より、消失訂正符号を接続することで冗長性が付与され、達成可能な最大スループットが低下してしまうことが確認できる。しかし、上記の例においては符号化率 1/2 という低符号化率の LDPC 符号が用いられており、より高い符号化率の符号を用いることで、高いスループットを達成することが可能となる。

表 4.3.3-1 フレームレス ALOHA 及び符号化フレームレス ALOHA において達成されるスループットの平均と分散

	フレームレス ALOHA	符号化フレームレス ALOHA
平均	0.829	0.488
分散	$1.33 \times 10^{-3}$	$9.98 \times 10^{-6}$

表 4.3.3-1 に、 $[\alpha N]$ 個の packets が復号された時点で達成されたスループットの平均値と分散を示す。ここではしきい値として  $\alpha = 0.8$  とした。平均スループットは冗長性を付加していない通常のフレームレス ALOHA が優っているのに対し、消失訂正符号を用いることでスループットの分散を小さく抑えることが可能となっている。したがって、より高い符号化率の消失訂正符号を用いることで、高信頼性を実現しつつ高いスループットを達成することが可能になると考えられる。

#### 4.3.3.6. 本項のまとめ

本項では、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、符号化フレームレス ALOHA に基づく通信を検討し、理論的な PLR を導出した。符号化フレームレス ALOHA では、各センサ端末は事前に自身の情報 packets に対して消失訂正符号化を行い、得られた符号語をブロックに分割して送信することで、従来のフレームレス ALOHA に存在していた PLR の下界を完全に解消することが可能となることを明らかにした。加えて、消失訂正符号を用いることでスループットの分散を小さく抑えることが可能となることを計算機シミュレーションより示した。

加えて、路側(路上)センサから車両への情報配信にあたっては、受信車両間で協調して受信 packets を交換することで PLR を改善可能であることを前年度報告において明らかにした。今回検討した符号化フレームレス ALOHA に対しても受信車両間協調は有効であり、これらを組み合わせて最適化することで高効率かつ高信頼な情報配信が実現可能である。

#### 参考文献

- [4.3.3.1] N. Abramson, “The ALOHA system: Another alternative for computer communications,” in *Proc. Fall Joint Computer Conf.*, pp. 281–285.
- [4.3.3.2] 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.
- [4.3.3.3] 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.
- [4.3.3.4] T. Richardson and R. Urbanke, *Modern Coding Theory*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2008.
- [4.3.3.5] 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. あらゆる通信路環境でロバスト性を有する多次元空間結合 RA 符号化協調を用いた車両群・基地局間通信

##### 4.3.4.1. 研究背景

協調型自動運転システムでは近傍に存在する車両同士が相互に制御情報や周辺状況を交換し、互いの制御を協調的に行う。一方で遅延や情報量の問題から、これらの協調的動作は通信範囲内にいる車両同士のみで行うのが一般的であり、車両群全体を分散的な情報交換・判断で協調制御していくことは難しい。そこで各車両が逐次的に車両の制御情報や周辺情報を基地局に送信し、クラウドコンピューティングによって高度な状況判断や大局的な制御を行うことが考えられる。この場合、各車両の制御情報は中央管理されるため、車両群全体に対して適切な走行速度や走行ルートを示すことが可能となり、交通事故の防止や渋滞の緩和が期待できる。一方で、このような技術の実現のためには、高信頼かつ低遅延な通信が必要不可欠である。しかし無線通信では、フェージングやシャドウイングと呼ばれる物理現象によって受信信号電力そのものが確率的に変動するため、いかなる誤り訂正符号を用いても通信路における誤り確率を零にすることができない。

この問題を解決する手段として、近傍に存在する各車両がお互いに協調し合い、車群全体で一つの誤り訂正符号を構成する符号化協調通信が知られている[4.3.4.1]。符号化協調通信では、各車両はそれぞれ自身の情報をブロードキャストし、車両間で情報の共有を行う。その後、共有された情報を用いて誤り訂正符号化を行い、冗長ビットを基地局に送信する。増幅・転送(Amplify-and-Forward)協調や復号・転送(Decode-and-Forward)協調といった協調通信方式では、同一のパケットを統計的に独立な複数の通信路を経由して送信する。これは単純な繰り返し符号と考えることができ、通信路の変動による影響は大幅に緩和できるものの、符号そのものによる誤り訂正能力はほとんど期待できない。一方、符号化協調では、車群全体で一つの強力な誤り訂正符号を構成するため、ダイバーシチ利得に加えて、高い符号化利得を得ることができる。ゆえに符号化協調通信によって、送信電力が限られた状況においても、フェージング・シャドウイングといった物理現象の影響を緩和し、より高信頼で安定した通信が実現できる。

近年、低演算量で符号化が可能で、特に優れた復号特性をもつ空間結合RA符号が文献[4.3.4.2]において提案されている。この符号に基づいた符号化協調通信として、文献[4.3.4.3]において、空間結合RA符号化協調(SC-RA-CC: Spatially Coupled Repeat-Accumulate Coded Cooperation)が提案されている。SC-RA-CCは、従来の低密度生成行列(LDGM: Low-Density Generator Matrix)符号に基づく符号化協調方式と比較して、高い符号化利得を達成することが示されている。SC-RA-CCではその優れた復号特性だけでなく、単純なビット繰り返しと、単一の遅延素子にのみによって構成されるRepeat-Accumulate(RA)符号[4.3.4.4]を用いており、演算量の増加や、符号化による遅延を招かない。また、各車両が送信する情報パケットが短い場合においても、車群全体

で効果的に長い符号語を構成でき、これにより優れた復号特性を得ることができることが示されている。

しかしながらSC-RA-CCでは、通信路で誤り確率の高い状況が続くバースト誤りが発生した場合、繰り返し復号が停止し、特性が著しく劣化することが報告されている[4.3.4.5]。これはフェージングによって、受信信号電力が長期間落ち込んだときに対応し、シャドウイングや低速フェージングのような時間的に緩やかな変動を持つ通信路では、SC-RA-CCの復号特性は劣化すると考えられる。車群・基地局間通信では様々な通信路環境が想定される一方、自動制御において通信の誤りは事故などの危険性を増大される。このため、どのような状況であっても、高信頼な通信を保証する必要がある。

そこで本項では、あらゆる通信路環境において安定した通信を実現するため、特に劣悪な2つのフェージングモデルを考え、これらの状況において安定して高品質な通信を実現する多次元空間結合RA符号化協調(MD-SC-RA-CC: Multi-Dimensional SC-RA-CC)を提案する。次目以降では、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。最後に計算機シミュレーションによって、その特性を評価する。

#### 4.3.4.2. システムモデル

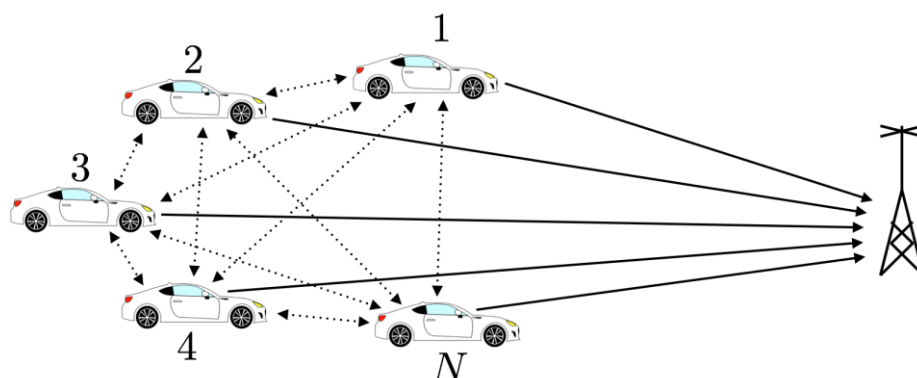


図 4.3.4-1 本項で想定する車両群・基地局間通信ネットワーク



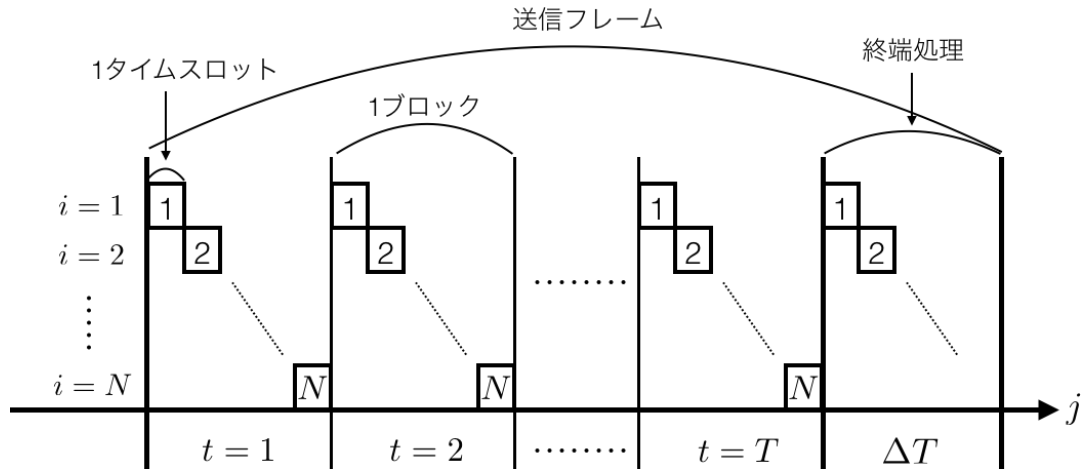


図 4.3.4-2 ネットワークの送信スケジュール

本項では図 4.3.4-1 に示すように、 $N$ 台の車両が共通する一つの基地局に向けて情報を送信するネットワークを想定する。各車両は 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。各車両は  $M$  ビットの情報 packets を  $T$  個もつ。

図 4.3.4-2 は本項で議論されるネットワークの送信スケジュールを示す。ネットワークの送信フレームは  $T + \Delta T$  個の送信ブロックによって構成される。各ブロックは  $N$  個のタイムスロットを含み、 $i = 1, 2, \dots, N$  番目のタイムスロットは  $i$  番目の車両が情報を送信することに対応する。また  $\Delta T$  個のブロックはネットワークの終端処理のために用いられる。 $T$  個のブロックが終了した後、終端処理として各車両はメモリに残存した情報 packets からパリティ packets が生成し、基地局に送信する。

$t = 1, 2, \dots, T$  番目のブロックにおいて  $i$  番目の車両が送信する情報 packets を  $\mathbf{u}_i^{(t)}$  とする。各情報 packets は  $i$  と  $t$  に対して統計的に独立である。本節では説明の簡略化のために、スロットインデックス  $j = i + (t - 1) \cdot N$  を導入し、 $t$  番目のブロックにおいて  $i$  番目の車両により送信された packets を  $\mathbf{u}_j \triangleq \mathbf{u}_i^{(t)}$  と記述する。

符号化協調通信を行うとき、各車両はブロックごとに自身の情報 packets を他車両と基地局にブロードキャストする。このとき他車両はその情報 packets を受信し、自身のメモリの中に格納する。次に送信スケジュールにより決められたスロットにおいて対応する車両は自身のメモリに格納された他車両の情報 packets からパリティ packets  $\mathbf{p}_j$  を生成し、それを基地局に送信する。これを全スロットにおいて対応する車両が行うことにより符号化協調通信が行われる。

本項では変調方式として BPSK(Binary Phase-Shift Keying) を仮定し、ブロック  $t$  で車両  $i$  が送信する信号ベクトルを  $\mathbf{x}_i^{(t)} \in \{+1, -1\}^{2K}$  とする。基地局で受信される信号ベクトル  $\mathbf{y}_i^{(t)}$  は以下の式で定義される。

$$\mathbf{y}_i^{(t)} = h_i^{(t)} \mathbf{x}_i^{(t)} + \mathbf{n}_i^{(t)}$$

ただし $h_i^{(t)}$ はブロック $t$ における車両 $i$ と基地局の間のチャネル係数であり、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。チャネル係数は基地局において既知であると仮定する。 $n_i^{(t)}$ は受信機で生じる熱雑音であり、平均0、分散 $N_0$ の複素ガウス分布に従う確率変数である。 $N_0$ は片側雑音電力密度を示す。各車両は互いに近傍に位置するため、車両間の通信では受信信号電力が十分に高く、誤りなく通信が可能であるとする。

本項においては、提案方式のロバスト性を明確に評価するため、短時間でチャネル係数が増化する通信路と、長期間チャネル係数が増えない2種類の通信路に対して評価を行う。前者は、チャネル係数 $h_i^{(t)}$ がブロックごとに変化する通信路と定義し、1-ブロックレイリーフェージング通信路と呼ぶ。つまりチャネル係数はブロック $t$ と車両 $i$ に対して統計的に独立である。このモデルは通信路環境が比較的高速に変化する場合に対応する。一方、後者はチャネル係数 $h_i^{(t)}$ が $T + \Delta T$ 個のブロックにおいて一定である通信路と定義し、 $T$ -ブロックレイリーフェージング通信路と呼ぶ。つまりチャネル係数は車両 $i$ のみにに対して統計的に独立である。このモデルは通信路環境が低速に変化する場合に対応する。

ブロックレイリーフェージング通信路は高信頼な車両群・基地局間通信を実現するにあたり、最も困難な通信環境であると言える。よって、以下の議論においてはブロックレイリーフェージング上でのMD-SC-RA-CCの特性について議論する。

#### 4.3.4.3. 多次元空間結合 Repeat-Accumurate 符号化協調

##### 4.3.4.3.1. 符号化法

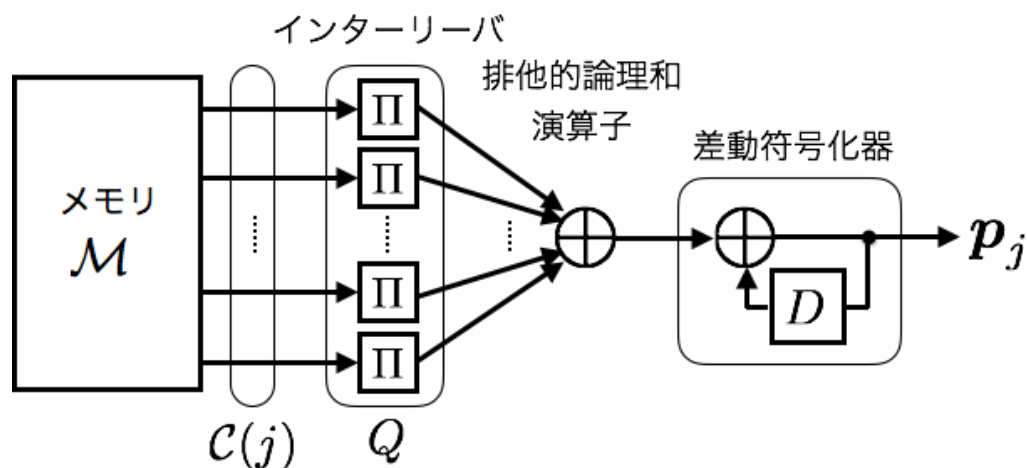


図 4.3.4-3 スロット $j$ ・車両 $i$ の符号化器

図 4.3.4-3 に、スロットインデックス $j$ のときの車両 $i$ の符号化器を示す。符号化器はメモリとインターリーバ、排他的論理和演算子、差動符号化器から構成される。メモリはスロット $j$ 以前にブロードキャストされた他車両の情報パケットを格納している。このメモリから $v_q (q \in 1, \dots, Q)$ スロット前に受信された情報パケットが選択され、それ

らを符号化することによりパリティパケットが生成される。この情報パケットの選択を決定するパラメータの集合を結合の基底ベクトル $\mathbf{v}$ と定義し、以下の式で表す。

$$\mathbf{v} = (v_1, \dots, v_Q, \dots, v_Q)$$

ベクトル $\mathbf{v}$ は MD-SC-RA-CC の符号化法を一意に決定するため、その復号特性はベクトル $\mathbf{v}$ によって大きく変化する。よって、ブロックレイリーフェージング環境で最も優れた復号特性を示す符号化法を見つけ出す必要があり、このベクトル $\mathbf{v}$ の最適化については後ほど議論する。ベクトル $\mathbf{v}$ のサイズを $Q$ とし、 $W$ をメモリサイズのパラメータとする。以上から、車両 $i$ は $(WN - 1)$ スロット前より後のスロットで受信した情報パケットの集合の中から $Q$ 個の情報パケットを選択可能である。

スロット $j$ のとき車両 $i$ が符号化のために用いる情報パケットのスロットインデックスの集合は以下のように定義される。

$$C(j) = \{m | m \in \{j - (WN - v_1), \dots, j - (WN - v_Q)\}, m > 0\}$$

$m > 0$ の条件が付加されているため、集合のサイズは $0 \leq |C(j)| \leq Q$ となる。したがって、 $|C(j)| = 0$ のときパリティパケットは生成されない。

説明の簡略化のため、スロット $j$ のとき車両 $i$ が他車両にブロードキャストした情報パケットが符号化に用いられるときのスロットインデックスの集合を $\mathcal{V}(j)$ とし、以下の式で表される。

$$\mathcal{V}(j) = \{j + v_1, \dots, j + v_Q\}$$

ただし集合 $\mathcal{V}(j)$ のサイズは常に $Q$ である。以上の定義のもと、MD-SC-RA-CC の符号化法を説明する。集合 $C(j)$ のスロットインデックスに対応する情報パケットがメモリから出力され、インターリーバに入力される。すべてのインターリーバは統計的に独立であり、本項では S-random インターリーバ[4.3.4.6]を用いる。インターリーバから出力されたパケットは排他的論理和演算子に入力される。その出力系列は差動符号化器で符号化され、スロット $j$ のパリティパケット $\mathbf{p}_j$ が生成される。最後に情報パケット $\mathbf{u}_j$ とパリティパケット $\mathbf{p}_j$ によってスロット $j$ の符号語が構成される。

ここで、従来方式である SC-RA-CC の符号化法は基底ベクトル $\mathbf{v}$ の特別な場合であり、 $\mathbf{v} = (1, 2, \dots, Q)$ として表現される。SC-RA-CC におけるすべてのパリティパケットは $Q$ スロット前までに受信された情報パケットのみから生成される。つまり SC-RA-CC の符号化方法は基底ベクトルのサイズ $Q$ のみに依存すると言える。

#### 4.3.4.3.2. 多次元空間結合 RA 符号化協調のグラフ表現

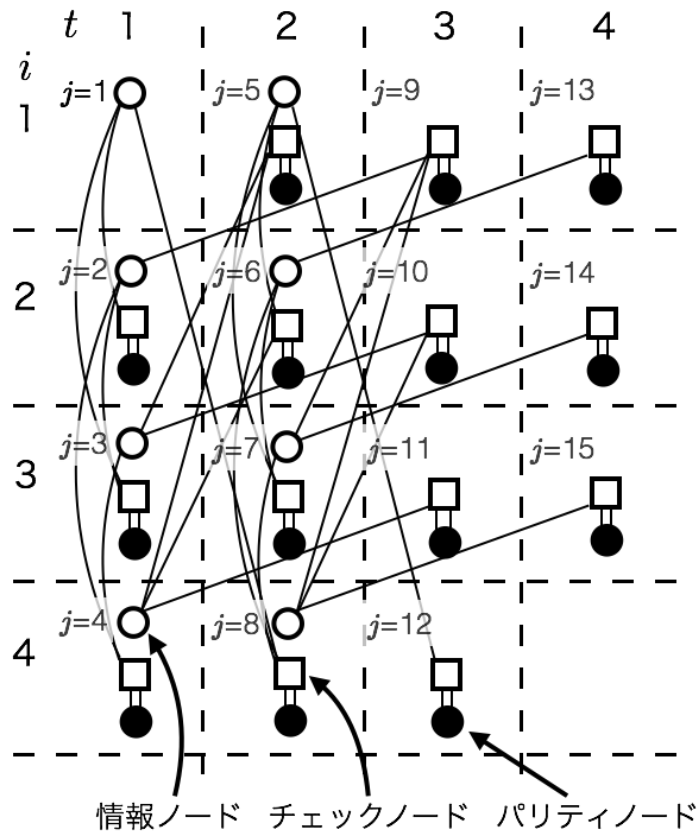


図 4.3.4-4 MD-SC-RA-CC のプロトグラフ表現

ここでは MD-SC-RA-CC の符号化法を視覚的かつ簡潔に表すグラフ表現を説明する。図 4.3.4-4 はパラメータを車両数  $N=4$ 、ブロック数  $T=2$ 、メモリサイズのパラメータ  $W=2$ 、基底ベクトルのサイズ  $Q=3$ 、基底ベクトル  $\mathbf{v}=(1,2,7)$  に設定したときの MD-SC-RA-CC のプロトグラフ表現である。図 4.3.4-4 において、縦軸は車両番号  $i$  に対応し、横軸はブロック番号  $t$  に対応する。ブロック 1 とブロック 2 は送信フレームの  $T$  個のブロックに対応し、ブロック 3 とブロック 4 は  $\Delta T$  の終端処理に対応する。点線によって囲まれた各領域は情報パケットとパリティパケットによって構成される符号語を表す。さらに各領域は  $j=1,2,\dots,16$  と番号付けされ、それぞれスロットインデックスに対応する。

白丸の情報ノード  $j$  は情報パケット  $\mathbf{u}_j$  に対応し、黒丸のパリティノード  $j$  はパリティパケット  $\mathbf{p}_j$  に対応する。また四角のチェックノード  $j$  はパリティパケット  $\mathbf{p}_j$  の制約式に対応する。先で述べたように、結合の基底ベクトル  $\mathbf{v}$  はパリティパケットの生成に使用される情報パケットを一意に決定する。これは MD-SC-RA-CC におけるプロトグラフのエッジの構成は基底ベクトル  $\mathbf{v}$  によって決定されることに対応する。例として図 4.3.

4-4の情報ノード1に注目する。情報ノード1のエッジはチェックノード2、3、8とそれぞれ結合している。それは結合の基底ベクトルが $\mathbf{v} = (1,2,7)$ であり、 $\mathcal{V}(j)$ は $\{2, 3, 8\}$ となるからである。

図 4.3.4-4 から明らかなように、パラメータ $Q$ は情報ノードと結合するエッジの数に対応し、パラメータ $W$ は各情報ノードのエッジが結合可能なチェックノードの範囲を決定する。図 4.3.4-4 では $Q = 3$ 、 $W = 2$ であるので、情報ノード1のエッジは3本存在し、2から8までのチェックノードと結合可能である。

次に、MD-SC-RA-CC のプロトグラフ表現と符号化法との対応関係について説明する。MD-SC-RA-CC の符号化法において、パリティパケット $\mathbf{p}_j$ は集合 $\mathcal{C}(j)$ の-slotインデックスに対応する情報パケットから生成される。一方 MD-SC-RA-CC のプロトグラフ表現において、チェックノード $j$ は集合 $\mathcal{C}(j)$ のインデックスに対応する情報ノードとエッジによって結合する。ただし、プロトグラフ表現における情報ノードとチェックノード間のエッジはインターリーバを含むことを表し、さらにチェックノードとパリティノード間の2本の平行なエッジは差動符号化器による符号化を表す。

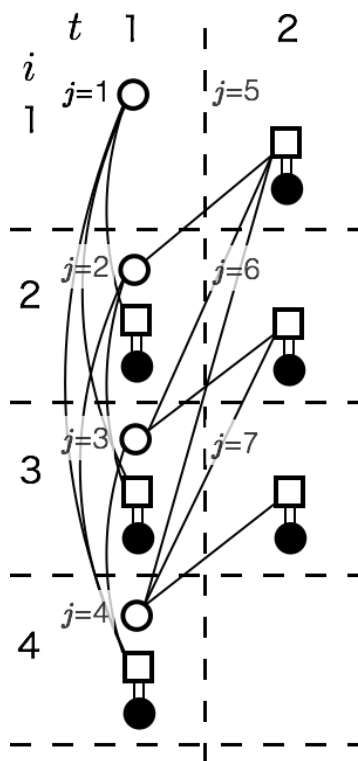


図 4.3.4-5 SC-RA-CC のプロトグラフ表現

MD-SC-RA-CC と従来方式の SC-RA-CC の違いを明確に示すため、図 4.3.4-5 に SC-RA-CC のプロトグラフ表現を記載する。パラメータは $N = 4$ 、 $T = 1$ 、 $Q = 3$ 、 $W = 1$ 、 $\mathbf{v} = (1,2,3)$ とする。SC-RA-CC のプロトグラフにおいて、各エッジは一方方向のみに

結合しており、SC-RA-CCはMD-SC-RA-CCの特別なプロトグラフ構造であることがわかる。

#### 4.3.4.3.3. 多次元空間結合 RA 符号化協調の符号化率

ここではMD-SC-RA-CCの符号化率について述べる。MD-SC-RA-CCは空間結合符号に基づいているため、プロトグラフの構造が非正則になる。図4.3.4-4を一例にすると、プロトグラフ全体の両端のチェックノード $j=1$ と $j=15$ には情報ノードから1本のエッジのみが結合するのに対し、プロトグラフの中心のチェックノードには情報ノードから3本のエッジが結合している。これはチェックノードに結合したパリティノードが1つの情報ノード、もしくは3つの情報ノードから生成されることを表す。つまりMD-SC-RA-CCでは、各パリティノードは、そのプロトグラフ上での位置によって、それぞれ符号化率が異なるということがわかる。例では両端のパリティノードの符号化率が $1/4$ になるのに対して、プロトグラフの中心に位置するパリティノードの符号化率は $1/2$ となる。MD-SC-RA-CCのBP復号は符号化率が低く誤り訂正能力の高い両端のノードから復号を開始し、その復号は中心のノードに進む。MD-SC-RA-CCはこの特徴的な構造により優れた復号特性を生み出す一方、符号化率の低いパリティノードをより多く含むプロトグラフは、符号全体としての符号化率が小さくなってしまい、結果として帯域利用効率の低下につながる。

MD-SC-RA-CCの符号化率 $r$ は以下の式で与えられる。

$$r = \frac{NT}{NT + (NT + v_Q - v_1)} = \frac{NT}{2NT + v_Q - v_1}$$

$NT$ はネットワーク全体での情報パケットの数に対応し、 $(NT + v_Q - v_1)$ はネットワーク全体でのパリティパケットの数に対応する。また $(v_Q - v_1)$ は終端処理 $\Delta T$ において生成されるパリティパケットの数に対応する。車両数を $N = \infty$ またはブロック数を $T = \infty$ にすると $(v_Q - v_1)$ の影響を無視できるので、符号化率は $1/2$ となる。一方、結合範囲のパラメータ $W$ は $v_Q$ の変数であるので、 $W = \infty$ にすると符号化率は $0$ となる。したがって、パラメータ $W$ と符号化率 $r$ にはトレードオフの関係があると言える。

#### 4.3.4.4. 多次元空間結合 RA 符号化協調の符号化設計

ここでは、1ブロックレイリーフェージング通信路と $T$ ブロックレイリーフェージング通信路の両者において、それぞれ優れた復号特性を示すMD-SC-RA-CCの設計法について議論する。MD-SC-RA-CCのようなグラフ構造に基づく符号の符号化設計の手法として密度発展法[4.3.4.7]が一般的に用いられる。しかし、計算量の観点からブロックレイリーフェージング通信路に対して、直接的に密度発展法を実行することは難しい。そこで、ブロックレイリーフェージングの振る舞いを近似的に追従でき、また計算量を低く抑えることの可能なモデルとして、ブロック消失通信路(BEC: Block Erasure Channel)を導入する。以下ではBECモデルを仮定し、MD-SC-RA-CCの符号化設計について考える。

#### 4.3.4.4.1. ブロック消失通信路モデル

BEC は、確率 $\varepsilon$ で送信されたパケットの全ビットが消失し、確率 $(1 - \varepsilon)$ で送信されたパケットの全ビットが正しく受信される通信路と定義する。これは例えばブロックレイリーフェージングにおいて、符号語全体がフェージングの深い落ち込みによって誤ったケースに対応する。言い換えるならば、受信信号電力がある閾値を下回り、フレームの復調に失敗する確率と、BEC の確率 $\varepsilon$ が対応する。

さらに、1 ブロックレイリーフェージングに対応する 1-BEC と  $T$  ブロックレイリーフェージングに対応する  $T$ -BEC をそれぞれ導入する。1-BEC はブロック  $t$  と車両  $i$  に対して統計的に独立であるのに対し、 $T$ -BEC は車両  $i$  のもつ  $T$  個のパケット全てが確率 $\varepsilon$ で消失する。以下では、BEC において MD-SC-RA-CC の復号が停止する確率を復号失敗確率 (DEP: Decoding Error Probability)  $P_e$  と定義する。

#### 4.3.4.4.2. ブロック消失通信路における MD-SC-RA-CC の復号特性の下界

MD-SC-RA-CC の符号化設計のため、BEC における DEP の下界を導出する。1-BEC においては、情報ノード  $j$  が消失し、スロットの集合  $\mathcal{V}(j)$  に対応するパリティノードが全て消失したとき、必ず復号が停止する。この復号停止パターンは  $\varepsilon^{Q+1}$  の確率で発生し、これは全ての情報ノードにおいて独立に発生し得る。したがって、1-BEC 上での DEP の下界は以下の式で与えられる。

$$P_e \geq 1 - (1 - \varepsilon^{Q+1})^{NT}$$

次に  $T$ -BEC において復号が必ず停止する事象は、 $\lfloor (N + 1)/2 \rfloor$  以上の通信路が消失したときで与えられる。これは MD-SC-RA-CC の符号化率が瞬時の通信路容量よりも大きくなるためである。ゆえに  $T$ -BEC における DEP の下界は以下の式によって与えられる。

$$P_e \geq \sum_{i=0}^{\lfloor N/2 \rfloor} \binom{N}{i} (1 - \varepsilon)^i \varepsilon^{N-i}$$

#### 4.3.4.4.3. MD-SC-RA-CC の設計基準

ここでは導出した復号特性の下界に漸近するような MD-SC-RA-CC の符号設計について議論する。1-BEC ではプロトグラフ上に小ループが存在するとき、DEP 特性が劣化する。一例として、図 4.3.4-5 ではスロット 1, 2, 3, 4 の領域間で小ループが存在する。ここでスロット 1, 2 において伝搬したパケットが消失し、スロット 5 において伝搬したパケットも同様に消失したと仮定する。このときプロトグラフ上での復号はこの小ループで停止し、復号誤りが発生する。この消失パターンの発生確率は  $\varepsilon^3$  であり、下界を与える消失パターンの発生確率  $\varepsilon^4$  よりも明らかに大きい。ゆえに、1-BEC での符号化法の設計基準は「プロトグラフ上での小ループをできる限り少なくする」こととなる。

一方  $T$ -BEC では、ある車両から送信されたパケットが全て消失する可能性があり、このような場合には、小ループの除去のみでは復号特性を改善することができない。よって、この

問題を解決するための設計基準は、ある情報パケットとそれを用いて生成されたパリティパケットをできるだけ多くの異なる車両から基地局に送信することである。

以上から、MD-SC-RA-CC のプロトグラフの構造は小ループができるだけ少なく、情報ノードのエッジができるだけ多くの車両に対応するチェックノードと結合することが求められる。

#### 4.3.4.4.4. ブロック消失通信路での数値結果

上記の符号化法の設計基準が正しいことを示すため、BEC での数値結果を示す。パラメータは  $N = 5$ 、 $T = 100$ 、 $Q = 4$  とする。基底ベクトル  $\mathbf{v}$  を総当たりで探索することにより、2つの設計基準をより良く満たすベクトル  $\mathbf{v} = (2, 6, 8, 9)$  を得た。比較として、従来方式である SC-RA-CC に対応する  $\mathbf{v} = (1, 2, 3, 4)$  と、Progressive Edge Growth (PEG) アルゴリズム [4.3.4.8] によって得た、小ループを最も少ないベクトル  $\mathbf{v} = (1, 3, 4, 9)$  も同様に示す。

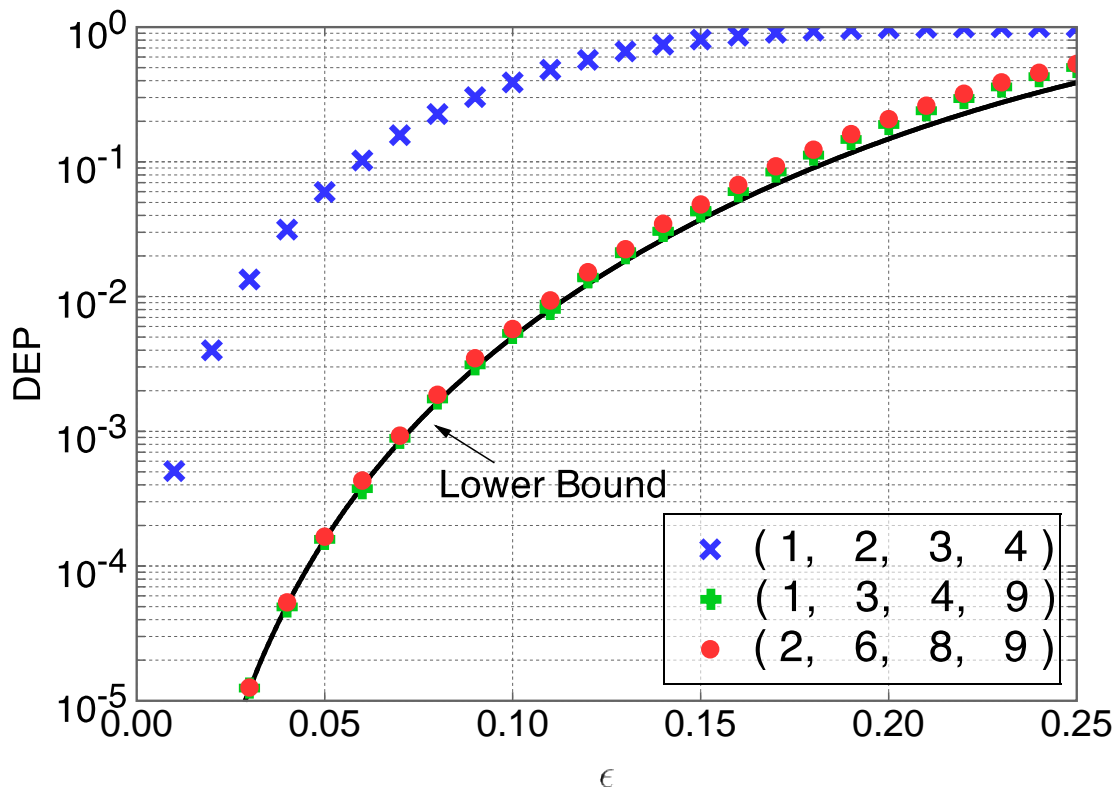


図 4.3.4-6 1-BEC における DEP 特性

図 4.3.4-6 に 1-BEC 上での  $(2, 6, 8, 9)$ 、 $(1, 2, 3, 4)$ 、 $(1, 3, 4, 9)$  の DEP 特性を示す。図から PEG アルゴリズムによって得た  $(1, 3, 4, 9)$  が下界に最も漸近していることがわかる。この結果は、1-BEC において小ループをできるだけ少なくするという設計基準が妥当であることを示す。一方、提案符号化法である 2つの設計基準を満たす結合の基底ベクトル  $(2, 6, 8, 9)$  も下界に十分漸近し



ており、ほぼ同じ DEP 特性を持つことがわかる。従来方式の SC-RA-CC に対応する(1,2,3,4)はより多くの小ループを持つため、他の二つの符号化法に比べ DEP 特性が劣化する。したがって、1ブロックレイリーフェージング通信路ではプロトグラフ上での小ループをできるだけ多く除去することが重要であると言える。

図 4.3.4-7 に T-BEC 上での DEP 特性を示す。各パラメータは 1-BEC の数値結果と同じである。符号化法の 2 つの設計基準を満たす基底ベクトル  $\mathbf{v} = (2, 6, 8, 9)$  は、5 つの統計的に独立な通信路を用いるのに対し、 $\mathbf{v} = (1, 3, 4, 9)$  は 4 つの通信路のみを用いている。しかしながら(2,6,8,9)と(1,3,4,9)の復号特性はほぼ一致している。これは BP 復号によって、異なる情報パケットに対する復号が進み、十分な繰り返し数が行われることで、復号に成功するためである。実際に復号回数に対する DEP 特性を図 4.3.4-8 に示す。図より提案結線法がより少ない繰り返しで低い DEP を達成していることがわかる。また基底ベクトル  $\mathbf{v} = (1, 2, 3, 4)$  の SC-RA-CC もまた 5 つの統計的に独立な通信路を用いているが、小ループの影響により他の 2 つの特性より劣化する。

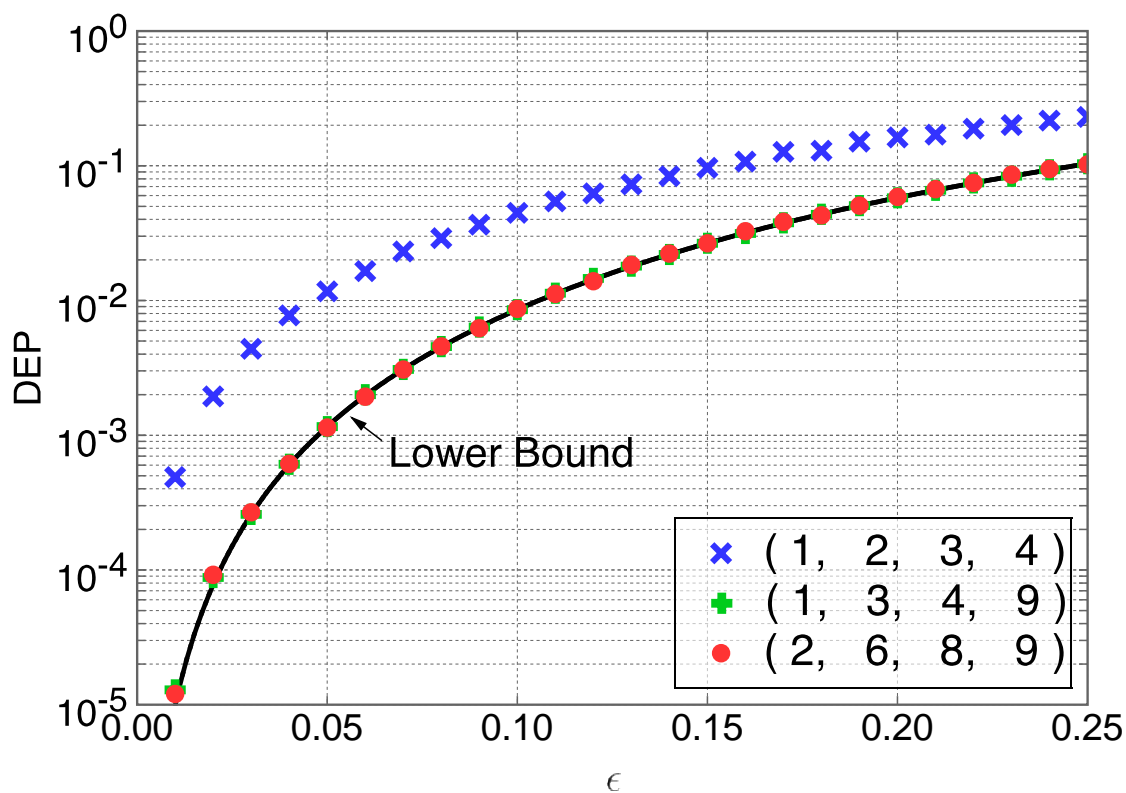


図 4.3.4-7 T-BEC における DEP 特性

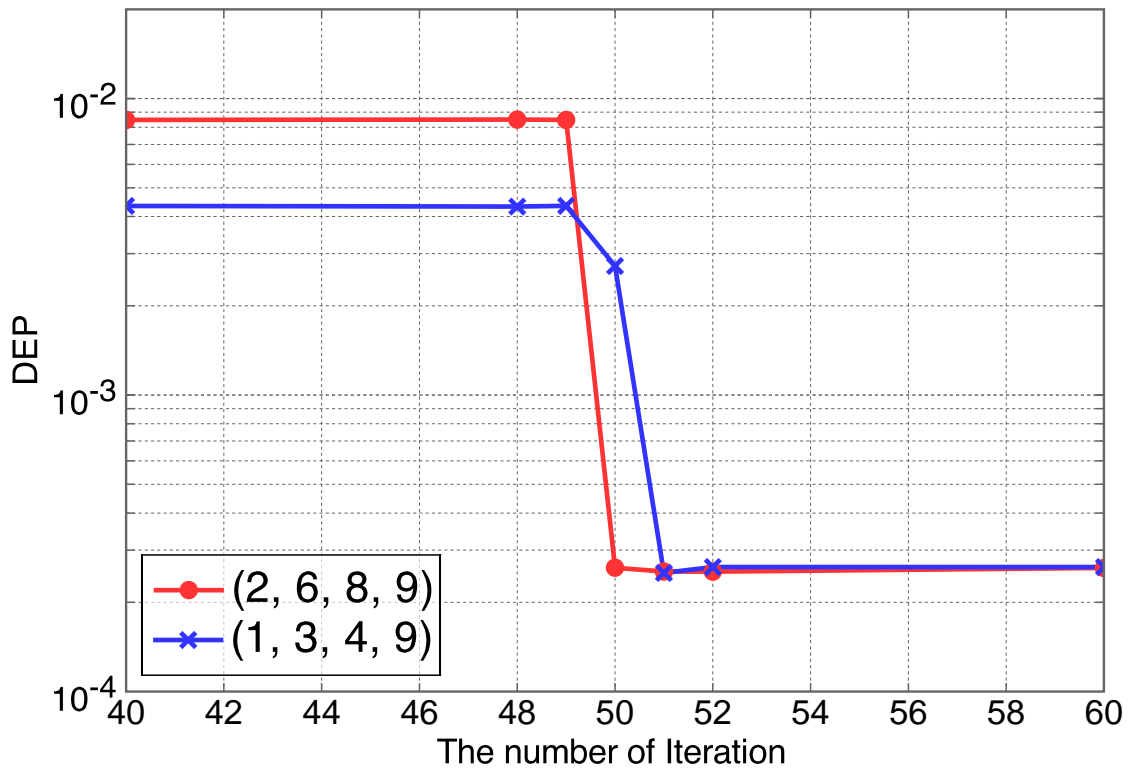


図 4.3.4-8 復号の繰り返し回数に対する DEP 特性

#### 4.3.4.5. 数値例

ブロックレイリーフェージング環境で最適化された基底ベクトルの提案方式の packet 誤り率 (PER: Packet Error Rate) を計算機シミュレーションにより評価する。シミュレーション諸元は表 4.3.4-1 の値を用い、MD-SC-RA-CC の基底ベクトルは  $\mathbf{v} = (2, 6, 8, 9)$  とする。S-random インターリーブの  $S$  パラメータは 7 に設定し、BP 復号として和積 (SP: Sum-Product) 復号を用いる。またその最大の復号繰り返し回数を 300 回とした。比較として、基底ベクトル  $\mathbf{v} = (1, 2, 3, 4)$  の SC-RA-CC の PER 特性も示す。

表 4.3.4-1 シミュレーション諸元

	MD-SC-RA-CC	SC-RA-CC
符号化率 $r$	0.478	0.490
車両の数 $N$		5
ブロックの数 $T$		20
エッジの数 $Q$		4
パケットサイズ $M$ [bits]		100

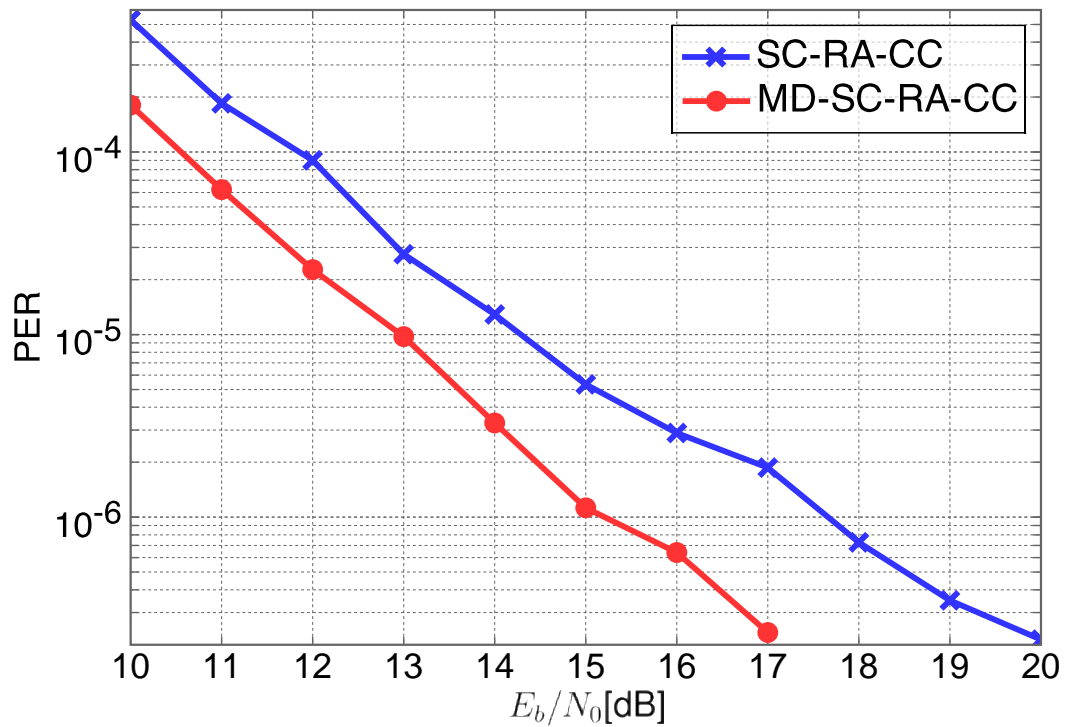


図 4.3.4-9 1 ブロックレイリーフェージング通信路上での MD-SC-RA-CC の DEP 特性

図 4.3.4-9 は 1 ブロックレイリーフェージング通信路上での MD-SC-RA-CC と SC-RA-CC の PER 特性である。横軸は  $E_b/N_0$  であり、 $E_b$  は 1 情報ビットあたりの受信信号エネルギーを表す。図より、従来方式である SC-RA-CC と比較すると MD-SC-RA-CC は約 3dB の利得を得ていることがわかる。一方、両者の傾きを比較すると、ほぼ同一に近く、ダイバースチ利得には大きな差はないと言える。これは BEC モデルでの結果と一致し、小ループを除去することにより高い符号化利得を得ることができると言える。

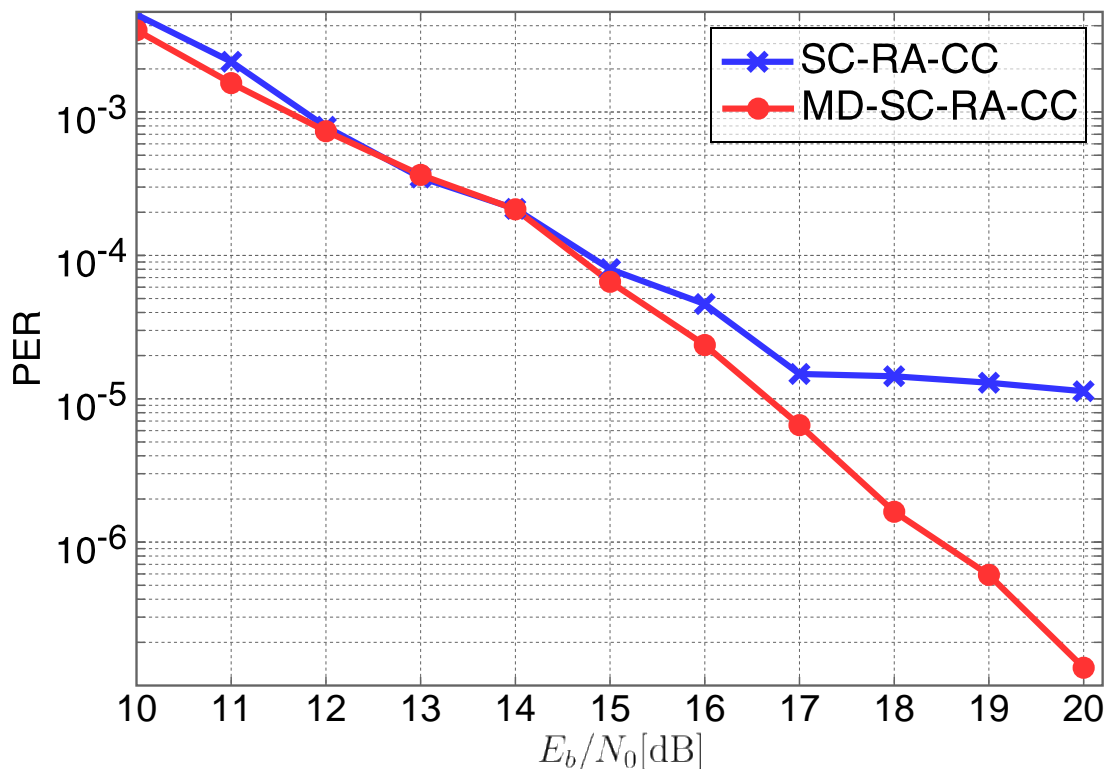


図 4.3.4-10  $T$ ブロックレイリーフェージング通信路上での MD-SC-RA-CC の DEP 特性

図 4.3.4-10 に、 $T$ ブロックレイリーフェージング通信路上での MD-SC-RA-CC と SC-RA-CC の PER 特性を示す。中程度の  $E_b/N_0$  領域においては両方式の誤り率特性は等しい。しかし高  $E_b/N_0$  領域では、SC-RA-CC の PER 特性がエラーフロアを示す一方、MD-SC-RA-CC の PER 特性は急峻な傾きを維持している。BEC モデルにおいて議論したように、この特性差は小ループの差異に関係する。これらの結果から、最適化された符号化法の MD-SC-RA-CC は様々なフェージング環境に対してロバストであると結論づけられる。

#### 4.3.4.6. まとめ

本項では、自動運転システムを支援する目的のもと、あらゆる通信路環境において高信頼な車両群・基地局間通信を実現する技術として、多次元空間結合 RA 符号化協調を検討した。単純化した通信路モデルである 1-BEC と  $T$ -BEC を仮定し、符号化法の最適化を行った。最適化された MD-SC-RA-CC を 1 ブロックレイリーフェージング通信路と  $T$ ブロックレイリーフェージング通信路において計算機シミュレーションにより評価し、MD-SC-RA-CC のロバスト性を示した。

## 参考文献

- [4.3.4.1] T. Hunter and A. Nosratinia, “Diversity through coded co- operation,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 283– 289, Feb. 2006.
- [4.3.4.2] S. Johnson and G. Lechner, “Spatially coupled repeat-accumulate codes,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 373–376, Feb. 2013.
- [4.3.4.3] N.Takeishi and K.Ishibashi, “Spatially coupled repeat-accumulate coded cooperation,” in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, New Orleans, LA, Mar. 2015, pp. 528–533.
- [4.3.4.4] D. Divsalar, H. Jin, and R. J. McEliece, “Cod- ing theorems for ‘turbo-like’ codes,” pp. 201- 210 in *Proc. 36th Allerton Conf. on Communi- cation, Control, and Computing*.
- [4.3.4.5] R. Ohashi, K. Kasai, and K. Takeuchi, “Multi-dimentional spatially- coupled codes,” in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, Istanbul, Turkey, Jul. 2013, pp. 2448–2452.
- [4.3.4.6] S. J. Johnson, *Iterative Error Correction*. Cambridge University Press, 2010.
- [4.3.4.7] T. Richardson and R. Urbanke, *Modern Coding Theory*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2008.
- [4.3.4.8] J. A. McGowan and R. C. Williamson, “Loop removal from LDPC codes,” in *Proc. IEEE Inf. Theory Workshop*, 2003, pp. 230–233.

## 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. 棲分け型協調中継アシストシステムの導入による市街地での平均遅延の改善

#### 4.4.1.1. 背景

ITSにおける車車間ブロードキャスト通信は、安全運転支援のみならず、将来の高度な自動走行における車車間の情報共有の手段として重要な役割を果たすことが期待されている。ただし車車間通信ブロードキャストを高度な自動走行システムに適用するためには、現在の安全運転支援への要求条件に比べてより高い通信信頼度と低遅延が要求されることが想定される。しかしながら道路環境での無線通信では、多重波伝搬によるフェージング、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パケットの誤りが発生し、通信信頼度が低下する。特に交差点など見通しが悪く多数の車両が集まる環境では注意が必要である。

現在の安全運転支援を目的とした車車間ブロードキャスト通信では通信信頼度の向上のために、送信間隔 100ms 程度で情報を定期的に送る複数回送信が採用されている。これによって、安全運転支援に必要な信頼度のレベル[4.4.1.1]をクリアしている。この場合、パケット損失が発生すると 100ms を単位とする遅延が発生するが、人間のドライバーが運転を行うことを前提としたシステムではこの程度の遅延は問題にならない。しかしながら、自動走行システムにおいては車両と車両が人間を介さずに直接、情報を交換して車両制御を行うことが想定されるため、より高い通信信頼度と低遅延が要求される[4.4.1.2]。このため、複数回送信に起因する配信遅延の低減が大きな課題である。

そこで本研究では、中継アシストブロードキャスト車車間通信を導入することで配信遅延を低減する検討を行った。通常複数回送信時および中継アシスト車車間通信での複数回送信時についてのブロードキャスト配信率と平均遅延をまず解析する。さらに直線道路環境と、9 交差点からなる市街地道路環境を想定し、多数の車両が存在して隠れ端末が発生する状態における提案法の特性をネットワークシミュレーションによって求めた。この結果から、いずれの環境においても通常複数回送信に比べて平均遅延を大幅に低減できることを示した。

#### 4.4.1.2. 車車間通信における複数回送信

車車間通信では、各車両が自車の走行に関する情報(位置、ベクトル速度、加減速など)を一定周期で継続的にブロードキャストすると共に、それ以外の時間は他車からブロードキャストされたパケットを受信する。1パケットに含まれる情報(ペイロード)は 100byte 以下であり、送信されたパケットのチャンネル占有時間は 0.3ms 以下と短いので、隠れ端末の影響を考慮しなければ、電波到達距離内で数百台の車両が 1 無線チャンネルで通信できる。

今、フェージング環境において隠れ端末や電波伝搬に起因して、ある車両からのパケットの受信に失敗したとしても、次に同じ車両からブロードキャストされるパケットは送信

周期の 100ms 後であればフェージングチャネルの相関は小さいので受信できる可能性がある。この送信周期の間に車両が移動する距離は車両速度に依存するが、時速 36km/h で 1m であり、大きな速度の変化も起きない。したがって走行情報の変化はわずかである。そこでパケットを数周期に渡って受信することで、総合して走行情報を推定することが可能である。現在の安全運転支援車車間通信の指針では、ある走行区間長（例えば 10m）で 1 回以上正しくパケットが受信できればよいという評価指針（区間受信成功率）が用いられる[4.4.1.1]。この走行区間内で送受信できるパケット数は車両速度と反比例し、時速 36km で 10、時速 100km で 3 である。このように、現在の安全運転支援を目的とした車車間通信では、複数回送信の効果によって通信の信頼度を高めていると言える。

複数回送信による通信信頼度の改善は、一方で、チャネルの誤りが多い場合には正しく受信されるまでの配信遅延が増加するということを意味している。以下では送信周期一定の複数回送信によるパケット配信率の向上と、配信遅延の増加について定量化する。

#### 4.4.1.2.1. 複数回送信によるパケット配信率の向上効果

多数回送信は時間ダイバーシチ効果を生み出す。送信間隔をフェージング相関が無いように選べば、送信回数  $n$  に対する受信成功率 (Probability of Successful Reception ; PSR ) はリンクの平均パケット受信率を  $x$  としたとき一般に、

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

で表される。

現在の安全運転支援を前提とした車車間通信では、送信間隔は 100ms 程度に選ばれているので、760 MHz 帯またはそれ以上の無線周波数を用いた場合、レイリーフェージングに対しては相関値が十分に低いとしてよく、上式による近似は評価のためには十分である。

式(4.4.1-1)から受信成功率は送信回数  $n$  の単調増加関数である。今、多数回送信による  $PSR$  の目標値が区間受信成功率として与えられると、車車間リンクの平均パケット受信率  $x$  に対して必要な送信回数が求められる。図 4.4.1-1 に  $PSR$  の目標値を 0.95 とした場合の  $x$  に対する必要な送信回数を示す。一方で送信回数  $n$  の最大値は車車間通信における区間受信成功率から決まる送信回数（時速 36km で 10、時速 100km で 3）で制限される。したがって、時速 100km では  $x$  は 0.63 以上である必要がある。時速 36km では  $x$  はこれより低い値でよいことになるが、もし  $x$  を 0.5 まで許容すると、必要な送信回数は 5 回となり、配信遅延の最大値は 0.4 秒に達する。

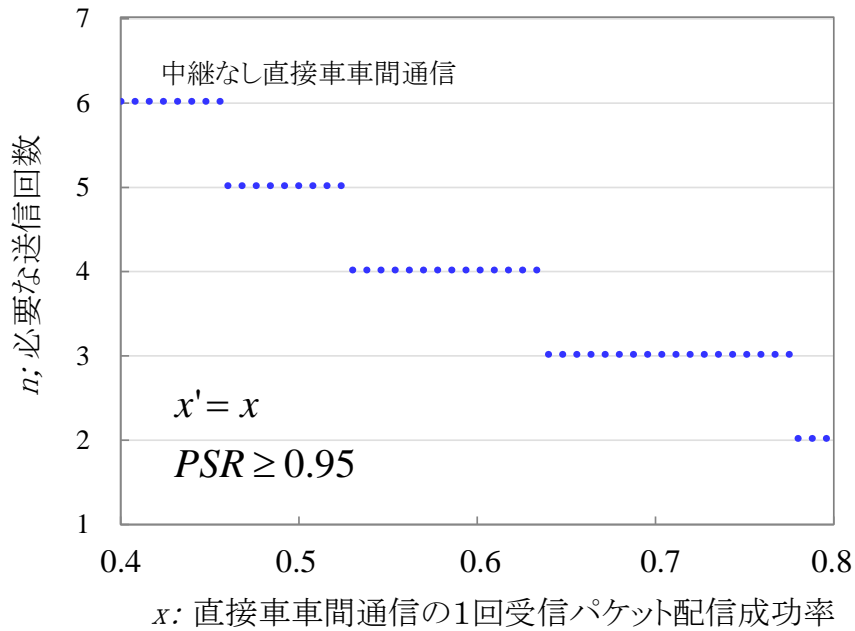


図 4.4.1-1  $PSR \geq 0.95$  を満たすための送信回数と  $x$  の関係

#### 4.4.1.2.2. 複数回送信による平均配信遅延

前節の図 4.4.1-1 からは配信遅延の最大値が求められたが、以下ではその時の平均配信遅延を求める。今、走行区間内で 1 回目の送信パケットを受信する確率は  $x$  であり、受信に失敗した場合、次に送信されるパケットを待って受信することになる。各送信での事象は独立なので、このプロセスが  $n$  まで繰り返されることになる。

したがって平均配信遅延の期待値 (Expected Average Delay; EDL) は以下の式で与えられる。

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

ここで  $T_{frame}$  は送信間隔であり、 $DL_0$  はアプリケーション層と MAC 層が非同期の場合のフレーム初期遅延である ( $0 \leq DL_0 < T_{frame}$ )。  $DL_0$  はアプリケーション層と MAC 層を同期させることができる場合には考慮しなくてよい。

図 4.4.1-2 に目標とする  $PSR$  と送信回数  $i$  による遅延の増加を、 $x = 0.6$ ,  $n = 4$  の例で示す。  $i=1$  の場合、遅延は式(4.4.1-2)から  $DL_0$  であり、  $i$  が増える毎に  $T_{frame}$  増加する。ただし  $i$  回目の送信が発生する確率は  $i$  の増加に伴って小さくなる。  $i$  の最大値である  $n$  は図 1 の関係から決まる。式(4.4.1-2)で与えられる平均配信遅延の期待値  $EDL$  は図 4.4.1-2 ではハッチングした部分の面積の総和で表される。



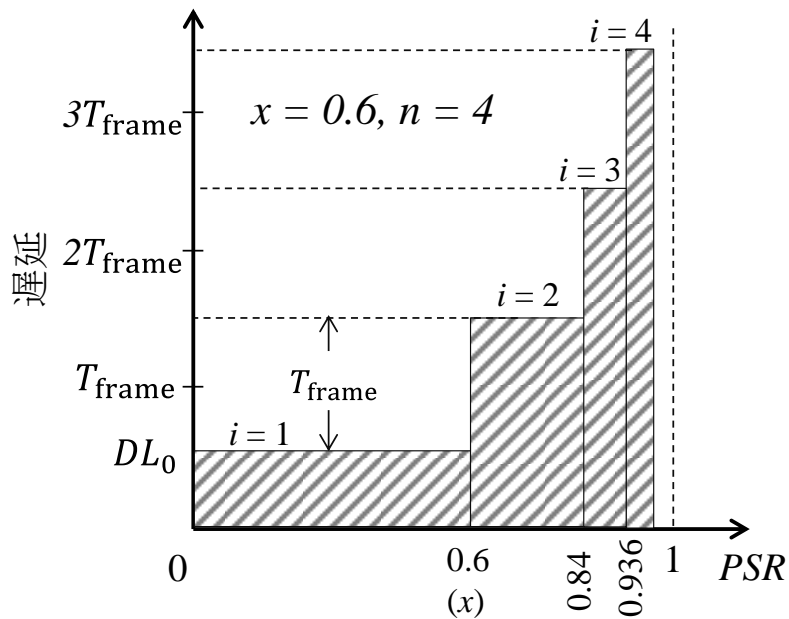


図 4.4.1-2 直接車車間通信の PSR と各  $i$  に対する配信遅延

#### 4.4.1.3. 中継アシストブロードキャスト車車間通信

中継アシストブロードキャスト車車間通信の一般化したシステム構成を図 4.4.1-3 に示す。今、任意の送信中の車載局 (Transmitting Vehicular Station; T-VS) と受信中の 1 台の車載局 (Receiving Vehicular Station; R-VS) を考える。これらの間の直接車車間通信リンクの平均パケット受信率は  $x$  である。これに対して、図示した路側中継局 (Relay Station; RS) または車載中継局 (Relaying VS) は T-VS からのパケットを受信したときに CSMA/CA によって再ブロードキャストする。路側中継局による中継と車載中継局による中継のいずれにおいても中継アシストの効果は得られるが、以下ではアンテナの地上高が高くとれるため車両との間の伝搬損失が小さな路側中継局を念頭においてシミュレーション解析の結果を示す

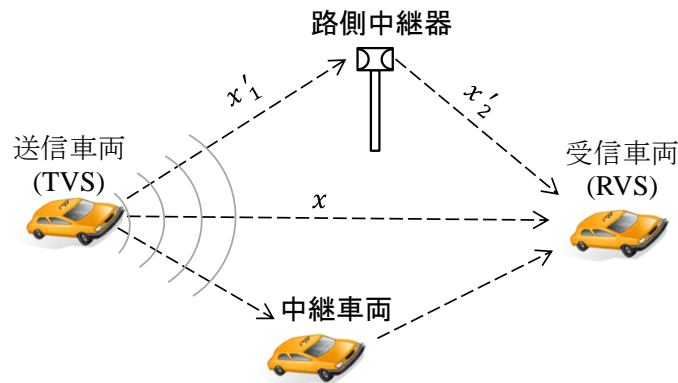


図 4.4.1-3 中継アシスト車車間通信システム

#### 4.4.1.3.1. 中継アシスト車車間通信でのパケット配信率

中継局を経由した経路でのパケット中継伝送成功率 (Packet Relay Success Rate; PRSR) は次式で与えられる。

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

ここで  $x'_1$  と  $x'_2$  はそれぞれ T-VS から RS へ、RS から R-VS へのパケット伝送成功率である。直接車車間通信リンクと中継経路とのパスダイバーシチ効果を考慮して、式(4.4.1-1)の  $x$  を  $[x + (1-x)x']$  で置き換えることによって、中継アシスト車車間通信の受信成功率が求められる。

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

図 4.4.1-4 に中継アシスト車車間通信の受信成功率を図 4.4.1-1 と同じく 0.95 以上とするために必要な送信回数を示す。なお  $x = x' = 0.6$  とした。直接車車間通信で必要な送信回数に比べて、中継アシスト車車間通信では必要な送信回数を減らすことができることがわかる。

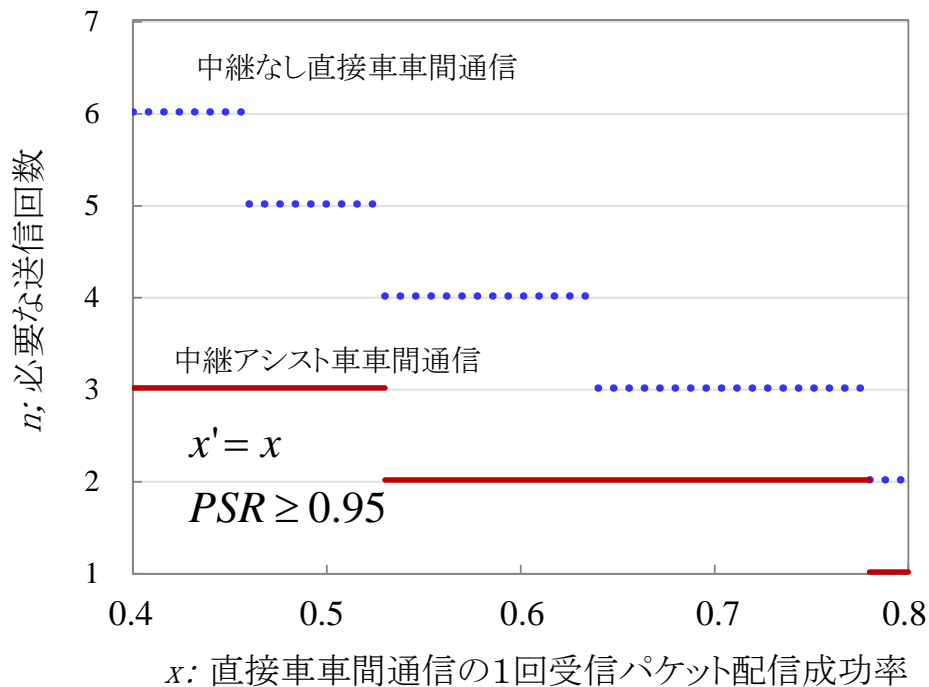


図 4.4.1-4 PSR ≥ 0.95 を満たすための送信回数と  $x'$  の関係

#### 4.4.1.3.2. 中継アシスト車車間通信での平均配信遅延

中継アシスト車車間通信の平均配信遅延は以下で表される

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

ここで  $T_{RL}$  は中継に要する遅延である。中継遅延は中継方式に依存するが、以下では一定時間  $T_{RL}$  内に受信された複数の車載局からのパケットのペイロードを合成して一つのパケットとして再ブロードキャストすることで中継効率を高めた、ペイロード合成中継方式を用いるものとする。この場合、 $T_{RL}$  は 10ms 程度に選ばれる。

図 4.4.1-5 に目標とする PSR と送信回数  $i$  による遅延の増加を、図 4.4.1-3 と同じ  $x=0.6$  の条件下で示す。最大送信回数  $n$  は図 4 から 2 である。式(4.4.1-5)で与えられる平均配信遅延の期待値  $EDL$  は図 4.4.1-5 では 2 種類のハッチングで示される部分の面積の総和で表される。この図と図 4.4.1-2 を比較すると、 $i=1$  の直接車車間通信の受信に失敗した場合、次の受信機会までの遅延が図 4.4.1-2 では  $T_{frame}$  (100ms) であったのに対し、図 4.4.1-5 では  $T_{RL}$  (10ms) で大幅に短い。このように、直接車車間通信の送信からその中継送信までの時間が短ければ、平均配信遅延を大きく短縮することができる。

図 4.4.1-6 に、 $T_{frame} = 100$  ms,  $DL_0 = 50$  ms,  $x' = x$ , PSR の目標値を 0.95 とした場合の  $x$  に対する平均配信遅延を示す。 $x$  が低下すると平均配信遅延が増加するが、中継アシスト方式の遅延の増加は直接車車間通信のみの場合に比べて顕著に減少している。

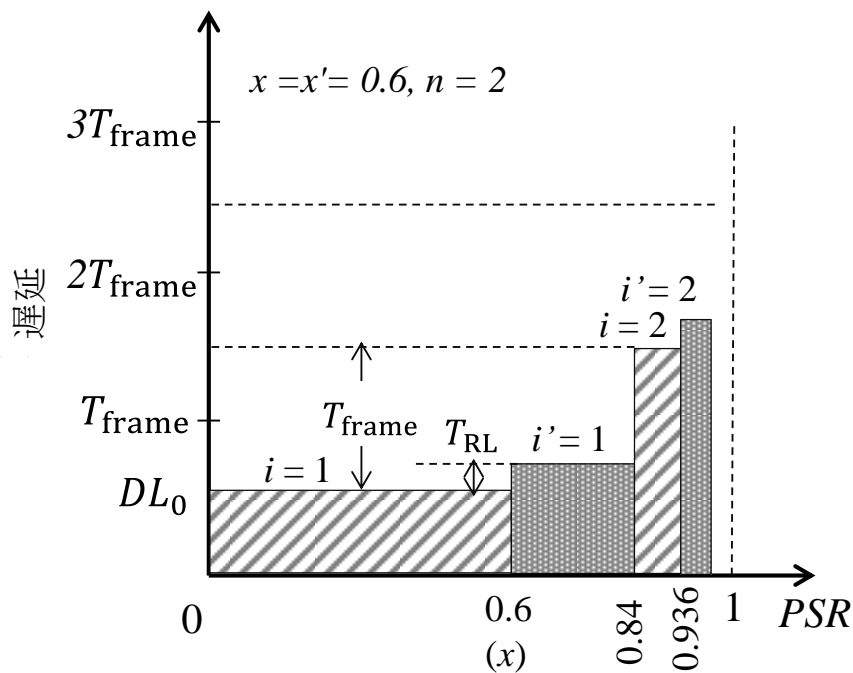


図 4.4.1-5 中継アシスト車車間通信の PSR と各  $i$  に対する配信遅延の関係  
( $EDL$  は斜線およびハッチング部分の合計面積)

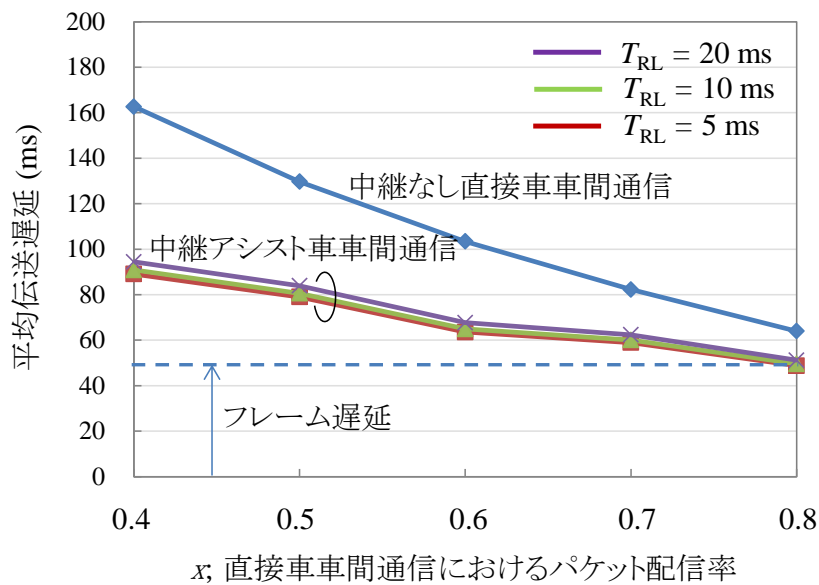


図 4.4.1-6 中継アシスト車車間通信の PSR と各  $i$  に対する配信遅延の関係

#### 4.4.1.4. 直線道路環境での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性的評価が必要である。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載局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、注目する受信車載局 (R-VS) から  $\pm 300$ m 以内にある計 124 台の車載局が送信したパケットを評価対象として算出する。

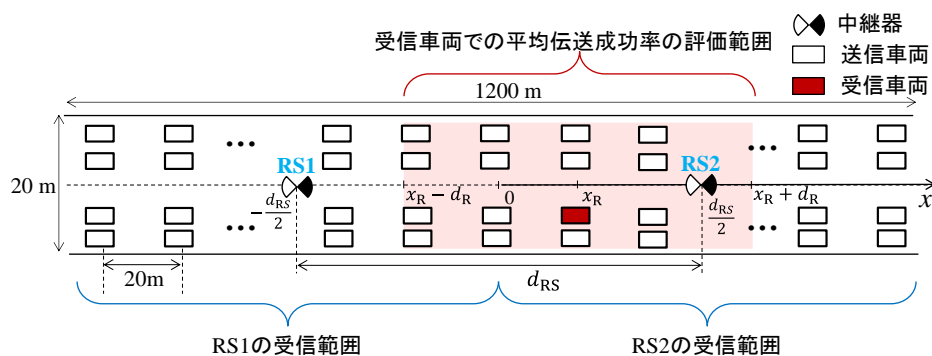


図 4.4.1-7 道路モデルおよび車両レイアウト ( $-300\text{m} < x_R < 300\text{m}$ ,  $d_r = 300\text{m}$ )

R-VS の位置は、道路モデル中心から水平軸上で-300m から +300m 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 300m 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 10ms 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。

#### 4.4.1.4.1. 平均パケット配信率

図 4.4.1-8 に複数回送信の効果を含まない平均パケット配信率 (PDR) を示す。中継アシストが無い直接車車間通信の場合、平均 PDR は 75%程度であり、約 25 パーセントはパケット損失となるため、次の送信を待つ必要がある。

中継アシスト方式では 1 台および 2 台の RS のいずれの場合も PDR が改善され、中央付近の PDR が最も高い。特に 2 台の RS を設置した場合、中継機間では PDR は 90%~96%を保っている。この場合、次の送信を待つ確率は 4~10%であり、直接車車間通信の場合に比べて大幅に減少している。

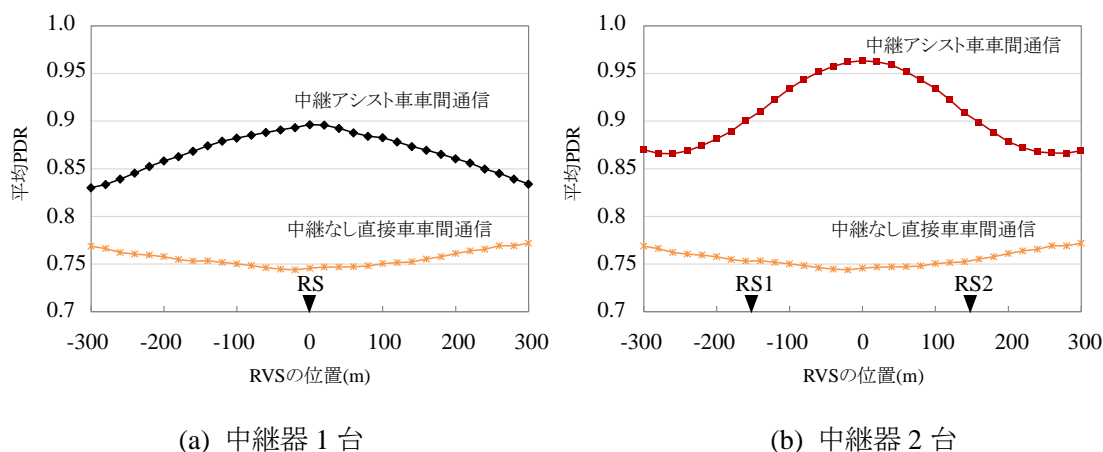


図 4.4.1-8 R-VS の位置と平均パケット配信率の関係

#### 4.4.1.4.2. エリア平均配信遅延 (複数回送信)

図 4.4.1-9 にエリア平均配信遅延を示す。直接車車間通信の場合、複数回送信による配信遅延の増加は平均 70 ms 程度であるが、中継アシスト方式では、1RS の場合で 20~40 ms、2RS の場合で 9~30 ms まで短縮される。特に 2 台の RS を用いた場合、中継機間では 16 ms 以下の遅延である。この結果はエリア平均パケット配信率からも予想できるものであり、中継アシスト方式は直接車車間通信の複数回送信に起因する配信遅延を大幅に低減できることが示された。

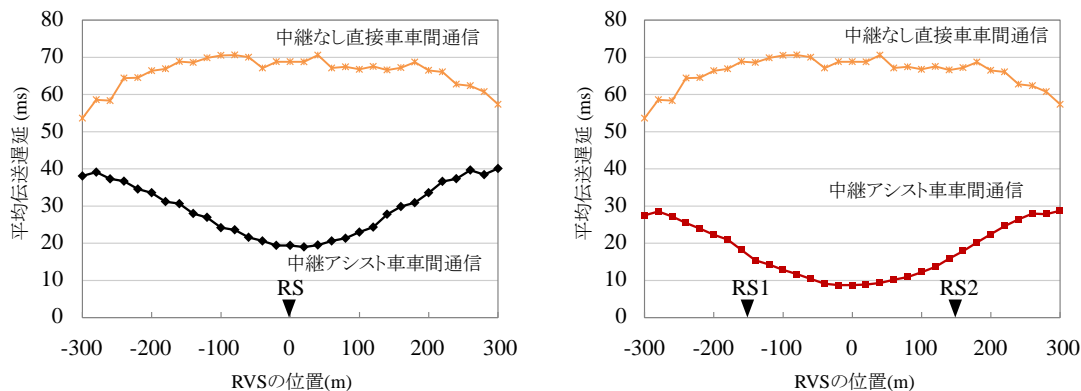


図 4.4.1-9 R-VS の位置と平均伝送遅延の関係

#### 4. 4. 1. 5. 市街地道路環境での中継アシストの平均伝送遅延の低減効果

本節では9交差点からなる市街地道路環境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う。シミュレーションでの道路モデルと車両のレイアウトは4.2節と同じものとした。注目する送信車載局 (T-VS) における平均 PSR および平均伝送遅延は、T-VS の通信エリア (図 4.2.1-5 の青いエリア) にある受信車載局 (R-VS) へのパケットを評価対象として算出する。また、車車間通信距離を 4.2 節と同じく 250m とした。

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。また、車車間通信の変調方式/データレートとして、従来の QPSK/6Mbps に加え、16QAM/12Mbps も検討した。この場合、所要 CINR を 15dB とした。中継アシストを導入することで、車車間通信の信頼度が向上するので、16QAM を中継局送信のみならず、車車間通信に導入することで、エアタイムを大きく削減でき、平均受信成功率を改善できることが期待できる。

中継無しの直接車車間通信では、評価する T-VS から通信エリア内にある R-VS へいつまでもパケットが届かない場合があり、伝送遅延が無限大となる。一例として、T-VS が H2 道路上の中間点にあり、R-VS が直交となる V2 道路上にあるケースである。この時、T-VS がパケットを 10 回送信しても R-VS で受信できなければ平均遅延の計算から R-VS を除くことにした。

##### 4. 4. 1. 5. 1. 平均パケット配信率

図 4.4.1-10 に複数回送信の効果を含まないエリア平均パケット配信率を示す。車車間通信に QPSK を用いた場合、中継アシストが無い直接車車間通信では、中継器 RS5 から 150m 離れた中間点における平均配信率が 55%程度で低い。すなわち、約 45 パーセントはパケット損失となるため、次の送信を待つ必要がある。16QAM を車車間通信に用いた場合、中間点における平均配信率が改善され、62%となる。これは、エアタイムが節約できる 16QAM を用いることで、同時送信となる確率が減り、隠れ端末の発生確率が減少

するためと考えられる。しかし、隠れ端末の影響がまだ大きく、送信されたパケットの3分の1以上はパケット損失となるため、次の送信を待つ必要がある。

提案する中継アシスト方式ではエリア平均パケット配信率が大きく改善される。特に、車車間通信に16QAMを用いるとその改善効果は顕著であり、すべてのT-VSの位置における平均配信率はほぼ90%以上である。これは、セクタ受信によるパケットペイロード合成中継法によって隠れ端末の影響を軽減した上で16QAMを用いることで、中継器でのパケット輻輳問題の影響を大幅に軽減できたためと考えられる。

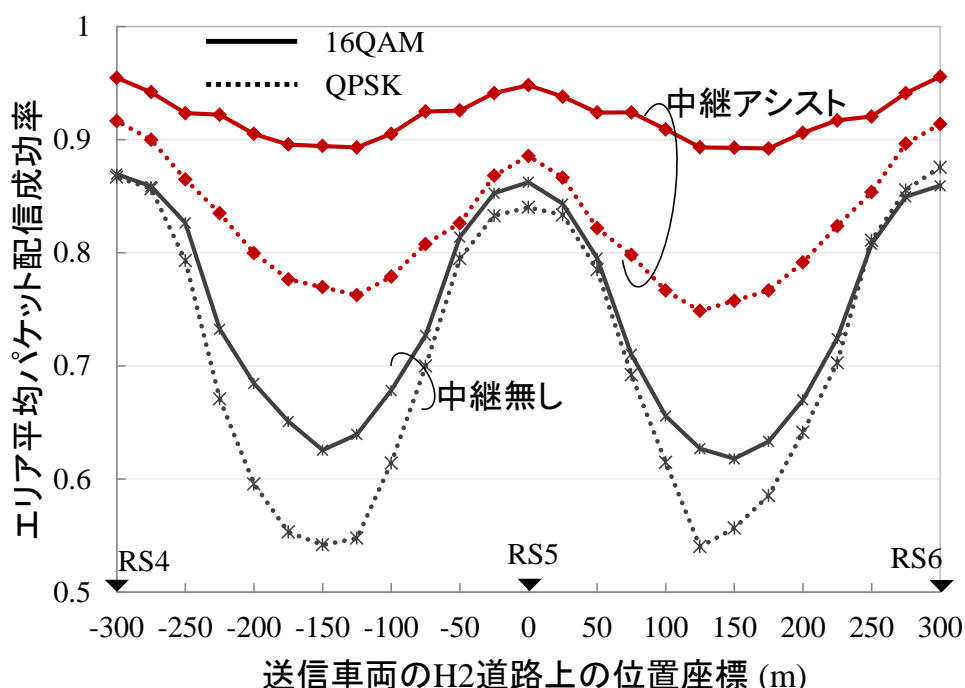


図 4.4.1-10 T-VS の位置と平均パケット配信率の関係 (中継半径 225m)

#### 4.4.1.5.2. エリア平均配信遅延 (複数回送信)

図 4.4.1-10 と同じ条件でのエリア平均配信遅延を図 4.4.1-11 に示す。車車間通信に QPSK を用いた場合、中継アシストが無い直接車車間通信では、複数回送信による配信遅延の増加が中間点において最大 120 ms 以上となる。これは、中間点においてエリア平均パケット配信率が劣化するためである (図 4.4.1-10 を参照)。16QAM を車車間通信に用いると、平均配信率が向上するため、配信遅延の増加が抑えられる。中間点において配信遅延が 80ms 程度になる。

一方、中継アシスト方式では、車車間通信が QPSK の場合で、15~45 ms まで短縮される。特に、車車間通信が 16QAM の場合ですべての送信車両の位置に対して配信遅延が 20 ms 以下である。この結果はエリア平均パケット配信率からも予想できるものであり、

16QAM を車車間通信に用いることで、中継アシストの効果が改善され、直接車車間通信の複数回送信に起因する配信遅延を大幅に低減できることが示された。

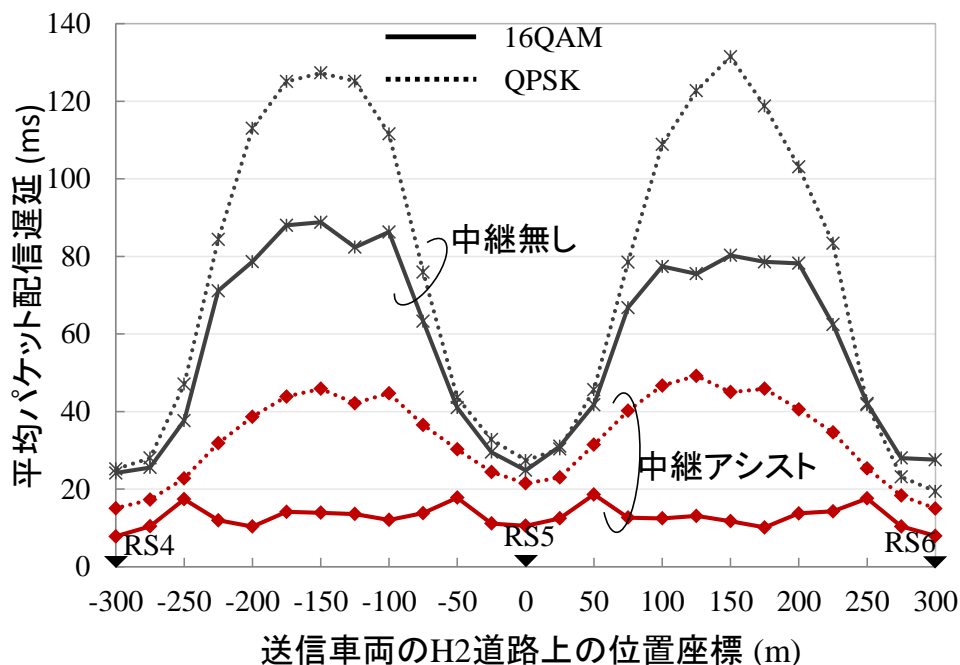


図 4.4.1-11 T-VS の位置と平均伝送遅延の関係 (中継半径 225m)

#### 4.4.1.6. 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。提案法はパルサー効果によって配信成功率を改善でき、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。また直線道路と複数交差点からなる市街地環境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大幅に低減できることを明らかにした。さらに、市街地環境において車両密度が高い場合、車車間通信に 16QAM 変調を用いることで、さらに平均伝送成功率が改善され、平均伝送遅延が大きく短縮されることを示した。

#### 参考文献

- [4.4.4.1] 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.
- [4.4.4.2] 鈴木, 田崎, 奥田, “自動車システムにおける協調制御技術,” 信学技報 RCC2014-68, 2015 年 1 月.
- [4.4.4.3] 山尾泰, レ ティエン チェン, 藤井威生, 石橋功至, “中継アシストブロードキャスト車車間通信における配信遅延の低減効果,” 信学技報 RCS2016-221 (金沢市), 2016-12.



## 第5章 研究開発の結論

### 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

本研究開発課題では、多次元分散協調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、「通信信頼度データベースによる高信頼車車間通信手法の検討」と「無線環境情報の観測実験による通信信頼度データベースの構築」について研究を進めた。

「通信信頼度データベースによる高信頼車車間通信手法の検討」では、自動運転システムの通信分野における高効率化を図るために、通常の手車間通信運用時に通信信頼度情報を収集し、それを活用して各環境における通信パラメータを変更する方法を考案した。通信信頼度情報をもとに、中継経路選択および送信電力制御を適用したところ、パケット誤り率向上させたうえで、干渉範囲を削減できることが確認できた。

「無線環境情報の観測実験による通信信頼度データベースの構築」では、車車間通信の高信頼化に寄与するための通信信頼度データベースの設計および構築を行い、実環境において無線環境情報の観測実験を行った。ここでは、構築した通信信頼度データベースを用いて、路車間通信環境と車車間通信環境で実験を行い、受信電力値と送受信位置情報を通信時刻と対応付けて記録し、データベースサーバで統計処理を行った。その後、メッシュごとに平均受信電力値を算出し、電界強度マップを作成した。その結果、路車間通信環境における電界強度マップでは、路側機からの信号到来状況が確認可能となり、構築したデータベースを参照することで、場所に応じて受信電力値の目安が把握可能となった。車車間通信における通信信頼度データベースでは、送信車両位置ごとに電界強度マップを作成した。その結果、送信車両位置が変化することで、電界強度マップも大きく異なることが確認できた。特に、構造物による受信電力値の低下が顕著に表れ、実際に通信を行う際は構築した電界強度マップを参照することで、構造物依存の電波伝搬特性が把握可能となり、通信パラメータの変更、中継経路選択に活用できることを確認した。

### 5.2. 課題 d-1-(2) 複数路側機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、複数交差点からなる市街地道路環境を想定した場合における「市街地複数交差点での棲分け型中継アシストシステムの検討」および「市街地環境でのセクタアンテナによる分離度の測定（直線状道路）」について研究を進めた。

「市街地複数交差点での棲分け型中継アシストシステムの検討」では、9交差点の2次元市街地モデルにおいて、各交差点に中継器1台を設置する場合を想定した。このとき、隣接した中継局からの送信が隠れ端末となって車車間通信へ影響を与えることがあるが、本研究開発で提案したセクタ化受信ペイロード合成中継方式によりその影響を大幅に低減できることを

理論解析で明らかにした。さらに、複数中継器によるダイバーシチ効果を有効に得るために、各中継器が受持つエリア半径をある程度オーバーラップさせつつ、中継器間で互いに棲分けて中継することで、中継効果が向上し、車車間通信の packets 配信成功率が大きく改善されることを車両台数が 1176 台存在を含む大規模シミュレーションネットワークを用いて示した。

「市街地環境でのセクタアンテナによる分離度の測定（直線状道路）」では、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試作し、建物に囲まれた直線道路の環境において、試作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することが実験結果からわかった。また、道路と直角方向のセクタでは建物からの反射波によって分離度がかなり低下する場所があること、その原因はセクタアンテナユニットの半値角が広い（ $\sim 65^\circ$ ）ためであり、半値角の狭いセクタアンテナを採用することで分離度を改善できることから、半値角を  $30^\circ$  以下とした高分離度セクタアンテナを試作し、特性を評価した。

### 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

本研究課題では、「IEEE802.11p と後方互換性を有した符号化重畳変調技術に関する検討」、「自動運転を支援する路側・路上センサ・車車間通信技術の構築」、及び「あらゆる通信路環境でロバスト性を有する多次元空間結合 RA 符号化協調を用いた車両群・基地局間通信」の三つのサブテーマに分けて、それぞれ調査、研究を進めた。

「IEEE802.11p と後方互換性を有した符号化重畳変調技術に関する検討」では、協調型自動走行システムにおいてより高度な協調制御を行うために、車車間通信の現行物理層規格である IEEE802.11p と後方互換性を維持しつつ、送受信車両間の距離に応じて異なる伝送効率を達成する手法として階層型変調の導入を検討した。基本レイヤの構成を IEEE802.11p に準拠させた階層型変調の送受信車両間距離対 BER 特性とスループット特性を計算機シミュレーションより算出し評価を行った。提案した階層型変調により、送受信車両間の距離に応じて異なる伝送効率を達成することが可能であることを示した。また実用性を加味して、追加レイヤに IEEE802.11n で採用されている構成的 LDPC 符号を用いたが、将来的に格子符号を追加レイヤの誤り訂正符号に適用することで高効率な通信ができる送受信車両間距離を延長することが可能である。

「自動運転を支援する路側・路上センサ・車車間通信技術の構築」では、自動運転システムを支援する路側(路上)センサ・車車間通信技術として、符号化フレームレス ALOHA に基づく通信を検討し、理論的な PLR を導出した。符号化フレームレス ALOHA では、各センサ端末は事前に自身の情報パケットに対して消失訂正符号化を行い、得られた符号語をブロックに分割して送信することで、従来のフレームレス ALOHA に存在していた PLR の下界を完全に解消することが可能となることを明らかにした。加えて、消失訂正符号を用いることでスループットの分散を小さく抑えることが可能となること

を計算機シミュレーションより示した。加えて、路側(路上)センサから車両への情報配信にあたっては、受信車両間で協調して受信パケットを交換することで PLR を改善可能であることを前年度報告において明らかにした。今回検討した符号化フレームレス ALOHA に対しても受信車両間協調は有効であり、これらを組み合わせて最適化することで高効率かつ高信頼な情報配信が実現可能である。

また「あらゆる通信路環境でロバスト性を有する多次元空間結合 RA 符号化協調を用いた車両群・基地局間通信」では、自動運転システムを支援する目的のもと、あらゆる通信路環境において高信頼な車両群・基地局間通信を実現する技術として、多次元空間結合 RA 符号化協調を検討した。単純化した通信路モデルである 1BEC と TBEC を仮定し、符号化法の最適化を行った。最適化された MD-SC-RA-CC を 1 ブロックレイリーフェージング通信路と T ブロックレイリーフェージング通信路において計算機シミュレーションにより評価し、MD-SC-RA-CC のロバスト性を示した。

以上の成果と自動運転の関わりについては、4.3.1 節において述べたが、ここで再度概説する。「IEEE802.11p と後方互換性を有した符号化重畳変調技術に関する検討」では、自動運転における車車間協調制御に焦点を当て、有限符号長の誤り訂正符号化技術を用いることで、近傍車両との低遅延かつ高速な通信を実現しつつ、後方互換性の維持により、現行規格から新方式への滑らかな移行を可能とする。「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に焦点をあて、路上、路側センサからの効率的な情報配信を達成する通信方式を実現した。「あらゆる通信路環境でロバスト性を有する多次元空間結合 RA 符号化協調を用いた車両群・基地局間通信」では、将来的に来るであろう人工知能に基づくクラウドを想定し、車両群に対する群制御を支援する通信方式を実現した。これは第 5 世代 (5G: 5th Generation) 移動通信システムへの適用も可能であり、より広範な応用が可能である。以上より、本課題における 3 つのサブテーマで得られた成果により、来たるべき協調型自動走行システムで想定される様々な状況をサポートできるといえる。

#### 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および市街地複数交差点環境での伝送特性、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の向上を図る。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、中継送信遅延を 10ms 以下に短くすることで、平均伝送遅延を大幅に低減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、直線道路および市街地複数交差点環境を想定し、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、既存の車車間通信プロトコル規格の基本部分を変更せずに提案法の中継器を追加することで、直線道路において提案法は通常の複数回送信と比較して平均累積受信遅延を 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。また、市街地複数交差点環境において平均累積受信遅延を 120ms 程度から 15~45 ms まで短縮できることを明らかにした。さらに、エアタイムの占有時間が短い 16QAM 変調を車車間通信に用いることで、車両密度が高い場合でも平均累積受信遅延を 20ms 以下に抑えることができることを示した。

## 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] Le Tien Trien, Koichi Adachi, Yasushi Yamao, “Packet Relay-Assisted V2V Communication with Sectorized Relay Station” submitted to IEEE Transaction on Vehicular Technology. (査読中)
- [2] Le Tien Trien, Koichi Adachi, Yasushi Yamao, “Efficient CSMA/CA Packet Relay-Assisted Scheme with Payload Combining for ITS V2V Communication” to be submitted to Journal of Information Processing. (投稿準備中)

### 学会発表 (査読つき国際会議)

- [1] Le Tien Trien, Yasushi Yamao, “Packet Relay Assisted V2V Communication with Multiple Sectorized Relay Stations,” in Proc. IEEE VTC-Spring, Nanjing, China, May 2016.
- [2] Yasushi Yamao, L. T. Trien, Takeo Fujii, Koji Ishibashi, “Delay Reduction by Relay-Assisted Broadcast Transmission for Dependable V2V communications,” in Proc. ITS World Congress, Melbourne, Australia, Oct. 2016.
- [3] Le Tien Trien, Yasushi Yamao, “Measured Separation of Sectorized Reception for ITS V2V Relay-Assisted Communication in Urban Environment,” Proc. ISAP, Okinawa, Japan, Oct. 2016.
- [4] Cong-Hoang Diem, Takeo Fujii, “Relay Selection Method using Radio Environment Database for Multi-hop V2V Communications,” in Proc. *ICOIN 2017*, Jan. 2017.
- [5] Ryosuke Tanaka, Koji Ishibashi, “Robust Coded Cooperation Based on Multi-Dimensional Spatially Coupled Repeat-Accumulate Codes,” in Proc. *IEEE WCNC*, San Francisco, CA, March 2017.
- [6] Le Tien Trien, Yasushi Yamao, “Packet Relay-Assisted V2V Communication with Cooperative Relay Stations in Urban Environment,” in Proc. ITS European Congress, Strasbourg, France, June 2017. (採録決定)

### 学会発表 (電子情報通信学会研究会・大会発表)

- [1] 尾形駿,石橋功至, “大規模ランダム多元接続のための符号化フレームレス ALOHA のパケット損失確率について,” 信学技報, RCS2016-22 (弘前市), April 2016.
- [2] 鶴見俊介, 佐藤光哉, 市川浩次, 藤井威生, “通信信頼度マップデータベースを利用した車車間通信の高効率化,” ワイヤレス・テクノロジー・パーク 2016 (東京都), May 2016.
- [3] レ ティエン チエン, 山尾泰, “セクタ化受信中継局を用いたパケット合成中継法による ITS 車車間通信の高信頼化,” ワイヤレス・テクノロジー・パーク 2016 (東京都), May 2016.
- [4] 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,” ワイヤレス・

テクノロジー・パーク 2016（東京都）， May 2016.

- [5] 鶴見俊介, 藤井威生, “電波環境データベースを用いた通信信頼度情報に基づく通信効率化,” URSI-F 第 605 回会合（東京都）, June 2016.
- [6] レ ティエン チェン, 山尾泰, “セクタ化中継アシスト車車間通信のための市街地環境におけるセクタ間分離度の測定,” URSI-F 第 605 回会合（東京都）, June 2016.
- [7] レ ティエン チェン, 山尾泰, “複数路側中継器による棲分け型協調中継アシスト車車間通信システム,” 信学技報, RCS2016-119（名古屋市）, June 2016.
- [8] 鶴見俊介, 藤井威生, “通信信頼度情報を活用した V2V 高信頼通信,” 2016 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-17-7（札幌市）, Sept. 2016.
- [9] 田中亮輔, 石橋功至, “レイリーフェーディング環境下における多次元空間結合 Repeat-Accumulate 符号化協調のパケット誤り率特性,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-95（札幌市）, Sept. 2016.
- [10] 山尾泰, レ ティエン チェン, 藤井威生, 石橋功至, “中継アシストブロードキャスト車車間通信における配信遅延の低減効果,” 信学技報 RCS2016-221（金沢市）, Dec. 2016.
- [11] 鶴見俊介, 藤井威生, “信頼度マップによる事前情報を利用した高信頼車車間通信,” 信学技報, SR2016-98（東京都）, March 2017.
- [12] 片桐啓太, 藤井威生, “V2V 通信における受信信号に基づく受信成功率算出アルゴリズム,” 2017 電子情報通信学会総合大会, B-17-12（名古屋市）, March 2017.
- [13] 大比良和哉, 石橋功至, “自動走行システムのための IEEE802.11p と後方互換性を有した階層型変調に関する一検討,” 電子情報通信学会 2017 総合大会, B-5-135（名古屋市）, March 2017.
- [14] レ ティエン チェン, 山尾泰, “市街地環境における棲分け型協調中継アシスト車車間通信システム,” 信学技報 RCS2017（香川県）、2017-4（発表予定）.

#### 特許

- [1] 中継アシスト車車間通信システム（出願準備中）