

インフラ協調車車間通信システムの設計
及び QoS 制御技術に関する研究

2011 年

伊 藤 健 二

目 次

第 1 章 序論	1
1.1 高度道路交通システム (ITS)	3
1.2 インフラ協調システム	4
1.2.1 各国における研究開発プロジェクト	5
1.2.2 車車間通信に関する各国の標準化動向	6
1.3 インターネット	7
1.4 サービス品質 (QoS)	7
1.5 車車間通信における電波伝搬特性	8
1.5.1 フェージング特性	9
1.5.2 伝搬損失特性	9
1.6 MIMO システム	11
1.7 メディアアクセス制御プロトコル	12
1.7.1 CSMA/CA 概要	12
1.7.2 隠れ端末問題とその対策	13
1.8 リンクレベル QoS 制御	14
1.9 アプリケーションレベル QoS 制御	16
1.9.1 メディア同期制御	16
1.9.2 VTR メディア同期アルゴリズム	17
1.10 本論文の目的と構成	18
第 2 章 周辺車両の影響を考慮した車車間伝搬損失特性	23
2.1 まえがき	23
2.2 関連研究	24
2.2.1 伝搬損失推定式の導出に関する研究例	24
2.2.2 通信システムの回線設計に関する研究例	25
2.3 周辺車両の影響に関する基礎実験	25
2.3.1 実験システム構成	25
2.3.2 実験方法	27
2.3.3 基礎実験で得られた関係式	28
2.3.4 周辺車両の影響を交通量で表現できる可能性の検証	31
2.4 実フィールドにおける測定とモデル化手法の提案	34
2.4.1 測定システム構成	34
2.4.2 実験環境及び実験方法	35

2.4.3	モデル化手法の提案	35
2.5	周辺車両の影響のモデル化	38
2.5.1	導出したモデル式	38
2.5.2	比較検証	40
2.6	むすび	43
第3章	MIMO-STBC 車車間通信方式	45
3.1	まえがき	45
3.2	高速フェージング環境下における MIMO-STBC の問題点	46
3.2.1	MIMO-STBC 方式概要	47
3.2.2	アプリケーションモデルと問題点	47
3.3	レイトレース法による伝搬路特性評価	50
3.3.1	評価モデル	50
3.3.2	評価方法	51
3.3.3	パス解析結果	52
3.3.4	相関解析結果	58
3.3.5	考察	60
3.4	交差点伝搬モデリング	60
3.5	車車間チャネル推定法の提案	62
3.5.1	車両速度に基づくチャネル推定法	62
3.5.2	判定帰還型チャネル推定法	63
3.6	計算機シミュレーション	65
3.6.1	シミュレーション条件及び統計的評価方法	65
3.6.2	車両速度に基づくチャネル推定法の評価	65
3.6.3	判定帰還型チャネル推定法の評価	70
3.7	むすび	73
第4章	大型車両による遮蔽を考慮した MIMO-STBC 車車間通信品質	75
4.1	まえがき	75
4.2	レイトレース法による伝搬路特性評価	76
4.2.1	評価モデル	76
4.2.2	評価方法	76
4.2.3	シミュレーション結果	77
4.3	フィールド評価	79
4.3.1	実験システム構成	79
4.3.2	実験結果	80
4.4	遮蔽環境下における伝搬モデリング	82
4.5	MIMO-STBC 車車間伝送特性評価	84
4.5.1	シミュレーション条件	84
4.5.2	遮蔽レベルに対する性能評価	84

4.5.3	SNR に対する性能評価	86
4.6	むすび	87
第 5 章	周期ブロードキャスト型車車間通信プロトコル PB-TRMA	89
5.1	まえがき	89
5.2	PB-TRMA プロトコル	91
5.2.1	方式概要	91
5.2.2	パケット衝突回復手法	92
5.2.3	隠れ端末検出及びパケット衝突回避手法	94
5.2.4	通信結果信号受信の判断ポリシー	95
5.3	シミュレーションモデル	97
5.3.1	評価モデル及び車両配置	97
5.3.2	シミュレーション諸元及び QoS パラメータ	98
5.4	シミュレーション結果	99
5.4.1	PB-TRMA の基礎特性	99
5.4.2	通信結果信号 (CR 信号) の影響	102
5.4.3	物理層におけるパケット誤りの影響	105
5.4.4	車両移動の影響	106
5.5	むすび	108
第 6 章	車車間通信による安全運転支援のアプリケーションレベル QoS	109
6.1	まえがき	109
6.2	D-TDMA プロトコル概要	110
6.3	自律分散スロット同期制御による車群すれ違い時における性能評価	113
6.3.1	自律分散スロット同期アルゴリズム	113
6.3.2	車群すれ違い時のシミュレーションモデル	114
6.3.3	スロット同期処理を考慮したシミュレーション結果	117
6.3.4	スロット同期性能と通信品質に関する考察	120
6.4	アプリケーションレベル QoS 評価のためのシミュレーションモデル	121
6.4.1	道路及び交通流モデル	121
6.4.2	電波伝搬モデル	122
6.5	アプリケーションレベル QoS のための性能評価指標の提案	125
6.5.1	初回相手車両把握地点	126
6.5.2	最大情報更新距離	127
6.6	シミュレーション結果	128
6.6.1	パケットレベルの通信品質評価	128
6.6.2	安全運転支援システムのアプリケーションレベル QoS 評価	131
6.7	むすび	134

第 7 章	パケットスケジューリングアルゴリズムによるメディア同期品質	135
7.1	まえがき	135
7.2	パケットスケジューリング	136
7.2.1	First-In First-Out	136
7.2.2	Priority Queueing	137
7.2.3	Class-Based Queueing	137
7.2.4	Weighted Fair Queueing	137
7.3	実験システム	137
7.3.1	システム構成	138
7.3.2	実験方法	139
7.3.3	スケジューリング実装方式	139
7.3.4	QoS パラメータ	142
7.4	実験結果及び考察	143
7.4.1	PQ の品質測定	143
7.4.2	CQ の品質測定	148
7.4.3	WFQ の品質測定	153
7.4.4	スケジューリングアルゴリズムの性能比較	158
7.5	むすび	160
第 8 章	結論	161
	謝辞	167
	参考文献	169
	研究業績	181
付録 A	高速走行時における地上デジタル放送移動受信の品質測定	191
A.1	まえがき	191
A.2	帯域分割指向性制御システム	192
A.3	ドップラーシフト補償特性の評価	192
A.3.1	実験システム構成	192
A.3.2	評価結果	193
A.4	フィールド実験	194
A.4.1	システム構成	194
A.4.2	実験結果	196
A.5	むすび	197
付録 B	捕捉効果発生時におけるパケット検出エリアの考察	199
B.1	まえがき	199
B.2	シミュレーションモデル	199
B.2.1	評価モデル	200

B.2.2 シミュレーション諸元	200
B.3 シミュレーション結果	200
B.4 むすび	201
付録 C 略語一覧	205

目次

1.1	STBC 概要	11
1.2	IFS による優先制御	13
1.3	RTS/CTS による隠れ端末対策	14
1.4	パケットスケジューリング	15
1.5	メディア同期	17
1.6	インフラ協調車車間通信のネットワークモデル (利用形態例)	18
1.7	本論文の構成	19
1.8	車車間通信による安全運転支援システムの評価に関わる検討内容	20
2.1	実験システム構成	26
2.2	実験方法	27
2.3	実験における車両配置図	28
2.4	見通し内伝搬損失特性	29
2.5	モデル式と実測値との比較 (アンテナ高 1.5m)	30
2.6	モデル式と実測値との比較 (アンテナ高 1.0m)	30
2.7	伝搬損失量の発生確率分布 (Case 1)	32
2.8	伝搬損失量の発生確率分布 (Case 2)	33
2.9	伝搬損失量の発生確率分布 (Case 3)	33
2.10	測定システム構成	34
2.11	アンテナ搭載時における田園地帯での見通し内伝搬損失特性	35
2.12	実験環境	36
2.13	交通量をパラメータとする伝搬損失量のモデル化手法	37
2.14	モデル式による計算結果 (792.5MHz)	39
2.15	モデル式による計算結果 (5.82GHz)	39
2.16	実測値との比較 ($N_M = 20, N_L = 0$)	41
2.17	実測値との比較 ($N_M = 48.6, N_L = 1.4$)	41
2.18	実測値との比較 ($N_M = 44.3, N_L = 4.3$)	42
2.19	実測値との比較 ($N_M = 72.9, N_L = 5.7$)	42
3.1	車車間通信による衝突回避警告システムのイメージ	46
3.2	2×2 MIMO-STBC 方式のシステムモデル	47
3.3	通信パケットフォーマット	48
3.4	交差点評価モデル	50
3.5	受信角度プロファイル (Tx#1-Rx#1, Model 1, Case 2)	55

3.6	受信角度プロファイル (Tx#1-Rx#1, Model 2, Case 2)	55
3.7	受信角度プロファイル (Tx#1-Rx#1, Model 3, Case 2)	56
3.8	Model1 の伝搬シミュレーション結果 (Tx#1-Rx#1, Case 2)	56
3.9	Model2 の伝搬シミュレーション結果 (Tx#1-Rx#1, Case 2)	57
3.10	Model3 の伝搬シミュレーション結果 (Tx#1-Rx#1, Case 2)	57
3.11	最大反射回数に対する空間相関解析 (Model 2)	58
3.12	交差点モデルによる空間相関解析 (Case 2)	59
3.13	交差点伝搬モデリング (Modeling A)	61
3.14	交差点伝搬モデリング (Modeling B)	61
3.15	$\Delta x/\lambda$ に対する CIR 特性	66
3.16	$\Delta x/\lambda$ に対する符号間干渉による BER 特性 (車両速度に基づくチャネル推定法の BER = 0)	67
3.17	AWGN における $\Delta x/\lambda$ に対する BER 特性 (車両速度に基づくチャネル推定法, BPSK)	68
3.18	AWGN における $\Delta x/\lambda$ に対する BER 特性 (車両速度に基づくチャネル推定法, QPSK)	68
3.19	SNR に対する BER 特性 (車両速度に基づくチャネル推定法, BPSK)	69
3.20	SNR に対する BER 特性 (車両速度に基づくチャネル推定法, QPSK)	70
3.21	SNR に対する BER 特性 (判定帰還型チャネル推定法, Model1, QPSK)	71
3.22	SNR に対する BER 特性 (判定帰還型チャネル推定法, Model2, QPSK)	72
3.23	SNR に対する BER 特性 (判定帰還型チャネル推定法, Model3, QPSK)	73
4.1	交差点評価モデル	76
4.2	伝搬シミュレーション結果 (Tx#1)	78
4.3	伝搬シミュレーション結果 (Tx#2)	78
4.4	送受信アンテナの水平面内指向性パターン	79
4.5	実験条件	80
4.6	伝搬測定結果 (Tx#1)	81
4.7	伝搬測定結果 (Tx#2)	81
4.8	遮蔽環境における伝搬モデリング (1×2SIMO)	82
4.9	遮蔽環境における伝搬モデリング (2×1MISO)	83
4.10	遮蔽環境における伝搬モデリング (2×2MIMO)	83
4.11	遮蔽レベルに対する平均 BER 特性 (Case 1)	84
4.12	遮蔽レベルに対する平均 BER 特性 (Case 2)	85
4.13	SNR に対する平均 BER 特性 (Case 1)	86
4.14	SNR に対する平均 BER 特性 (Case 2)	87
5.1	車車間通信による安全運転支援システム	90
5.2	PB-TRMA プロトコルの動作概要	92
5.3	PB-TRMA のパケット衝突回復手法	93

5.4	隠れ端末検出とパケット衝突回避手法	94
5.5	COLL 受信に基づく隠れ端末検出	96
5.6	通信結果信号受信の判断ポリシー	97
5.7	シミュレーション評価モデル	98
5.8	PB-TRMA に関する CW に対するパケット到達率	100
5.9	シミュレーション経過時間に対するパケット到達率	101
5.10	1 送信周期毎 ($T_p = 25\text{ms}$) の DATA 送信タイミング	102
5.11	DATA 衝突発生時の PB-TRMA only BUSY 方式の動作アルゴリズム	103
5.12	DATA 受信成功時の PB-TRMA only COLL 方式の動作アルゴリズム	103
5.13	PB-TRMA に関する通信トラヒックに対するパケット到達率	104
5.14	PB-TRMA only BUSY 方式における連続パケット衝突の例	105
5.15	パケット誤りが PB-TRMA と CSMA/CA 性能に及ぼす影響	106
5.16	PB-TRMA における 1 送信周期の最大 DATA 数	107
5.17	PB-TRMA, D-TDMA, 及び, CSMA/CA の性能比較	107
6.1	D-TDMA プロトコルのパケットフォーマット	111
6.2	スロット情報の決定方法	112
6.3	自律分散スロット同期アルゴリズム	114
6.4	シミュレーションモデル	115
6.5	スロット同期タイミングの初期状態	115
6.6	スロット同期が確立できていない車両の割合	118
6.7	平均パケット誤り率	118
6.8	車両毎のパケットエラー発生タイミング	119
6.9	車両毎の連続パケット誤りに関する車両台数分布	119
6.10	シミュレーションにおける道路モデル	121
6.11	電波伝搬モデルの等電力線モデル	123
6.12	市坪モデルで算出した伝搬損失	124
6.13	簡易等電力星型近似モデル ($k = 0.6$) を用いた伝搬損失	124
6.14	予防安全サービスのための評価指標コンセプト	125
6.15	右折事故シーンにおける ASV サービス提供開始地点	126
6.16	初回相手車両把握地点とサービス提供開始地点との関係	127
6.17	最大情報更新距離の定義	128
6.18	通信トラヒックに対するパケット到達率	129
6.19	右折事故における相対距離に対するパケット到達率	131
6.20	右折事故における初回相手車両把握地点	132
6.21	最大情報更新距離の確率分布と累積確率	133
6.22	最大情報更新距離の確率分布と累積確率 (70km/h 以下の車両)	134
7.1	実験システム構成	138
7.2	音声の出力間隔の変動係数 (PQ)	144

7.3	ビデオの出力間隔の変動係数 (PQ)	145
7.4	音声の平均 MU レート (PQ)	145
7.5	ビデオの平均 MU レート (PQ)	146
7.6	メディア間平均二乗誤差 (PQ)	146
7.7	音声の平均 MU 遅延 (PQ)	147
7.8	ビデオの平均 MU 遅延 (PQ)	147
7.9	負荷データのスループット (PQ)	148
7.10	音声の出力間隔の変動係数 (CQ)	149
7.11	ビデオの出力間隔の変動係数 (CQ)	150
7.12	音声の平均 MU レート (CQ)	150
7.13	ビデオの平均 MU レート (CQ)	151
7.14	メディア間平均二乗誤差 (CQ)	151
7.15	音声の平均 MU 遅延 (CQ)	152
7.16	ビデオの平均 MU 遅延 (CQ)	152
7.17	負荷データのスループット (CQ)	153
7.18	音声の出力間隔の変動係数 (WFQ)	154
7.19	ビデオの出力間隔の変動係数 (WFQ)	155
7.20	音声の平均 MU レート (WFQ)	155
7.21	ビデオの平均 MU レート (WFQ)	156
7.22	メディア間平均二乗誤差 (WFQ)	156
7.23	音声の平均 MU 遅延 (WFQ)	157
7.24	ビデオの平均 MU 遅延 (WFQ)	157
7.25	負荷データのスループット (WFQ)	158
7.26	音声のネットワーク遅延の確率分布 (CQ1, CQ2, WFQ1 及び WFQ2)	159
7.27	音声とビデオのネットワーク遅延の確率分布 (CQ3, WFQ3)	160
A.1	帯域分割指向性制御システム	192
A.2	ドップラーシフト補償特性評価のシステム構成	193
A.3	素子 2 に対する素子 1 の重み係数振幅比	194
A.4	実験車両および受信アンテナ	195
A.5	実験コース	196
A.6	電界強度と受信率	197
B.1	捕捉効果発生時におけるパケット検出エリア算出の評価モデル	200
B.2	捕捉効果発生および衝突検出エリア (送受信間距離: 500m)	202
B.3	捕捉効果発生および衝突検出エリア (送受信間距離: 450m)	202
B.4	捕捉効果発生および衝突検出エリア (送受信間距離: 400m)	203
B.5	捕捉効果発生および衝突検出エリア (送受信間距離: 350m)	203

表 目 次

1.1	ネットワーク階層構造に対する QoS レベル	8
1.2	低アンテナ高を対象とした伝搬損失モデルの特徴	10
2.1	790MHz 帯無線機仕様	26
2.2	5.8GHz 帯無線機仕様	26
2.3	実験パターン	28
2.4	回帰式 (2.1) による算出結果と実測結果との比較	31
2.5	回帰式 (2.1) と (2.2) より算出された特性 (792.5MHz)	32
2.6	回帰式 (2.1) と (2.2) より算出された特性 (5.82GHz)	32
2.7	基礎実験と実フィールド実験による平均伝搬損失量の比較	40
2.8	実測値とモデル式 (式 (2.5) 及び式 (2.6)) による算出値との誤差評価	43
3.1	コンクリート, ガラス及び大地の電気的特性	51
3.2	性能評価モデル	52
3.3	最大回折回数に対する交差点伝搬シミュレーション結果	52
3.4	交差点伝搬シミュレーションの結果 (Model 1)	53
3.5	交差点伝搬シミュレーションの結果 (Model 2)	53
3.6	交差点伝搬シミュレーションの結果 (Model 3)	54
4.1	コンクリート, スチール及び大地の電気的特性	77
5.1	シミュレーション諸元	99
6.1	シミュレーション諸元	116
6.2	D-TDMA プロトコルパラメータ	116
6.3	CSMA/CA プロトコルパラメータ	129
6.4	高負荷時におけるシミュレーション結果	130
7.1	音声とビデオの仕様	139
7.2	PQ の品質測定に用いるタイプ	140
7.3	CQ の品質測定に用いるタイプ	141
7.4	WFQ の品質測定に用いるタイプ	142
A.1	送出パラメータ	195
B.1	シミュレーション諸元	201

第 1 章

序論

近年、自動車社会において、交通事故、交通渋滞、排気ガスによる環境汚染などは、多くの国で早急に緩和する必要がある深刻な問題となっている。このような社会的課題の解決に取り組むだけでなく、自動車のもたらす心の豊かさや快適な乗車空間を提供し、サステナブル（持続可能）なモビリティ社会を実現することが非常に注目されている。サステナブルなモビリティ社会を実現するアプローチとして高度道路交通システム（ITS：Intelligent Transport Systems）[1] の利活用に関する研究開発が広くなされている。ITS は、情報通信技術（ICT：Information and Communication Technology）を活用することにより、安全で快適・円滑な交通環境を実現するだけでなく、環境負荷についても考慮するシステムを構築し、人と道路と自動車を一体としてとらえる試みである。

例えば、環境負荷軽減への取り組みとしては、新エネルギー・産業技術総合開発機構（NEDO：New Energy and Industrial Technology Development Organization）におけるプロジェクトとして実施されているエネルギー ITS 推進事業 [2] で協調走行（自動運転）と隊列走行を可能とするシステムの研究開発が行われている。自動運転に関する技術開発では、安全性向上と二酸化炭素排出量の大幅削減の両立を目指している。隊列走行に関しては、車間距離を詰めることにより空気抵抗を低減し、省エネ走行（エコドライブ）の実現を目指した研究開発である。これらを実現する要素技術として車車間通信（IVC：Inter-Vehicle Communication、もしくは、V2V communication：Vehicle-to-Vehicle communication）は重要な位置づけとなっている。

また、日本における自動車の交通事故は、ここ数年間で減少しているものの、依然として 1 年間の事故件数は約 74 万件、死者数は約 4900 人となっている [3]。死亡事故に関しては、交差点及び交差点付近における事故が約半数を占めており、このような交通事故を防止するための ITS として、車車間通信や路車間通信（RVC：Road-to-Vehicle Communication、もしくは、V2I communication：Vehicle-to-Infrastructure communication）を用いるインフラ協調システムの開発が進められている [4]–[7]。日本においては、従来から ITS 用として検討されてきた 5.8GHz 帯の周波数に加え、2012 年 7 月以降に 700MHz 帯の周波数を車車間通信による運転支援通信システムに用いることが検討されている [8]。そのため、車車間通信環境下における伝搬特性を把握することは、インフラ協調システムの実現には必要不可欠である。

更に、交通渋滞等の情報提供についてもインフラ協調システムによる検討がなされている。特に、信号制御などインフラ側との連携を実現するため、車車間通信と路車間通信との連携技術が重要となる。インフラ協調システムにおける車車間通信については、直接、車両同士がアドホッ

クネットワークの形態で通信するだけでなく、インフラ側を経由するネットワーク形態についても検討されている [9], [10]. この例では、インフラ側は、ネットワーク層として IP (Internet Protocol) [11] を用いるインターネットを想定している. 特に, IPv6 (Internet Protocol version 6) [12] を対象とし, 特定エリアの情報 (例えば, 交通渋滞情報など) を, 別のエリアの車両に伝達する通信方式 (ジオキャスト) について検討している. このように, 今後はインターネットと車車間通信及び路車間通信の連携が重要となってくると考えられる.

インターネットは, 電子メールサービスや WWW (World Wide Web) などのグローバルな展開により, 急速に普及してきた. 現在では, 一般家庭においても低価格で高性能・高機能な計算機が利用されるようになり, インターネットの利用者人口も急増している. しかし, 現在のインターネットは, ベストエフォート型サービスを提供している. したがって, インターネットにおける通信では, パケット欠落や誤り, 更には大きな遅延揺らぎが生じる. 例えば, 交通情報などを動画伝送することを想定すると, ビデオストリーミングのような連続メディアを扱うこととなる. このような連続メディア転送に関しては, 遅延揺らぎなどにより, メディアの時間的構造が乱され, 出力品質が大きく劣化する恐れがある. すなわち, サービス品質 (QoS: Quality of Service) [13] を保証することはできない. このため, ネットワーク層 (IP) より上位のプロトコルによって, QoS 保証が行われる必要がある. 例えば, パケット欠落を回復する誤り制御 [14] や, ネットワーク遅延揺らぎを吸収しメディアの時間的構造の保持・回復を行うメディア同期 [15], [16] などである.

また, 数年前から, QoS 制御技術のインターネットへの導入が注目されている. これには, エンドツーエンドレベルだけでなく, ネットワークレベル及びリンクレベルの QoS 制御技術が存在する. 前述したメディア同期は, アプリケーションレベルの QoS 制御技術である.

本研究で着目するインフラ協調車車間通信システムの実現に向けては, 従来から活発に研究されているように, 車車間通信環境下における電波伝搬特性 [17] や通信プロトコル [18] は重要な要素技術である. しかし, インフラ協調車車間通信システムを一つのシステムとして検討するためには, 電波伝搬特性及び通信プロトコルを切り分けて議論するのではなく, 物理レベル QoS やアプリケーションレベル QoS も含めて, 電波伝搬からアプリケーションまでを一貫して取り扱うことが必要である. これまで, 日本だけでなく, 米国, 欧州において, インフラ協調システムに関する多くの研究開発プロジェクトが行われている [19]. しかしながら, それらの多くは, MAC (Medium Access Control) レイヤ以上の検討が中心でパケットレベル品質のみを評価している. また, システムとしての評価に関しては, 実フィールド実験やデモンストレーションはされているものの, 予防安全システムのコンセプト実証にとどまり, アプリケーションレベル QoS を定義した評価や議論がされているとは言えない. 更に, 電波伝搬特性からアプリケーションレベル QoS までを一貫してまとめた検討はなされていない.

そこで, 本研究では, インフラ協調車車間通信システムを, 一つの QoS レベルに限定した通信技術として扱うことなく, 様々なレイヤにわたる QoS パラメータを対象とすることで, 一つのシステムとして捉え, 電波伝搬特性の解析, QoS 制御技術, 及び, 複数レイヤにわたる QoS パラメータについて検討する. 特に, 交通事故を予防するための通信システムに求められる高信頼性 (物理レベル及びリンクレベル QoS 向上) について, ドライバーに周辺車両の位置情報等の提供や, 前方車両が後続車両にインターネット網を介して交通情報を提供するようなアプリケーションを想定した評価に着目し, 二つのネットワーク環境を対象とした検討を行う. 一

つは、車車間アドホックネットワーク環境を想定し、電波伝搬特性の解析、物理レベル、リンクレベル、アプリケーションレベルにおける QoS 制御技術、及び、QoS パラメータに関して検討する。もう一つは、インフラとの協調通信環境を想定し、インターネットにおけるリンクレベルの QoS 制御技術とアプリケーションレベル QoS との関係について議論する。

以下では、本論文において議論の前提となる要素技術を紹介する。まず、1.1 節で、高度道路交通システム (ITS) について触れ、1.2 節において、インフラ協調システムの概要を述べる。次に、1.3 節で、インフラ側のネットワークとしてインターネットの概要を述べ、1.4 節において、サービス品質 (QoS) を説明する。そして、車車間通信における電波伝搬特性を 1.5 節で紹介し、物理レベル QoS を向上させるための技術である MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) システムについて 1.6 節で簡単に示す。また、1.7 節にて、メディアアクセス制御プロトコルについて概説する。更に、QoS 制御技術として、1.8 節でリンクレベル QoS 制御を、1.9 節にてアプリケーションレベル QoS 制御を紹介する。最後に、1.10 節で本論文の目的と構成を示す。

1.1 高度道路交通システム (ITS)

高度道路交通システム (ITS) は、ICT を用いて人と道路と車両とをつなぎ、交通事故、及び、交通渋滞、更には環境負荷などの道路交通問題を解決するシステムである [1]。

近年、自動車事故による死傷者数を減らすため、シートベルトやエアバッグなどの、衝突時において被害を軽減するという衝突安全技術が普及してきており、更なる改良も進められている。しかしながら、今後は、衝突自体を事前に回避することを目的とする予防安全技術が期待され、様々な研究がなされている [4]–[7], [20]–[22]。

予防安全技術には、大きく二つの分野が存在する。それは、車両単体で実現する自律型システムに関する分野と、通信により他車両と協調する VSC (Vehicle Safety Communications) に関するものである。前者に関しては、これまで、カメラやレーダーが、前方障害物衝突防止支援システムなどに使用され、自律型センサによって安全運転を支援する自律型運転支援システムとして多くの製品化につながっている。しかしながら、交差点での右左折事故に代表される見通しの悪い交通環境では、交通事故による死傷者が発生する可能性が高くなっている [3]。このような事故シーンについては、自律型センサのみで危険事象を検知することが困難なため、自律型運転支援システムでは対応できないことが課題であった。

これに対し、後者の VSC に関する研究分野では、車車間通信や路車間通信を用いた衝突回避警告システムが交差点や見通しの悪い道路などにおいて、交通事故削減を実現するシステムとして大きく期待されている [4]–[7]。これは、互いの車両接近情報 (例えば、位置情報や速度情報など) を通信により交換し、ドライバーへの情報提供や注意喚起、更には警告を行うことにより、見通しの悪い出会い頭事故や右折時の衝突事故回避などに繋げることができる。

更に、ITS は、自動車社会において、予防安全を実現するだけではない。2010 年 5 月に、内閣の高度情報通信ネットワーク社会推進戦略本部 (IT (Information Technology) 戦略本部) が策定した新たな情報通信技術戦略では、「2020 年までに、高度道路交通システム (ITS) 等を用いて、全国の主要道における交通渋滞を 2010 年に比して半減させることを目指しつつ、自動車からの CO₂ の排出削減を加速する」ことに取り組み、グリーン ITS を推進していくことが掲げられている [23]。例えば、車車間通信を用いた隊列走行を実現することにより、空気抵抗の低

減やエコドライブの自動化などを行い、省エネ走行が可能となる（環境改善）[2]。また、既存の道路交通情報提供サービスである VICS（Vehicle Information and Communication System）[24] だけでなく、車車間通信や路車間通信により、前方道路の渋滞情報をリアルタイムに取得し、渋滞回避や交通流改善につなげることができる（円滑な交通流）。また、ETC（Electronic Toll Collection）や DSRC（Dedicated Short Range Communication）などの自動料金課金、駐車場や周辺施設の情報取得などによりドライバーの快適さを向上させることが可能である（快適な乗車空間）。このように、ITS は、安全で環境に優しい円滑な交通環境と快適な乗車空間を目指すシステムである。

特に、車車間通信や路車間通信を用いるシステムは、インフラ協調システムとして、日本だけでなく、米国、欧州の各国で活発な研究開発が行われている。

1.2 インフラ協調システム

近年、道路沿いに設置されたインフラセンサーや信号機などの路側インフラ設備と車両との通信（路車間通信）だけでなく、車もインフラの一部ととらえ、車両同士が情報交換を行う車車間通信を用いて運転支援などを行うシステムはインフラ協調システムと呼ばれている。

特に、交差点での衝突事故を未然に防ぐシステムとして期待されているインフラ協調車車間通信システムでは、相手の車両の存在有無がわからない状況下において、自車両の存在情報を周辺車両に伝える必要があるだけでなく、衝突事故の可能性のある相手車両を事前に特定することが困難なため、周期的に自車両の位置や速度情報などをブロードキャストする通信形態を基本としている [25]–[30]。また、その送信周期は 100ms～1200ms とアプリケーション要件によって異なっている。日本、米国、欧州、いずれも交差点での衝突防止支援アプリケーションについては 100ms の周期でブロードキャストすることを基本としている。特に、日本では、通信トラヒックを削減するために、車両速度に応じて送信周期を決定する手法についても検討されている [25], [31]。ここで、100ms という送信周期は、日本においては以下のような考え方で導出された。システムの適用上限速度を 120km/h とし、車両が約 5m（車両 1 台分の長さ）移動する間に最低限 1 回の通信を成功させることをアプリケーション要件としている。そして、送信周期を 100ms とすれば、無線回線によるエラーやパケット衝突などにより、一つのパケットを取りこぼしても、次のパケットを取得できれば、約 6.6m に 1 回の通信が成功できるため、100ms の送信周期が導出された。欧州では、低速走行中の車両の存在情報を他の車両に知らせるアプリケーションに対しては 500ms の送信周期、交通渋滞情報などをブロードキャストする場合には 1000ms の周期など、他にも様々な利用例毎に送信周期要件が定義されている。また、相手を特定したユニキャスト利用や、位置情報を用いて特定エリアに存在する車両群へのジオキャスト利用についても検討されている [27]–[30]。

インフラ協調システムは、運転支援のような予防安全用途だけでなく、円滑な交通環境や環境改善等も対象とし、日本だけでなく、米国、欧州の各国で数多くの研究開発プロジェクトが実施されている [19]。

1.2.1 各国における研究開発プロジェクト

各国におけるインフラ協調システムに関する取り組みとして、様々な研究開発プロジェクトについて紹介する。

(1) 日本における取り組み

日本におけるインフラ協調システムは、国土交通省自動車交通局の ASV (Advanced Safety Vehicle) [5], 新交通管理システム協会 (UTMS: Universal Traffic Management Society of Japan) と警察庁が進める DSSS (Driving Safety Support Systems) [32], 国土交通省道路局のスマートウェイのプロジェクトで主に推進されている。2006 年に IT 戦略本部が策定した IT 新改革戦略では、世界一安全な交通社会を目指し、インフラ協調による安全運転支援システムの実用化により交通事故死傷者数・交通事故件数を削減することを目標に掲げている。これを受けて、政府と民間が一体となった体制を確立して、ITS による安全運転支援システムの実用化検討が進められている。そして、2010 年度から事故多発地点を中心に全国展開の開始と普及促進を図るための取り組みが実施されている。

2008 年度から日本全国において、一般道路・高速道路で大規模な実証実験を実施してきている [7]。特に、2009 年 2 月には、この大規模実証実験の一環として、前述した三つのプロジェクトが一体となり、ITS-Safety2010 の公開デモンストレーションが実施された。ここでは、東京都臨海副都心地区（お台場）及び首都高速道路周辺の公道において、車車間通信と路車間通信を利用した ITS 安全装置装備車のデモ走行などが行われた。各プロジェクトのデモンストレーション内容は以下のとおりである。

- **[ASV プロジェクト]** 700MHz 帯 [26] と 5.8GHz 帯 [25] の車車間通信により、GPS (Global Positioning System) で取得した位置情報や速度情報などを近隣の車両と交換し、衝突事故を未然に防ぐためにドライバーに情報提供や注意喚起を促すシステム
- **[DSSS プロジェクト]** 光ビーコンを利用した路車間通信により、周辺の歩行者、自転車、車両の動きを検知し、接触事故を未然に防ぐためにドライバーに注意喚起を促すシステム
- **[スマートウェイプロジェクト]** 5.8GHz 帯の DSRC を利用した路車間通信により、前方の渋滞情報や高速道路上の合流情報などを提供し、ドライバーに注意喚起を促すシステム

(2) 米国における取り組み

米国では、2004 年度から米国連邦運輸省 (US DOT: United States Department of Transportation) をはじめ、10 州の州運輸局 (AASHTO: American Association of State Highway and Transportation Officials), 自動車メーカー 7 社により、VII (Vehicle-Infrastructure Integration) プロジェクトが推進されてきた。

VII は、DSRC を活用した路車間通信と車車間通信のシステムにより交差点等における事故削減とモビリティ改善を目的としたものである。2008 年にはデトロイト地区でコンセプトの実証が行われている。

更に、2009年1月には、名称を IntelliDrive[33] に変更し、実用化の加速を図っている。IntelliDrive では、通信方式を WAVE (Wireless Access in Vehicular Environment) [34] と呼ばれる 5.9GHz 帯の DSRC に限定することなく、既存の無線 LAN (Local Area Network) や携帯電話などの通信方式も利用して ITS アプリケーションの開発を短期間で実現することを目指している。

(3) 欧州における取り組み

欧州では、第7次研究開発枠組み計画 (FP7: 7th Framework Programme) を利用したプロジェクトが非常に多く存在する [19], [35]。2007年から2013年の7年間に適用される FP7 は 532 億ユーロの巨額な予算を持っており、多くの研究機関がこの制度を利用して研究開発を加速させている。このような、インフラ協調システムに関する数多くのプロジェクト間の調整を行うために、2006年に欧州委員会 (EC: European Commission) が COMeSafety[36] を発足している。

FP7における予算規模の大きなプロジェクトは、PREVENT[37], SAFESPOT[38], CVIS[39], COOPERS[40], PRE-DRIVE C2X[41], GeoNet[10], INTERSAFE-2[42] などが挙げられる。PRE-DRIVE C2X は、2008年7月から2010年6月までの期間で、欧州の自動車メーカー7社を中心に、車車間通信及び路車間通信に関する詳細仕様と機能試作を行っている。GeoNet は、2010年2月までの2年間において、IPv6の機能と地理的な情報によるパケット転送技術の融合について研究開発を行っている。また、交差点事故に注力したプロジェクトとしては、INTERSAFE-2 が行われている。これは、2008年6月から2011年5月までの3年間のプロジェクトで、協調的な交差点システムを開発して実証実験を行うことを計画している。

更に、Aktiv[43] と sim^{TD}[44], [45] は、ドイツ単独の大きなプロジェクトである。sim^{TD} は、車車間通信や路車間通信を用いて交通の安全と効率を改善し、経済的可能性を確認することを目的としている。2008年9月から2012年8月までの4年間で、ドイツ自動車メーカーやサプライヤなどが参加し、フランクフルト近郊での実証実験も計画している。

また、2005年には、欧州の自動車メーカーを中心とする民間のコンソーシアムとして、C2C-CC (CAR 2 CAR Communication Consortium) [46] を発足した。C2C-CC は、安全運転支援システムの開発を行っており、2008年10月にはフランクフルト郊外でメンバに限定して、車車間通信、及び、路車間通信を用いたデモンストレーションを実施している。

1.2.2 車車間通信に関する各国の標準化動向

日本では、地上テレビジョン放送のデジタル化に伴い、周波数を有効に利用するため、700MHz 帯の 10MHz 幅を 2012年7月より ITS 安全アプリケーションのために使用することが検討されている [8]。これを受けて、2009年2月に ITS 情報通信システム推進会議 (ITS Forum) が 700MHz 帯の実験用ガイドライン (ITS FORUM RC-006) [26] を策定している。そして、物理レイヤ及び MAC レイヤの通信方式として、電波産業会 (ARIB: Association of Radio Industries Businesses) において、標準規格策定に向けた活動が実施されているところである。

米国では、WAVE と呼ばれる 5.9GHz 帯の DSRC の検討が進められている。物理レイヤ及び MAC レイヤの通信方式については、2010 年に米国電気電子学会 (IEEE: Institute of Electrical and Electronic Engineers) にて規格化された IEEE802.11p[47] を用いる。

欧州においては、EC が 5.9GHz 帯の 30MHz を、安全運転支援のための ITS 用として割り当てることを決定している。また、2007 年 12 月に欧州電気通信標準化協会 (ETSI: European Telecommunications Standards Institute) に ITS の技術委員会 (TC: Technical Committee) が創設され、標準化が推進されている [48]。物理レイヤ及び MAC レイヤについては、ETSI において、IEEE802.11p をベースとする ETSI 標準 (ETSI Standard) [49] が策定され、2011 年 1 月より欧州標準 (European Standard) に向けた活動が始まっている。また、上位レイヤについても、GeoNet プロジェクトに基づく技術基準としてアプリケーション要件、シナリオ、アーキテクチャが策定されている [50]–[52]。

1.3 インターネット

インターネットの起源は 1970 年代から 1980 年代に米国国防総省 (US DoD: United States Department of Defense) のプロジェクトの一部として推進された ARPANET (Advanced Research Project Agency NETwork) まで遡る。1980 年代の終わりから 1990 年代の初めにかけて行われた全米科学財団 (NSF: the National Science Foundation) による地域の IP ネットワークの開発支援と NSF バックボーンネットワーク (NSFNET: NSF NETwork) の提供によりインターネットは大きく発展した。その後、1991 年に商用インターネットが登場すると爆発的に普及し、今や大きな成功を収めるに到っている。

インターネットのネットワーク層のプロトコルは、IP[11] を用いている。IP には、通信品質を保証するような機構を持っていないため、インターネットはベストエフォート型のネットワークと呼ばれている。更に、インターネットは、提供する QoS 条件が異なるネットワークを相互接続したものであり、異種統合ネットワークの一つでもある。したがって、転送時の QoS は保証されないため、上位プロトコルにより QoS 保証を行う必要がある。

1.4 サービス品質 (QoS)

サービス品質 (QoS) は、ネットワーク技術の分野だけでなく、制御工学やシステム工学など様々な分野において広く使われるものである。

文献 [53] においては、ネットワークのサービス品質は、「ネットワークの提供するサービスの使いやすさの程度ならびにその均一性である」と述べられている。また一方で、文献 [54] では、QoS は、「あるべき姿への一致度」と定義されている。ここで、「あるべき姿」とは理想的なサービスを意味するが、評価する対象によって理想とされるサービスは異なる。このような品質の捉え方は、様々なサービスに対して広く適用可能なものである。通信技術を用いたサービスにおいて、理想的なサービスとは、通信媒体、通信機器を介さずに提供されるサービスと考えることができる。

通信における QoS を考える場合には、ネットワークアーキテクチャと同様に階層構造化された QoS が定義される。これは、表 1.1 に示されるように、ネットワークの各階層に対応して、

表 1.1 ネットワーク階層構造に対する QoS レベル

Layer	QoS
User layer	user-level QoS (QoE)
Application layer	application-level QoS
Transport layer	end-to-end-level QoS
Network layer	network-level QoS
Data link layer	link-level QoS
Physical layer	physical-level QoS

物理レベル QoS, リンクレベル QoS, ネットワークレベル QoS, エンドツーエンドレベル QoS, アプリケーションレベル QoS, 及び, ユーザレベル QoS の 6 種類に分類される [55]. ここで, ユーザレベル QoS は, ユーザ体感品質 (QoE: Quality of Experience) と呼ばれる. そして, 様々なレベルにおける QoS の良し悪しを判定する尺度は, QoS パラメータと呼ばれる. すなわち, システムが提供するサービスがどれだけニーズに合致しているか, ユーザを満足させられるかという尺度である.

本論文では, 物理レベル QoS, リンクレベル QoS, 及び, アプリケーションレベル QoS に着目している. 物理レベルの QoS パラメータとしては, 信号対雑音電力比 (SNR: Signal-to-Noise Ratio), ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate), 伝送速度などが挙げられる. また, リンクレベルの QoS パラメータとしては, パケット到達率, 伝送遅延などである. 更に, アプリケーションレベルにおいては, 想定するシステムや対象とする情報メディアの種類により大きく異なる. 例えば, 交通事故を防止するための安全システムにおいては, 警告タイミングなどが挙げられるが, 音声やビデオのストリーミング転送の場合には, メディア出力の滑らかさなどである.

1.5 車車間通信における電波伝搬特性

車車間通信システムを設計する際には, 電波伝搬特性を把握することが重要となる. 一般的に, 無線通信における電波伝搬特性としては, 平均伝搬損失特性, フェージング特性, ドップラースプレッド, 及び, 遅延スプレッドの項目が挙げられる [17].

まず, 平均伝搬損失特性は, 送受信間距離に対する受信電力の減衰量特性である. この距離に対する減衰特性は, プロトコル特性などシステムレベル評価を行う際に用いられる.

一方, フェージング特性, ドップラー, 及び, 遅延スプレッドについては, 物理レイヤの通信性能を評価する際のチャネルモデルとして良く用いられる. その中でも, フェージング特性は移動通信における基本特性を評価するために必須である.

以下では, 本論文で取り扱ったフェージング特性, 及び, 伝搬損失特性について触れる.

1.5.1 フェージング特性

車車間通信では、周辺の建物や車両などによって、反射、回折、散乱が発生し、マルチパス伝搬路が形成される [56]。このようなマルチパス伝搬路を移動することにより、受信信号レベルや位相が急激に変化するフェージングが発生する。そこで、本論文で取り扱うレイリーフェージングと仲上ライスフェージングの二つのフェージング特性について概説する。

まず、到来する散乱波が非常に多く、それらの電力が同程度のとき、受信信号の振幅分布はレイリー分布に従う。このようなフェージングをレイリーフェージングと呼ぶ。このモデルは、見通し外（NLOS：Non-Line-of-Sight）の環境下におけるフェージングモデルとして良く用いられ、無線通信システムの評価の最も基本的なモデルである。

一方、送受信アンテナ間に見通しがある場合には、周辺建物などによる反射、散乱が発生したマルチパスだけでなく、安定した直接波が存在する。このような伝搬路は1定常波+レイリー変動のパスとなり、この環境は、仲上ライスフェージング環境と呼ばれ、振幅変動の分布は仲上ライス分布となる。したがって、仲上ライスフェージングは見通し内（LOS：Line-of-Sight）での伝搬路のフェージングモデルとして良く知られている。

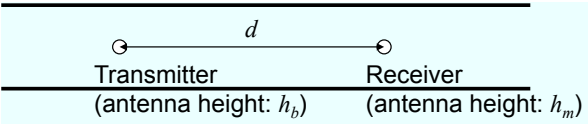
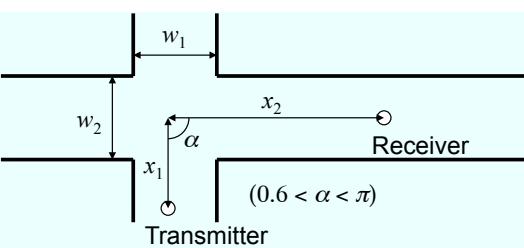
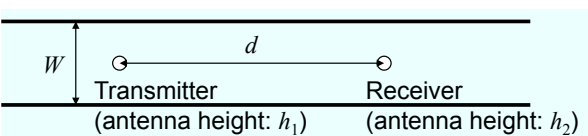
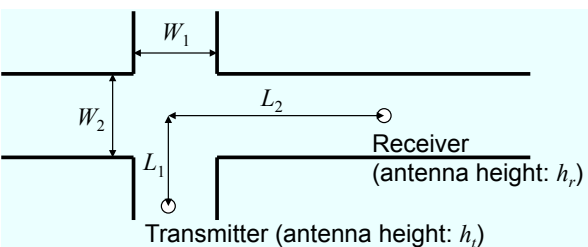
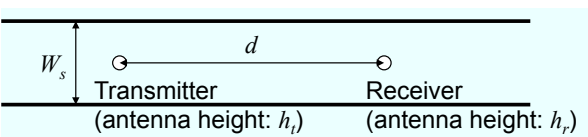
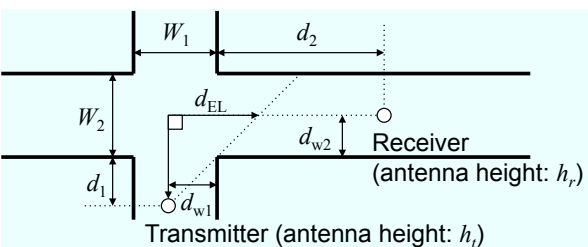
仲上ライスフェージングでは、その分布を決定するパラメータとしてKファクタが用いられる。Kファクタは、“マルチパス波の平均電力”に対する“直接波の電力”の比として定義される。なお、直接波である定常波成分が0の場合には、レイリーフェージングとなる。

1.5.2 伝搬損失特性

システムレベルの評価（例えば、プロトコルシミュレーションなど）を行う際には、送受信間の伝搬損失特性が重要となる。車車間通信について、日本で検討されている周波数帯域は、700MHz帯と5.8GHz帯である。そこで、この周波数帯域を対象とし、低アンテナ高の場合を取り扱った伝搬損失モデルとして、文献 [57]–[60] の各モデルの特徴を見通し内（LOS）と見通し外（NLOS）とに分けて表 1.2 にまとめる。

文献 [57] においては、見通し内の伝搬損失は、上限値と下限値により、損失量の振れ幅を表現している。一方、文献 [58] は、実測結果より重回帰分析を用いて導出したモデルである。更に、文献 [59], [60] では、レイトレース法によるシミュレーション結果から得られた損失量を重回帰分析によりモデル式を導出している。

表 1.2 低アンテナ高を対象とした伝搬損失モデルの特徴

Reference	Specifications	Model
ITU-R P.1411-5 (LOS) Ref. [57]	Frequency: 800 to 2000 MHz Distance: 20 to 5000 m Antenna height:	
ITU-R P.1411-5 (NLOS) Ref. [57]	$h_b = 4$ to 50 m $h_m = 1$ to 3 m	
Ichitubo (LOS) Ref. [58]	Frequency: 813 MHz, 1430 MHz Distance: 30 to 500 m Antenna height:	
Ichitubo (NLOS) Ref. [58]	$h = 3$ m Road width: 10 to 30 m	
Ito&Taga (LOS) Ref. [59]	Frequency: 400 to 6000 MHz Distance: $d = 2$ to 1000 m $d_1 = 10$ to 300 m	
Ito&Taga (NLOS) Ref. [60]	$d_2 = 0$ to 300 m Antenna height: $h = 0.5$ to 3.5 m Road width: $W_s = 8$ to 60 m $W_1, W_2 = 5$ to 60 m	

1.6 MIMO システム

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) は、多入力・多出力システムの総称である [61]. 通信の分野では、物理レイヤにおいて通信性能を向上させる技術であり、送受信双方に複数アンテナを用いて、高速・大容量な情報伝送を行う技術として広く知られている. 近年では、無線 LAN において、IEEE802.11g[62] に MIMO を用いて、通常の 2 倍の伝送速度である 108Mbps (理論値) を実現する製品が発売されている. 更に、IEEE802.11n[63] に関する製品では、隣接チャネルをまとめて 40MHz の帯域幅で通信するチャネルボンディングを用いて、最大 300Mbps が得られ、高速な無線通信環境を実現している. これらは、全て MIMO におけるマルチストリーム伝送に分類できる.

MIMO 通信技術によって通信性能を向上させる手法には、高速・大容量通信を実現する代わりに、情報伝達を確実にを行うためのシングルストリーム伝送がある. これは、送信ダイバーシチにより最大比合成 (MRC: Maximum Ratio Combining) の利得を得る技術である. これにより、SNR に対するビット誤り率特性を向上させることが可能となる. これを実現する手法としては、時空間ブロック符号化 (STBC: Space Time Block Coding) [64] や時空間トレリス符号化 (STTC: Space Time Trellis Coding) [65] がある.

本論文で取り扱った STBC の構成図を図 1.1 に示す. STBC は、連続して送信したい二つの信号を一つのブロックとして取り扱い、送信したい時系列データシンボル (図中の S_1, S_2) に対して時間領域と空間領域で信号を組み換えて伝送することにより、受信ダイバーシチと等価な効果を得ることができる (図中の*は複素共役). 特に、2 素子アンテナの場合のみ、入力信号をそのままの伝送レートで送信できるため、フルレートダイバーシチを実現することができる [65].

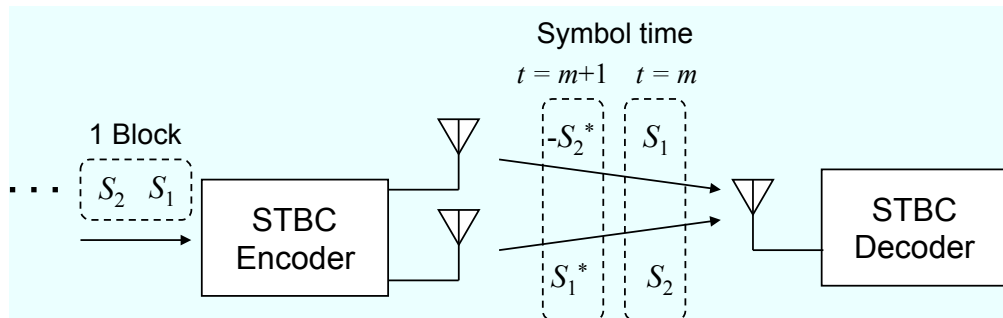


図 1.1 STBC 概要

1.7 メディアアクセス制御プロトコル

車車間通信に関する多くの研究では、IEEE802.11[62]をベースとした検討がなされている。日本、米国、欧州における車車間通信の標準化活動では、物理レイヤ、及び、MACレイヤとして、IEEE802.11p[47]に基づく通信方式が基本的に採用されている。

特に、各端末が自律分散制御を行うため、IEEE802.11の基本アクセス手順とされているDCF (Distributed Coordination Function) に関する取り組みが多い[18]。これには、メディアアクセス制御機能であるMACプロトコルとして、各端末がチャネルの使用状況を検査して自律的にパケット（フレーム）の送信タイミングを決定するCSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) が採用されている[66], [67]。その他、IEEE802.11では、オプションとして、基地局が全ての送信を集中的にアクセス制御するPCF (Point Coordination Function) が用意されている。PCFでは、基地局が各端末に順番にポーリング信号を送信し、このポーリング信号を受信した端末のみがパケット（フレーム）の送信を許可されるという手法により、無線セル内のアクセス制御を実現している。本論文で対象としている車車間通信システムでは、各端末は自律分散に制御される必要がある。したがって、CSMA/CAプロトコルを用いる場合には、DCFによるアクセス制御を対象としている。

1.7.1 CSMA/CA 概要

CSMA/CAでは、まず、パケットの送信を試みようとする各端末が、搬送波の有無を検出するキャリアセンス機能により無線チャネルの使用状況を確認する。そして、他端末がパケット送信中の間、すなわち、チャネルがビジー状態の間は、送信を待機することによりパケット衝突を出来る限り回避する。一方、キャリアセンスの結果、一定期間未使用の状態（アイドル状態）であれば、他端末が送信していないと判断しパケットの送信を開始する。

IEEE802.11規格では、信号を送信する前に最低限の送出信号間隔としてIFS (Inter Frame Space) が定義されている。基本的なアクセス手順は以下のとおりである。ビジーからアイドルに移行後、IFS時間だけ待ち、後述するバックオフ時間と呼ばれるランダムな時間だけ、更にキャリアセンスを行う。そして、継続してアイドルであることを確認するとパケットを送信することが可能となる。

IFS時間は固定長で、キャリアセンスを効果的に行うために、複数の長さを定義し使い分けることによって、通信端末の優先権を制御することができる。具体的なIFSによる優先制御を図1.2に示す。DCFで用いられるIFSとしては、SIFS (Short IFS) とDIFS (DCF IFS) が存在する。通常のデータフレームを送信する際には、優先度の低いDIFSを使用し、正しくデータフレームを受信したことを示す応答であるACK (ACKnowledgement) フレームを送信する際には、最優先権の送出信号間隔であるSIFSを用いる。これにより、データフレーム送信後に他の通信端末に割り込まれることなくACKフレームを送信することができる。

更に、CSMA/CAでは、パケット衝突を回避するためのバックオフ制御がある。フレームを送信する端末は前述のDIFS時間だけアイドルであることを確認後、規定のコンテンションウィンドウ (CW: Contention Window) の範囲内の一様乱数の値に基づくランダムな時間（バックオフ時間と定義される）だけキャリアセンスを行う。なお、バックオフ時間はスロット時間と

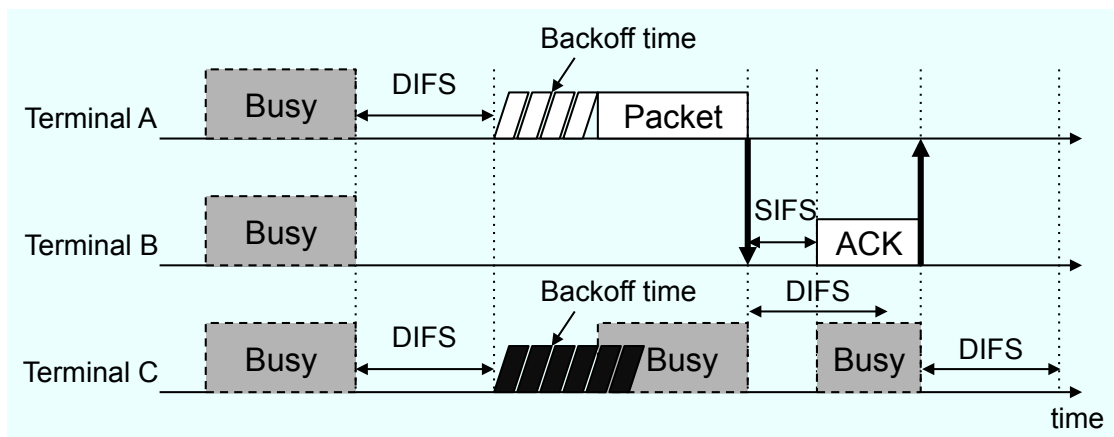


図 1.2 IFS による優先制御

呼ばれる一定時間の整数倍であり、キャリアセンスの結果、アイドルであれば乱数値をスロット時間ごとに減算し、0 となった通信端末がパケット送信を行う。

1.7.2 隠れ端末問題とその対策

無線通信では、通信端末間の距離や電波を通さない障害物などの影響により、隠れ端末問題が発生する。図 1.3 に隠れ端末が存在するときの無線通信環境を示す。図では、端末 A と端末 C が直接キャリアセンスできないため、アクセスポイント及び端末 B に対して、隠れ端末関係になっている状況を示している。隠れ端末が存在すると、隠れ端末に対してのキャリアセンスが働かなくなりパケット衝突頻度が増えることによって、スループット特性が低下する。

このような問題を解決する手段として、RTS/CTS (Request To Send / Clear To Send) がある。これは、通信開始前に隠れ端末がパケットを送信することを把握し、該当する期間でパケット衝突の発生を防ぐため、データを送信しないようにする機能である。なお、RTS と CTS で用いるフレームには、パケットを送信する期間の情報が含まれている。このフレームを受信した端末は自端末のパケット送信を禁止するための仮想キャリアセンスメカニズムである NAV (Network Allocation Vector) を設定する。

図 1.3 を用いて、具体的な動作例を説明する。端末 A は、パケットの送信前に DIFS+ バックオフ時間のキャリアセンスを行い、送信要求である RTS フレームをパケットの宛先であるアクセスポイントに送信する。この RTS は、端末 B も受信することができるため、受信終了後から RTS フレームに含まれる期間だけ NAV を設定する。一方、アクセスポイントは、RTS を受信後から SIFS 時間経過した後、受信準備が完了していることを示す CTS フレームを返信する。この CTS は、端末 A だけでなく端末 C も受信することができるため、CTS フレームに記載されている期間だけ NAV を設定する。これにより、隠れ端末関係である端末 A と端末 C はパケット衝突を発生させずに通信を行うことが可能となる。しかしながら、RTS/CTS は、図 1.3 の例のようにアクセスポイントなど基地局が必要であり、本論文で対象としているような車車間通信環境下では、そのまま用いることはできない。

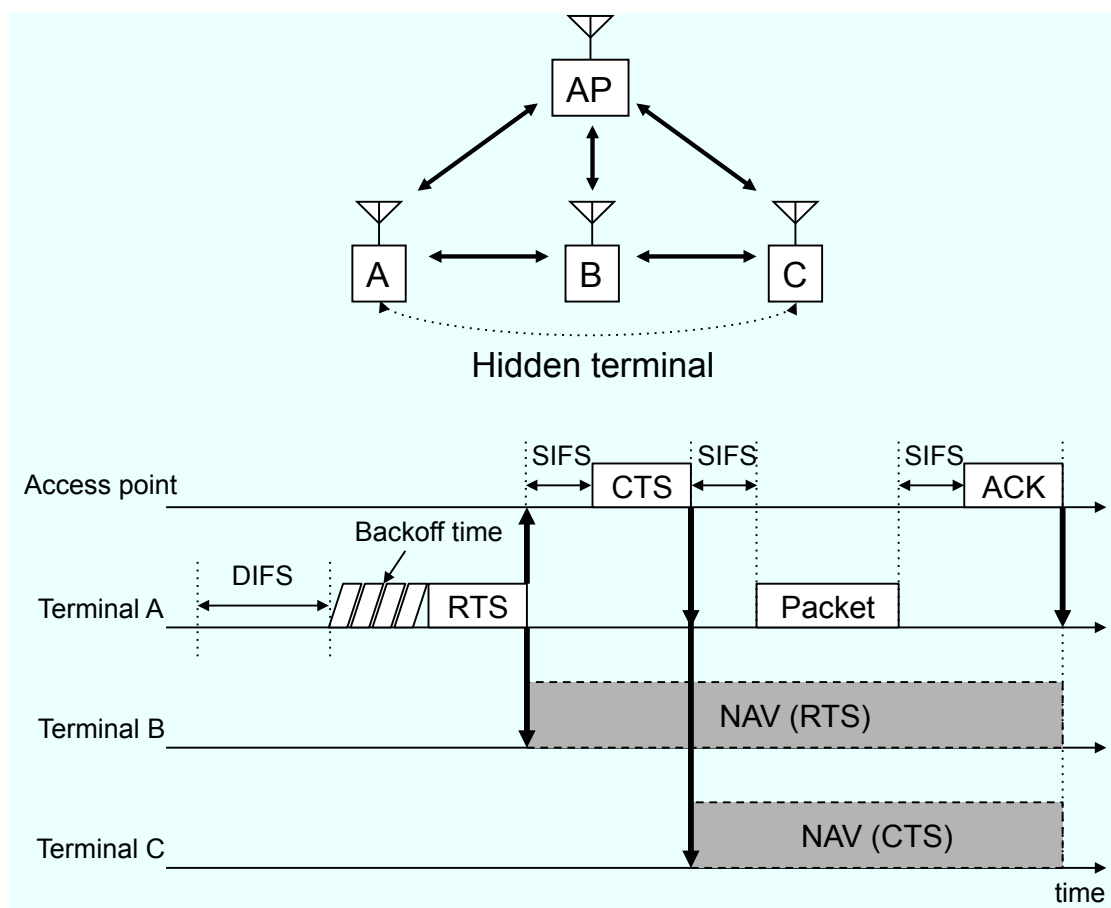


図 1.3 RTS/CTS による隠れ端末対策

1.8 リンクレベル QoS 制御

本論文で扱ったリンクレベルの QoS 制御技術であるパケットスケジューリングについて説明する。インフラ協調車車間通信には、インフラ側を経由して車車間通信を行う通信形態が検討されている [10]。インフラ側のネットワーク（インターネット）におけるルータでは中継を行うため、パケットスケジューリングは必要不可欠な機能である。これは、リンクレベルでの QoS 制御技術である。パケットスケジューリングのアルゴリズムは、大きく三つの制御に分けられる。それは、(1) FIFO (First-In First-Out), (2) 優先制御, (3) 帯域制御である。なお、FIFO は QoS 制御を行わないが、他の比較として記載する。以下に、図 1.4 を用いて、これらの制御の概要を説明する。

(1) FIFO (First-In First-Out)

これは、現在のインターネットにおいて、最も広く利用されている制御である。図 1.4(a) に示すように、ルータに入力されてきたパケットに対して特別な制御をせず、出力バッファにそれを格納する。したがって、各フローのサービス品質を保証することはできない。

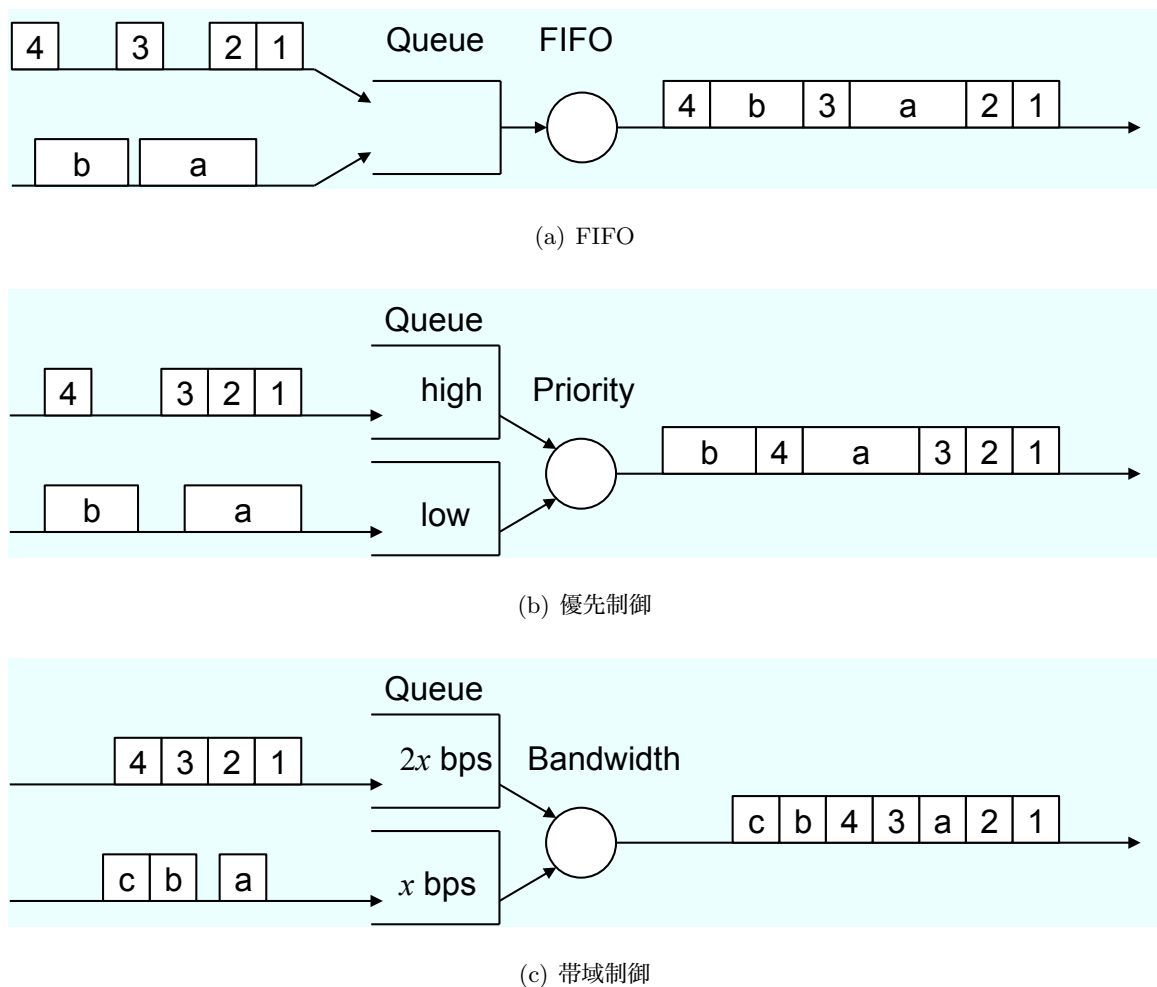


図 1.4 パケットスケジューリング

(2) 優先制御

優先制御では、ルータに入力されてくる packets をある基準に従って、異なる優先度に割り当てる (図 1.4(b))。そして、各優先度毎に異なるバッファを用意し、入力 packets を対応するバッファに格納する。最高優先度のバッファ内の packets から処理し、そのバッファが空になった場合にのみ、次の優先度に処理を移す。この制御は、リアルタイムトラフィックを優先する場合などに適用することが考えられる。

(3) 帯域制御

図 1.4(c) に示すように、帯域制御は、アプリケーションや入力インタフェースなどに従って、packets を異なるバッファに格納する。あらかじめ、各バッファ毎に、割り当てられる帯域が決められている。そして、あるアルゴリズムに従って、packets のスケジューリングを行う。スケジューリングアルゴリズムによって、帯域保証のできる精度が異なり、それに伴い、出力順の計算処理の複雑性も異なる。

1.9 アプリケーションレベル QoS 制御

本研究において、インフラ側の QoS 制御技術を評価する際の情報メディアとして、音声・ビデオのストリーミングデータを取り扱った。これは、時間的構造を持つ情報メディアである。インターネットにおいて、このようなマルチメディアアプリケーションのサービスを実現するためには、情報メディアの時間的構造の保持・回復であるメディア同期が必要である。以下では、アプリケーションレベルの QoS を保証するための基本技術であるメディア同期、及びメディア同期アルゴリズムについて説明する。

1.9.1 メディア同期制御

メディア同期は、オブジェクト同期 [68] と連続同期 [69] の二つに分類することができる。前者は、ハイパーメディアにおけるオブジェクト間の同期のことであり、シナリオに基づいてメディアの出力開始時刻の制御を行う。後者は、音声やビデオなどの連続メディアの出力タイミングを調整するものである。本研究では、インターネットにおける QoS 制御技術を評価する際の情報メディアとして、音声・ビデオ転送を扱っているため、連続同期を対象とする。

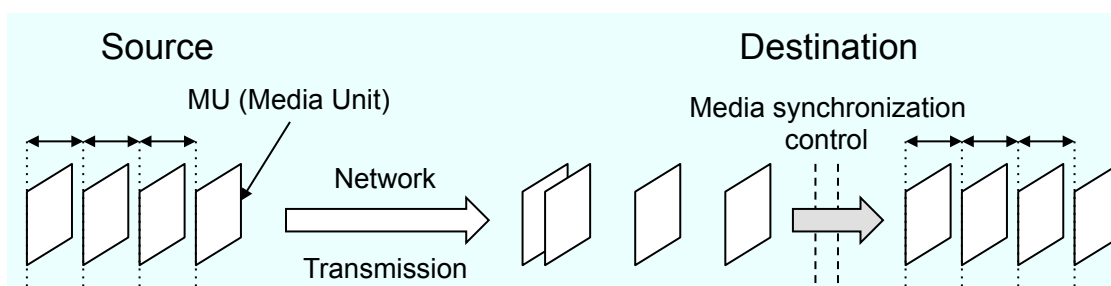
メディア同期の処理単位をメディアユニット (MU: Media Unit) と呼ぶことにする。これは、例えば、一つのビデオフレームや1音声パケットに相当する。マルチメディア通信サービスを実現するための連続同期の基本機能として、メディア内同期と、メディア間同期が挙げられる。前者は単一ストリームにおける MU の時間関係を扱い、例えば、一つのビデオストリームにおける連続した二つのビデオフレーム間の時間間隔を維持することである。一方、後者は、音声ストリームとビデオストリーム間のような複数のメディアストリーム間の同期である。このとき、メディアにはマスタとスレーブの関係が存在し、スレーブメディアをマスタメディアに同期させる。図 1.5 にメディア内同期とメディア間同期を示す。

メディア同期が乱される要因としては、メディアキャプチャリング時の揺らぎ (符号化時間など)、ネットワーク遅延の揺らぎ (遅延ジッタ) などが挙げられる。特に、通信の立場からは、遅延ジッタによる乱れに対処する必要がある。

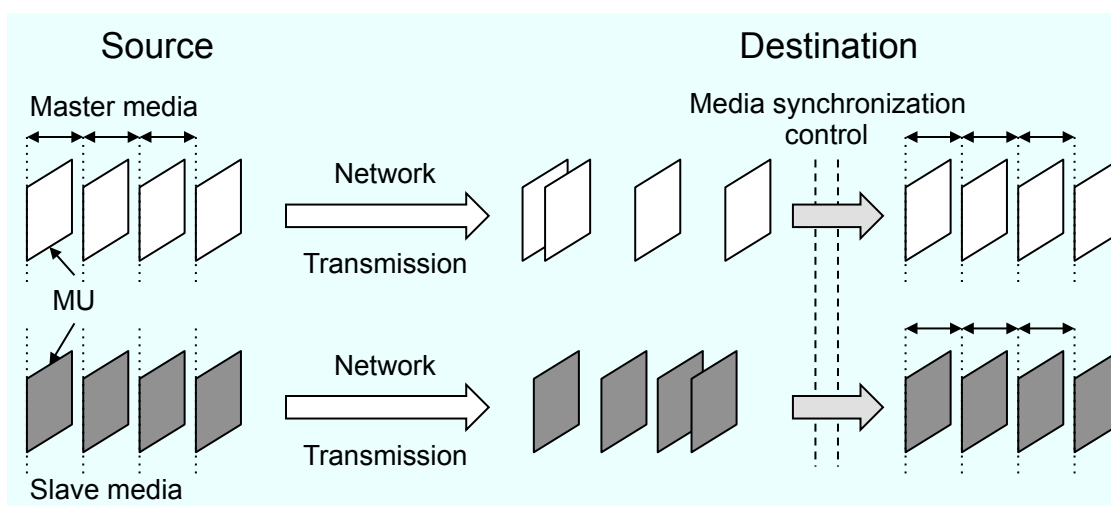
ネットワーク遅延ジッタに対する、連続メディア同期制御の原理は極めて簡単であり、受信端末で遅延ジッタを吸収することによって、メディア同期を実現することが可能である。これは、受信端末で MU をバッファリングすることによって実現される。バッファリング時間は、最大ネットワーク遅延ジッタと同じに設定すれば十分である。しかし、インターネットにおいては、その正確な値を知ることは難しく、必ずしもこの値をバッファリング時間に設定することはできない。また、最大遅延ジッタの値を正確に知ることができたとしても、その値を設定するとリアルタイム性を失う可能性がある [16]。

したがって、扱うメディアが蓄積 (過去に発生し蓄積されたもの)・ライブ (実時間で発生しているもの) のいずれであるかによって、適切な制御方法は大きく異なる。

メディア同期品質を評価するためには、適切な評価尺度が必要となる。そこで、メディア内同期品質の尺度としては、MU 出力間隔の変動係数を、メディア間に関しては、メディア間同期の平均二乗誤差が提案されている [70], [71]。これらの評価尺度については、第7章で詳しく



(a) メディア内同期



(b) メディア間同期

図 1.5 メディア同期

述べることにする。また、このような客観的評価尺度だけでなく、主観的な品質評価（例えば、MOS : Mean Opinion Score）も行う必要がある。

1.9.2 VTR メディア同期アルゴリズム

VTR (Virtual-Time Rendering) メディア同期アルゴリズム [72], [73] は、実際のネットワーク遅延ジッタがわからない場合を想定している。実際の時間軸に加えて、受信した MU の遅延ジッタに従って伸縮する仮想時間軸 (Virtual-Time) を定義する。そして、各 MU はこの仮想時間軸に沿って出力表示される。この仮想時間軸を伸縮させることにより、バッファリング時間を動的に変更可能である。まず、バッファリング時間は、最初の MU が到着したときに、最大遅延ジッタの推定値 J_{\max} に設定される。その後は各 MU の目標出力時刻 (MU 出力の目標とする時刻) の変更によって仮想時間軸が伸縮され、バッファリング時間を変更される。変更方法は、メディアが蓄積かライブであるかによって異なる。蓄積メディアの場合には、目標出力時刻を遅らせるのみで良い。しかし、ライブメディアの場合には、リアルタイム性を維持するために、目標出力時刻を早めることが必要である。更に、目標出力時刻を変更する際に、MU 遅延が最大許容遅延 Δ_{al} を超えないように制御する。

本研究では、QoS 非保証型ネットワークであるインターネットにおけるビデオストリーミング転送として、ライブ音声・ビデオを転送する場合を扱っている。一つのビデオフレームを1ビデオ MU とし、1 音声 MU は一定の音声サンプルから構成されるものとする。そして、メディア内同期誤差に敏感な音声をマスタメディアとし、ビデオをスレーブメディアとする。目標出力時刻の変更はマスタメディアのみによって起動され、スレーブメディアに対しても、マスタメディアと連動して同量の時間変更を行う。

1.10 本論文の目的と構成

本論文では、自動車社会において、安全で環境に優しい円滑な交通環境と快適な乗車空間を目指す ITS を実現するため、インフラ協調車車間通信システムに着目し、電波伝搬特性の解析、QoS 制御技術、及び、複数レイヤにわたる QoS パラメータについて検討している。

本論文は、図 1.6 に示すように、二つのネットワークモデル（利用形態）を対象としている。一つは、周辺車両に周期的に自車位置情報などをブロードキャストするようなアドホックネットワーク形態であり、受信した車両のドライバーに対して見通し外の車両が接近していることを知らせる交通事故の予防に役立つシステムを対象としたネットワークモデルである。もう一方は、インターネット網と車車間通信との連携を想定し、前方を走行中の車両が検出した路面情報や前方交通情報を後続の遠方車両に対して情報提供するシステムを想定したモデルである。各ネットワークモデルに対する検討内容を図 1.7 にまとめている。車車間アドホックネットワーク環境を想定した研究の取り組みとしては、電波伝搬特性の解析、物理レベル、リンクレベル、アプリケーションレベルにおける QoS 制御技術、及び、QoS パラメータに関して第2章から第6章において検討する。そして、インフラと車車間通信の協調通信環境を想定した場合については、インターネットにおけるリンクレベルの QoS 制御技術とアプリケーションレベル QoS との関係について第7章で議論している。

まず、車車間通信システムの回線設計を考える際には、伝搬損失特性を把握することが必要である。特に、送受信のアンテナ高が低いため、周辺車両による伝搬損失の影響が大きくなる。第2章では、車車間通信の周波数帯として、日本で検討されている 5.8GHz 帯と 700MHz 帯の

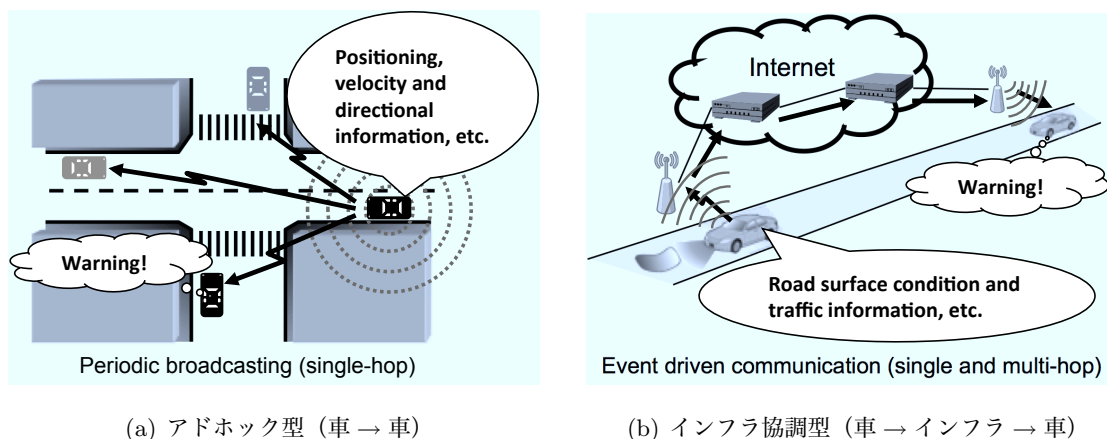


図 1.6 インフラ協調車車間通信のネットワークモデル（利用形態例）

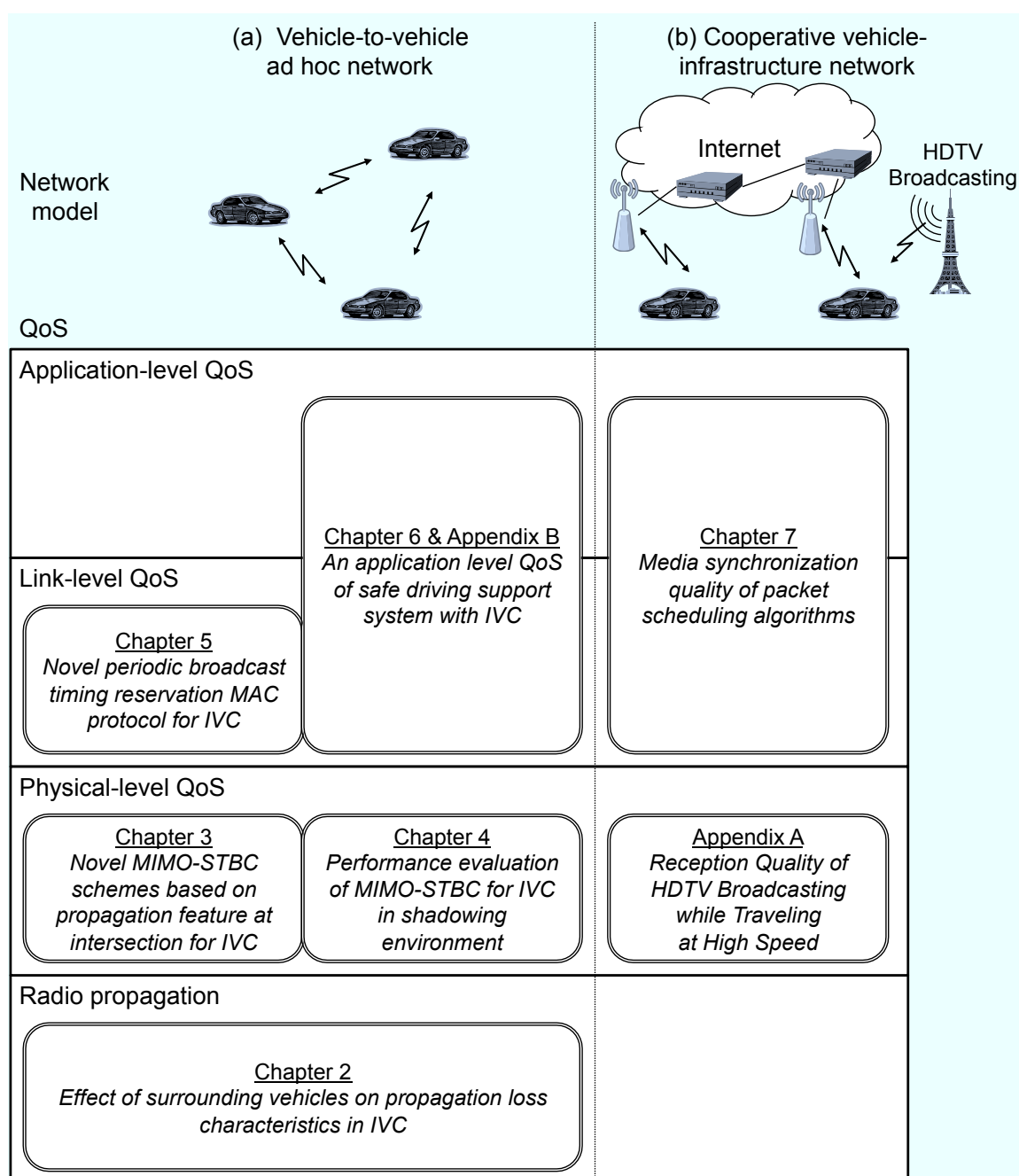


図 1.7 本論文の構成

二つの周波数帯を使用し、フィールド実験により、周辺車両による伝搬損失量と交通量との関係について検討する。また、送受信間に存在する車両台数と、伝搬損失量との関係を導出し、実際の交通環境におけるモデル化手法を提案している。

次に、交差点における衝突回避警告のような安全運転支援システムのための車車間通信では、物理レイヤにおける高信頼通信の実現が重要である。そこで、第3章では、物理レベル QoS (BER 特性) を対象として、伝送品質を改善させる送信ダイバーシチ技術を、車車間通信へ適用することを検討し、交差点伝搬路特性に基づく新たな MIMO-STBC 方式を提案する。まず、

レイトレース法を用いたシミュレーションにより MIMO の伝搬路特性を導出し、交差点伝搬路のモデル化を行う。この伝搬路の特徴を利用し、車両の移動速度情報を用いたチャネル推定法と判定帰還型チャネル推定法の 2 種類を提案し、計算機シミュレーションにより、それらの有効性を示す。

更に、MIMO の伝送特性は電波伝搬特性に大きく依存するため、具体的な状況を想定した評価が必要である。そこで、第 4 章では、交差点における右折時衝突防止支援を想定した評価を行う。まず、レイトレース法を用いたシミュレーション及びフィールド実験により電波伝搬特性を評価し、大型車両遮蔽時の伝搬路のモデリングを行う。このモデリングに基づき、MIMO-STBC の有効性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

次に、車車間通信を用いた安全運転支援システムにおけるリンクレベル QoS に着目する。これまで、車車間通信環境では、MAC プロトコルとして CSMA/CA が多く検討されてきているが、隠れ端末問題により、大きく通信品質が劣化することが懸念されている。そこで、第 5 章では、周期ブロードキャスト通信において、パケット衝突を回避するための送信タイミングを自律的に予約する新しい MAC プロトコルを提案する。そして、ネットワークシミュレーションにより、提案プロトコルが TDMA (Time Division Multiple Access) ライクな動作をしていることを示し、隠れ端末対策としての有効性を明らかにする。

更に、第 6 章では、パケットレベルの通信品質評価だけではなく、アプリケーションレベル QoS の観点から評価するため、車車間通信を用いた安全運転支援システムの新しい評価指標を提案している。

ここで、車車間アドホックネットワーク環境を対象にした第 2 章から第 6 章の検討内容の関係を図 1.8 にまとめる。第 5 章及び第 6 章において検討した車車間通信のプロトコル評価などシステムレベルの設計を行う際、伝搬損失特性と受信感度特性（プロトコル評価においては、BER 特性と同様に扱うことができる）は、プロトコル特性及びアプリケーションレベル QoS に大きく影響を及ぼす。第 6 章では、アプリケーションレベル QoS を評価するため、交通流シ

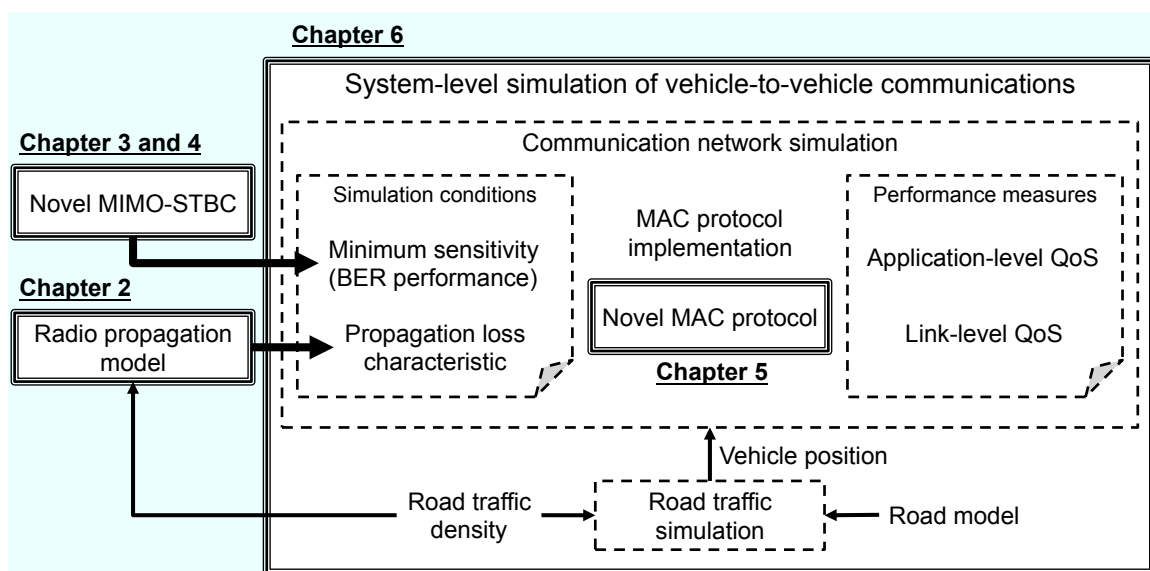


図 1.8 車車間通信による安全運転支援システムの評価に関わる検討内容

ミュレーションと通信プロトコルシミュレーションを連携させている。周辺車両に周期的に自車位置情報などをブロードキャストするプロトコル評価において、1送信周期内における最大収容パケット数（直接、電波を観測できる車両台数）はプロトコル特性を決める重要なプロトコルパラメータである。例えば、交通量が増加すると、1送信周期における通信トラヒック量が増加し、プロトコル特性（パケット到達率などのリンクレベル QoS）が劣化する。これは、情報の届く距離が交通量に関わらず一定であると仮定した場合である。しかし、車両が存在することにより、伝搬損失量は変化するため、実際には交通量に応じて、各車両が送信した情報の届く距離が変化することになる。したがって、交通量が増加しても、1送信周期内の通信トラヒック量が増加するとは限らない。また、情報の届く距離が変化すると、隠れ端末問題によりパケット衝突が発生する可能性のある車両台数も変化することになる。つまり、プロトコル評価においてパケット衝突の発生状況が交通量の状況により変化することを意味する。しかし、第2章で検討した交通量パラメータで表現された伝搬損失モデルを用いることにより、実態（実際の交通環境）に近いシステムレベルの評価が実現できることになる。また、受信感度特性（BER 特性）についても、情報の届く距離に大きく関係するため、伝搬損失特性と同様に、プロトコルのリンクレベル QoS 及びアプリケーションレベル QoS に大きく影響を及ぼす。そこで、第3章及び第4章で導出した BER 特性に基づくプロトコルシミュレーションを行うことにより、車車間 MIMO 通信システム導入時における安全運転支援システムのアプリケーションレベル QoS 評価を行うことが可能となる。このように、第2章から第6章までの検討は、電波伝搬特性、物理レベル QoS、リンクレベル QoS、アプリケーションレベル QoS を対象とし、車車間通信による安全運転支援システムの評価に繋がる要素技術研究として一貫して取り扱っている。

一方で、インフラ車車間通信システムのもう一つのネットワーク形態であるインターネット網を介する車車間通信の場合、インターネットの QoS 制御技術についてもアプリケーションレベル QoS パラメータに大きな影響を及ぼす。そこで、第7章では、前方を走行中の車両が前方交通情報をストリーミングデータとして、後続の遠方車両に対して情報提供することを想定し、インターネットにおけるリンクレベル QoS 制御技術とストリーミングデータのアプリケーションレベル QoS との関係について検討する。四つのパケットスケジューリングアルゴリズムが、音声・ビデオ伝送などの連続メディア同期品質に及ぼす影響を明らかにする。

このように、本論文では、様々なレイヤにわたる QoS パラメータを対象として、高品質な通信を実現する QoS 制御技術について検討し、インフラ協調車車間通信システムを設計するための指針を提供することを最終目標としている。

なお、将来のインフラ協調車車間通信システムでは、地上デジタル放送などの放送メディアとの連携により、高度な情報サービスを目指すことも考えられる。特に、地上デジタル放送のデータ放送に含まれる情報とリンクした別の情報を車車間通信システムを用いて取得するという形態である。その際、地上デジタル放送の高品質な移動受信技術が重要となる。本論文では、インフラ協調車車間通信システムに関する QoS 制御技術に着目しているため、付録 A として、高速走行時における地上デジタル放送（高精細度テレビジョン放送、HDTV：High Definition TeleVision）移動受信の品質に関する検討結果を示すこととした。

第 2 章

周辺車両の影響を考慮した車車間伝搬損失特性

2.1 まえがき

近年、交差点事故を削減することを目的とし、路車間、車車間通信による運転支援通信システムの研究開発が行われている。特に、車車間通信は車両同士が無線通信による情報交換をすることで、路側インフラが設置されていない見通しの悪い交差点などにおいても、事故を防止することができるシステムとして大きく期待されている [4]–[7], [20]–[22]。

このようなシステムで用いる周波数帯域としては、欧米では、5.9GHz 帯が割り当てられている [74]。欧米ともに、1 チャンネル当たり 10MHz 幅で、米国は 7 チャンネル、欧州は 3 チャンネルとなっている。

一方、日本では、現在、アナログテレビ放送サービス終了後に空き帯域となる 700MHz 帯 (10MHz 幅の 1 チャンネル) を、車車間通信による運転支援通信システムに利用することが検討されている [8]。これに伴い、ITS 情報通信システム推進会議が、700MHz 帯を用いた運転支援通信システムの実験用ガイドライン (ITS FORUM RC-006) [26] を策定し、2009 年に大規模実証実験が実施されるなど、システム実用化に向けた取り組みが活発になされている [7]。

車車間通信システム実用化に向けた回線設計を考える際には、電波伝搬特性を把握することが必要である。700MHz 帯の伝搬特性は、文献 [25], [75] などにおいて ITS 向けに検討されてきた 5.8GHz 帯とは異なるため、実験によるデータ取得や伝搬モデル開発などが重要である。例えば、見通し内通信環境 (LOS) と見通し外通信環境 (NLOS) のそれぞれにおいて、通信距離の把握や、周辺の車両による影響の明確化などが必要である。特に、文献 [76] に示されているように、測定周波数は 2.5GHz 帯と 5GHz 帯ではあるが、車車間通信環境において、周辺車両が存在することにより、受信レベルが 10dB~20dB 低下することが実験により示されている。したがって、車車間通信システムの回線設計には、周辺車両の影響による損失量を把握することが重要となる。

更に、車車間通信のプロトコル評価などシステムレベルの設計を行う際、伝搬損失特性にはモデル式を用いて、プロトコルシミュレーションを実施する方法が利用されている。文献 [26] に示されるような車車間通信システムは、各車両が周期的に自車両の位置情報などを通信しあうため、交通量が増加するに従って、通信トラヒック量が増加することとなる。しかし、前述したように、車両が存在することにより伝搬損失量は変化するため、交通量に応じて、各車両が送信した情報の届く距離が変化することとなる。これは、プロトコルシミュレーションにお

けるパケット衝突の発生状況が交通量の状況により変化することを意味するため、プロトコル性能にも影響を与えることになる。したがって、実態に近いシステムレベルの評価を実現するためには、交通量が伝搬損失量に与える影響をモデル化することが必要である。

そこで、本章では、周辺車両による伝搬損失への影響と交通量との関係を導出するためのモデル化手法を提案する。まず、送受信間に存在する車両の影響について、車両が停止した状態での伝搬測定（以下、基礎実験と呼ぶ）を実施し、車両の影響によって生じる伝搬損失量を交通量で表現できる可能性について議論する。そして、実フィールドにおいて、交通量が変化するように、異なる時間帯での測定を複数実施することで、周辺車両によって生じる伝搬損失量を交通量パラメータで表現するためのモデル化手法を提案し、モデル式を重回帰分析で導出する。

以下では、まず、2.2節で関連研究をまとめる。2.3節で、周辺車両の影響に関する基礎実験について述べ、2.4節で、様々な交通量における伝搬損失測定とモデル化手法について提案する。2.5節に、周辺車両が存在することによって生じる伝搬損失量のモデル式を導出する。

2.2 関連研究

低アンテナ高のシステムにおける市街地交差点を対象とした伝搬損失推定式に関する研究例としては、文献[57]–[60],[77],[78]などがある。これらの文献について、伝搬損失推定式の導出に関する研究例と、通信システム設計（回線設計）に適用した研究例に分けて、以下に関連研究をまとめる。

2.2.1 伝搬損失推定式の導出に関する研究例

文献[58]のモデル（以下、市坪モデルと呼ぶ）は、実際の市街地（茅場兜地区：7階建て程度の建物が均一に並び、10～30mの道路幅の道路が基盤目状に配置されている）において、813MHzと1.43GHzの周波数で測定した結果を基に重回帰分析によって求めた近似式である。低アンテナ基地局を想定しているため、アンテナ高は3mとなっている。ある交通状況において測定し、周辺車両の影響は含まれた近似式であるが、交通量との関係は明らかとなっていない。

文献[57]の見通し内のモデル式は、市坪モデルと同様、伝搬損失の傾斜が変わる位置（ブレークポイント）の前後で二つに分けて直線（対数）で近似したものである。損失量の上限值と下限値が定義されているものの、交通量との関係については触れられていない。

また、文献[59],[60]のモデル（以下、伊藤・多賀モデルと呼ぶ）は、幾何光学理論に基づくレイトレースシミュレーションにより生成したデータに対して、伝搬距離、周波数（400MHz～6GHz）、道路幅、アンテナ高（0.5m～3.5m）などを説明変数として重回帰分析により導出した式である。ただし、周辺車両などの遮蔽物は存在しないと仮定しているため、文献[74]のように、周辺車両が存在するような状況下での実測結果よりも伝搬損失の値は小さくなる傾向が示されている。そこで、文献[74]では、測定結果を用いて重回帰分析を行い、伊藤・多賀モデルの係数を修正することによって、実測結果に近いモデル式を導出している。しかし、この検討においても、具体的な交通量との関係については示されていない。

更に、700MHz帯における運転支援通信システムの標準化検討に資することを目的とした伝搬モデル構築についても取り組まれている[77]。文献[77]では、都市部、市街地、郊外地に相

当する3箇所について、実験を行っている。伝搬損失特性と遅延特性についてモデルを得る計算手法が示されているが、実験時の交通量については触れられていない。

2.2.2 通信システムの回線設計に関する研究例

次に、上述した伝搬モデルを拡張してプロトコルシミュレーションなどシステム設計に応用した研究例 [78] について説明する。

更に、文献 [78] では、周辺車両による遮蔽損失を、乗用車両1台あたり0.5dB、大型車両1台あたり4dBと仮定し、伊藤・多賀モデルで算出される伝搬損失量に加算することによって考慮している。しかし、これらの値の妥当性については議論されていない。

以上より、伝搬損失推定に関する研究だけでなく、システムの回線設計に応用した研究においても、具体的な交通量と伝搬損失量との関係について検討した例は見られない。そこで、本章では、フィールド実験により、周辺車両と伝搬損失量との関係を表現するためのモデル化手法を提案する。

2.3 周辺車両の影響に関する基礎実験

周辺車両の影響によって生じる伝搬損失量を交通量で表現できる可能性を検証するために、まず、送受信間に存在する車両による伝搬損失への影響に関する基礎実験を行った。

2.3.1 実験システム構成

送受信間に存在する車両による影響を測定するため、周辺建物の影響が少ないと思われる場所（周辺に存在する建物は、送信点から100m以上離れた地点にある場所）において、受信電力測定を実施した。

測定した周波数は700MHz帯と5.8GHz帯の2種類であり、各無線試作機の仕様を表2.1と表2.2に示す。700MHz帯の中心周波数は、無線中継に用いられるFPU (Field Pickup Unit) 帯の792.5MHzとし、5.8GHz帯のそれは、ITSに関するユビキタス特区制度を用い5.82GHzとした。一次変調として、BPSK (Binary Phase Shift Keying)、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) の3変調方式に対応しており、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号として送出される。

事前に実験環境を想定したレイトレースシミュレーションを実施し、建物の影響を評価した。その結果、792.5MHzに関しては、建物反射波の伝搬損失量は、直接波と大地反射波の合成パスのそれよりも20dB以上大きくなっていた。また、5.82GHzに関しては、10dBから25dBの差が存在することを確認している。そのため、基礎実験の環境では、建物の影響は小さいと考えられる。

送受信点には、図2.1に示すアンテナで、700MHz帯と5.8GHz帯ともに、水平面指向性が無指向性のアンテナ（水平面平均利得は、それぞれ、2.0dBi、4.0dBiである）となっている。また、アンテナの指向性パターンなどへの影響をできる限り無くするため、送受信点の場所には、図2.1に示す塩ビパイプ等で作られた台車に無線試作機とアンテナを設置した。

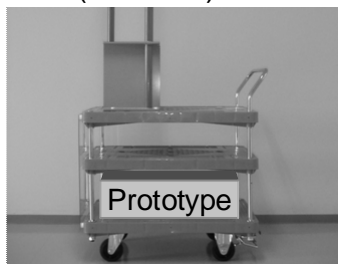
表 2.1 790MHz 帯無線機仕様

item	values
Transmission power	20dBm (100mW)
Radio frequency	792.5MHz (FPU)
Bandwidth	8.5MHz
Modulation	BPSK, QPSK, 16QAM/OFDM

表 2.2 5.8GHz 帯無線機仕様

item	values
Transmission power	17dBm (50mW)
Radio frequency	5.82GHz
Bandwidth	8.5MHz
Modulation	BPSK, QPSK, 16QAM/OFDM

Tx (transmitter) and
Rx (receiver)



Antenna



792.5MHz
(Gain: 2.0dBi)

5.82GHz
(Gain: 4.0dBi)

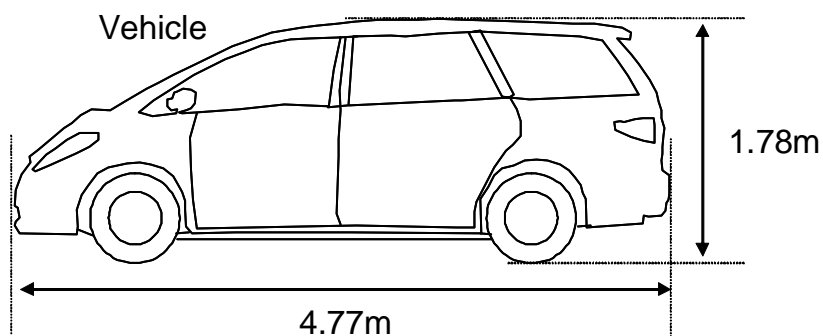


図 2.1 実験システム構成

2.3.2 実験方法

実験方法は、図 2.2 に示すように、送受信間に存在する車両の台数を 1 台から 3 台（それぞれ、Case 1, 2, 3）まで変化させ、その車両配置も変化させた。すなわち、送受信点から最初の車両までの距離（それぞれ d_t , d_r ）の組み合わせを変化させるだけでなく、車両台数が 3 台の場合には、2 台目の車両の位置も変化させる。

実験における具体的な車両配置の候補場所としては、図 2.3 に示す A から D の 4 箇所（車頭間隔 10m）とした。各 Case についての測定における車両配置状態を表 2.3 にまとめる。また、全 14 通りの実験パターンについて、送受信間の距離を 50m とし、アンテナ高は送受信ともに同じ高さに設定し、1m の場合と 1.5m の場合の 2 通りを測定した。ここで、送受信間距離を 50m とした理由は、以下のとおりである。基礎実験では、車両が存在することによって、平均的な伝搬損失特性がどのように変化するかを調べることを目的としている。そこで、車両が

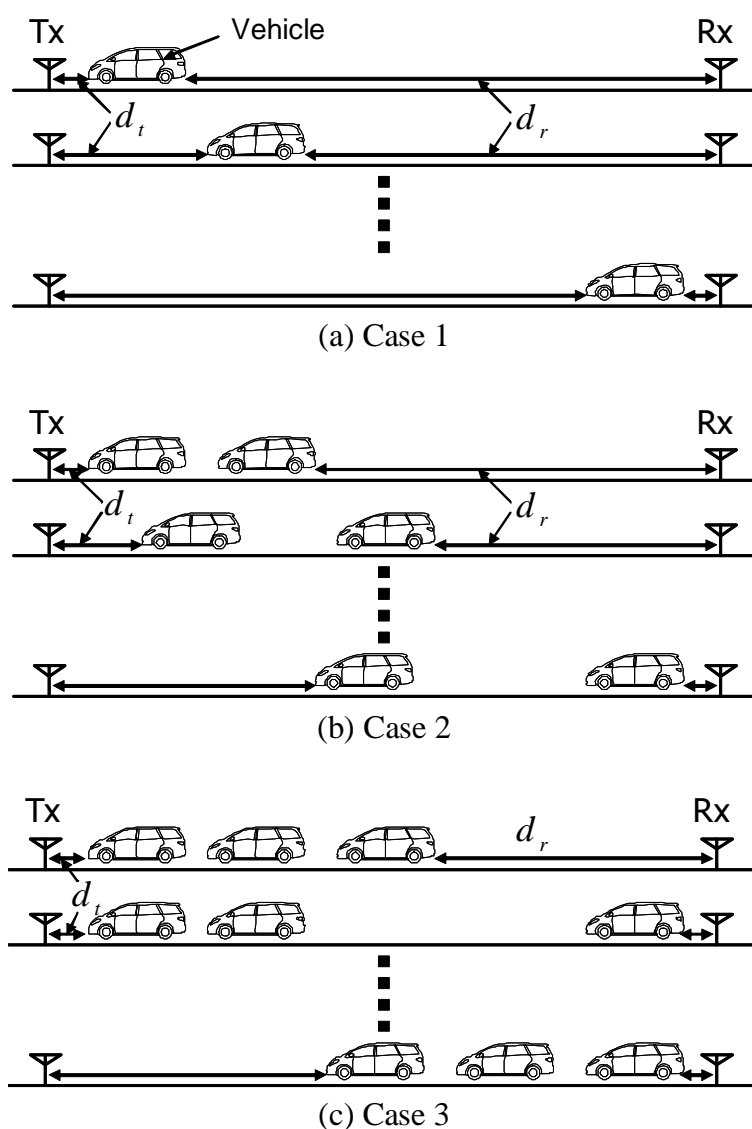


図 2.2 実験方法

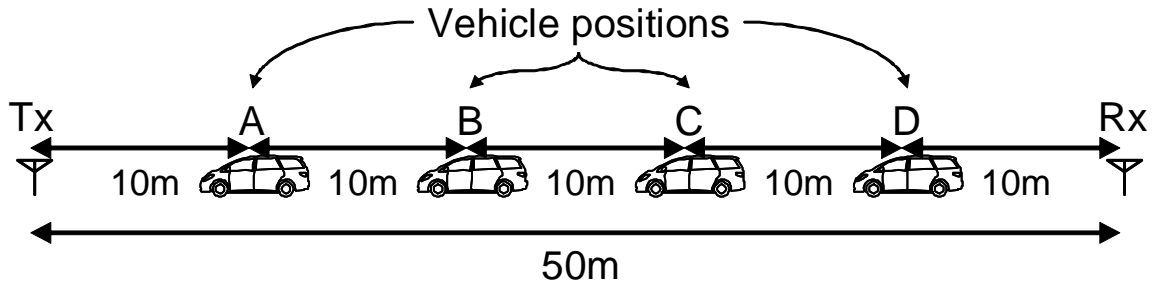


図 2.3 実験における車両配置図

表 2.3 実験パターン

Case	Vehicles	Index
Case 1	A	1
	B	2
	C	3
	D	4
Case 2	A, B	5
	B, C	6
	A, C	7
	C, D	8
	B, D	9
	A, D	10
Case 3	A, B, C	11
	B, C, D	12
	A, C, D	13
	A, B, D	14

存在しない場合の伝搬特性として、受信電力が大きく落ち込まない地点を基礎実験の一例として示すため、送受信間距離 50m を選択した。平均的な伝搬損失量を算出するため、実験では、文献 [59] の値を参考にして、受信端末が送信アンテナからの距離 50m 地点を中心に前後 2m の距離を約 0.5m/s の速度でゆっくり移動し、二つの周波数の受信電力を 10ms 毎に同時に測定した。そして、取得した受信電力値から、4m 区間の中央値電力を平均受信電力として算出した後、アンテナ利得、ケーブル損失等を考慮して、伝搬損失量を計算した。このとき、車両が存在しない場合の伝搬損失量と存在する場合のそれを比較する。

2.3.3 基礎実験で得られた関係式

まず、測定場所の基礎的な伝搬特性を把握するため、送受信点間に車両が存在しない場合に関して、送受信間距離に対する受信電力特性を図 2.4 に示す。ここで、直接波と大地反射波で

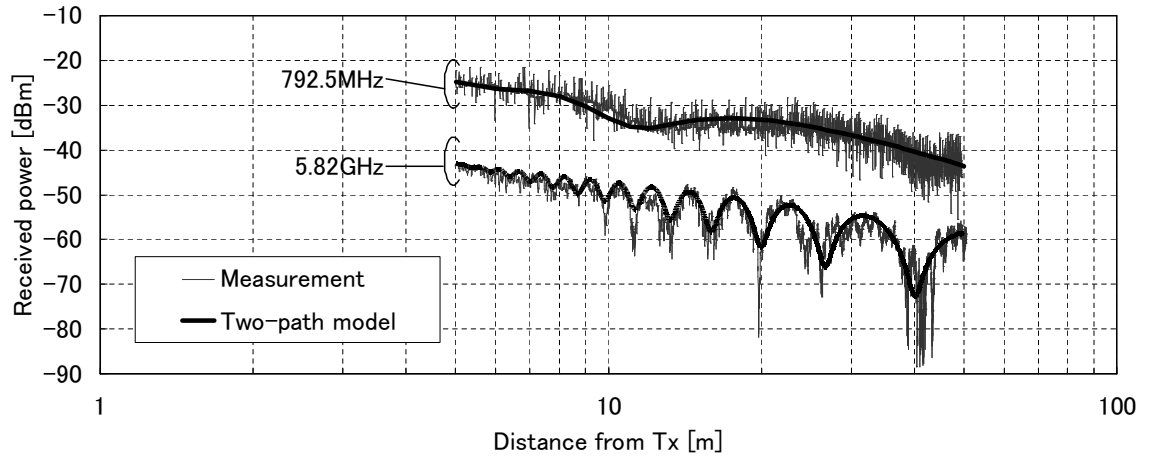


図 2.4 見通し内伝搬損失特性

モデル化される2波モデル [79] を用いて算出した受信電力値もプロットした。2波モデルについては、車車間通信環境下における路面の比誘電率推定を検討した文献 [80] を参考にし、大地面（アスファルト）の比誘電率（ ϵ_r ）を6として計算した。実測値の4m区間中央値の値と2波モデルによる算出値との誤差について、測定した送受信間距離すべてにわたって、平均二乗平方根誤差（RMSE：Root Mean Square Error）により評価した結果、792.5MHzについては1.20dB、5.82GHzについては1.49dBとなり2波モデルに良く一致する環境であるといえる。したがって、事前シミュレーションで確認した点も含めて、基礎実験の環境は、図2.2に示す実験方法によって、車両の影響を評価できる環境であると考えられる。

測定から得られた結果に対して、周波数（ f [GHz]）、送受信点から最も近い車両までの距離（それぞれ、 d_t , d_r [m]）、及び送受信点間に存在する車両台数（ N （1～3）[台]）を説明変数として回帰式を導出する。

送受信アンテナ高を h_{ant} [m] とし、二つのアンテナ高、それぞれについて、車両の有無による伝搬損失差（ $L_{Car, h_{ant}}$ ）について、重回帰分析を行い導出した回帰式を式 (2.1) と式 (2.2) に示す。

$$L_{Car, 1.5} = 2.09f - 0.10d_r - 0.14d_t + 0.89N + 4.36 \quad (2.1)$$

$$L_{Car, 1.0} = 2.00f - 0.09d_r - 0.10d_t + 0.74N + 2.60 \quad (2.2)$$

なお、これらの重回帰式の重相関の自由度調整済み決定係数（ R^2 ）は共に0.97であり、1に近いため、現象をよく再現できているといえる。図2.5と図2.6に、それぞれ、アンテナ高が1.5mと1.0mの場合について、実測値とその回帰推定式により算出した損失値を示す。これらの図において、横軸は、表2.3におけるIndexを示し、左側が792.5MHzの場合であり、右側が5.82GHzの場合である。図2.5と図2.6より、回帰推定式は実測値にかなり近い値を表現できていることが確認できる。実測値と回帰推定式により算出した伝搬損失値との誤差について、RMSEを用いて評価した結果、アンテナ高が1.5mの場合の誤差は0.99dB、アンテナ高が1.0mの場合のそれは1.01dBであった。したがって、回帰推定式は実測値にかなり近い値を表現できていることが確認できる。また、同じ車両台数でも、伝搬損失量が異なるため、車両台数だけでなく、送受信点から最初の車両との距離が影響していると推測できる。

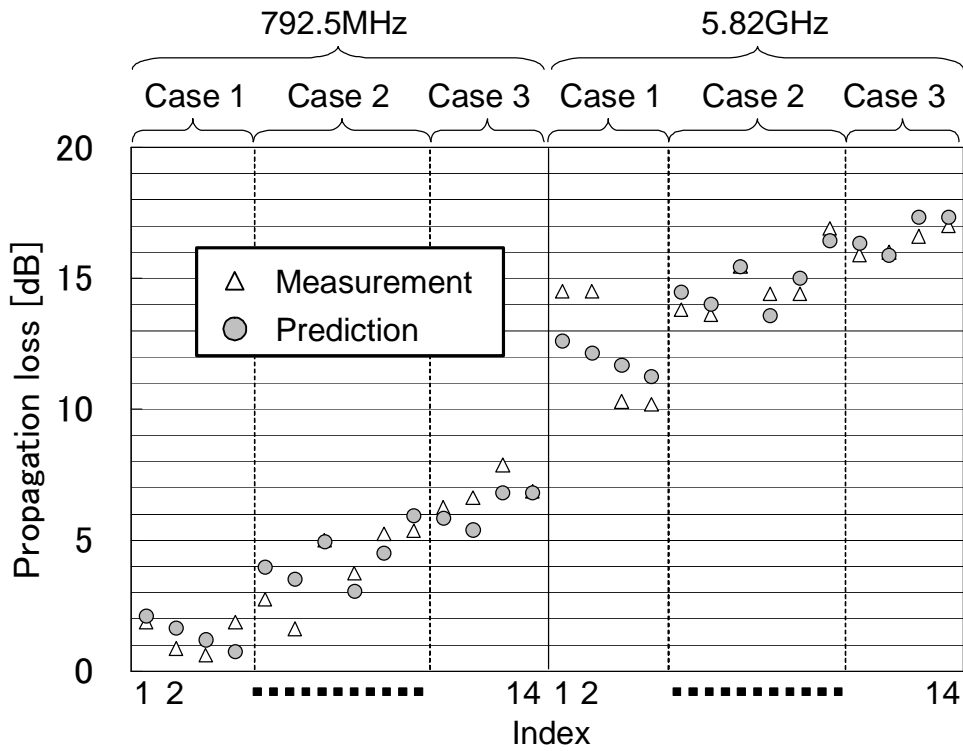


図 2.5 モデル式と実測値との比較（アンテナ高 1.5m）

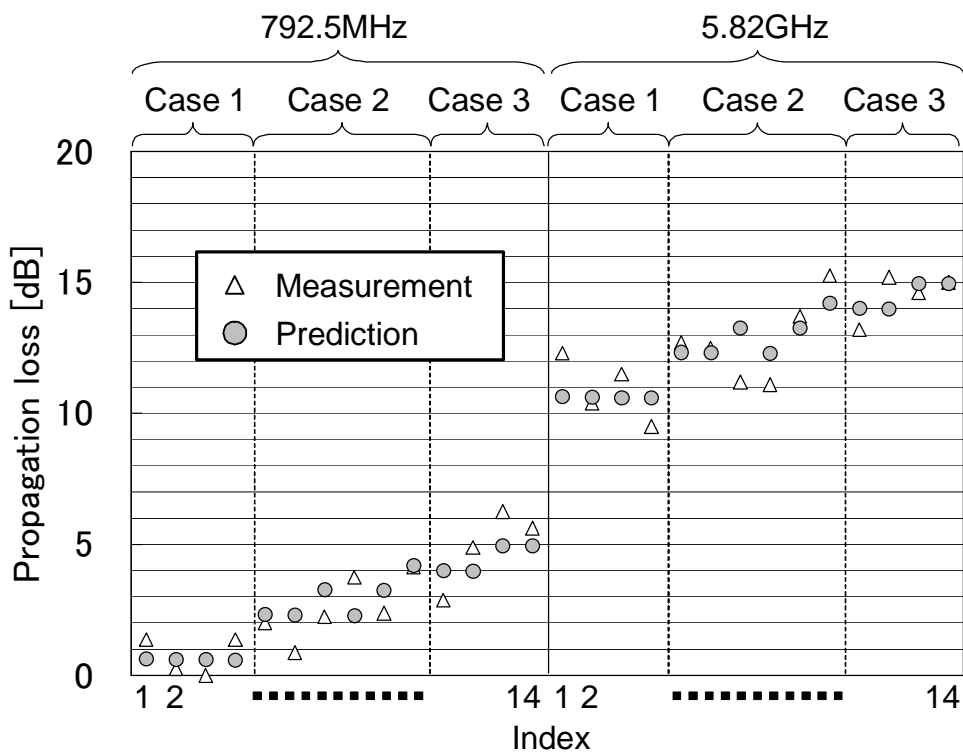


図 2.6 モデル式と実測値との比較（アンテナ高 1.0m）

表 2.4 回帰式 (2.1) による算出結果と実測結果との比較

792.5MHz	Case 1		Case 2
	Index 1		Index 5
Distance from Tx [m]	23	32	32
Measurement [dB]	6.7	5.5	7.3
Eq. (2.1) [dB]	4.9	3.9	5.7
5.82GHz	Case 1		Case 2
	Index 1		Index 5
Distance from Tx [m]	23	32	32
Measurement [dB]	14.0	13.1	14.6
Eq. (2.1) [dB]	15.3	14.4	16.2

基礎実験の一例として送受信間距離 50m の場合を示したが、式 (2.1) に関して、他の送受信間距離の場合について評価した結果の一例を表 2.4 に示す。表 2.4 では、遮蔽車両の配置パターンが Case 1, Index 1, 及び Case 2, Index 5 の場合を示している。また、図 2.4 に示した伝搬特性を参考にし、受信電力が大きく落ち込んでいない地点、すなわち、2 波モデルの平均電力特性が表現される地点である送受信間距離 23m の場合と 32m の場合の 2 種類について、実測結果から得られた損失量と式 (2.1) から導出したそれとを比較する。その結果、表 2.4 より、2dB 以内の誤差で損失量を導出できることがわかる。したがって、車両によって発生する平均的な伝搬損失量は、送受信間距離に関わらず、周波数、車両台数、送受信アンテナから最初の車両までの距離 (d_t , d_r) により導出できると考えられる。

2.3.4 周辺車両の影響を交通量で表現できる可能性の検証

基礎実験では、14 パターンの車両配置のみを行っているが、導出した式 (2.1) と式 (2.2) を用い、0.1m 刻みで想定される全ての車両配置について伝搬損失量を算出し、その発生確率を求める。表 2.5 と表 2.6 に、それぞれ、790MHz 帯と 5.8GHz 帯の場合についての発生確率分布の平均値と標準偏差の値をまとめている。

また、アンテナ高が 1.5m の場合について、図 2.7 から図 2.9 に、それぞれ、車両台数が 1 台の場合から 3 台の場合についての発生確率分布を示す。更に、これらの図において、表 2.5 と表 2.6 でまとめた平均損失量及び標準偏差の値を用いて算出した正規分布曲線を併せて示す。この曲線は、横軸がデシベルで表記されている。伝搬損失量の真値を基準にすると対数正規分布と表現できるため、対数正規分布と表記する。

これらの結果より、回帰式を用いたシミュレーションではあるが、送受信間車両によって生じる伝搬損失量（真値）の発生確率分布は、対数正規分布で近似できる。

また、表 2.5 と表 2.6 より、車両台数の変化に従い、平均損失量や標準偏差の値が変化していることがわかる。つまり、この関係を導出することで、周辺車両の影響を交通量で表現できる可能性があるといえる。

表 2.5 回帰式 (2.1) と (2.2) より算出された特性 (792.5MHz)

$h_{ant} = 1.5$	Case 1	Case 2	Case 3
Number of vehicle	1	2	3
Average loss [dB]	2.67	4.37	6.26
Standard deviation [dB]	0.92	0.62	0.31
$h_{ant} = 1.0$	Case 1	Case 2	Case 3
Number of vehicle	1	2	3
Average loss [dB]	1.59	2.97	4.51
Standard deviation [dB]	0.69	0.47	0.23

表 2.6 回帰式 (2.1) と (2.2) より算出された特性 (5.82GHz)

$h_{ant} = 1.5$	Case 1	Case 2	Case 3
Number of vehicle	1	2	3
Average loss [dB]	13.12	14.82	16.72
Standard deviation [dB]	0.92	0.62	0.31
$h_{ant} = 1.0$	Case 1	Case 2	Case 3
Number of vehicle	1	2	3
Average loss [dB]	11.56	12.94	14.48
Standard deviation [dB]	0.69	0.47	0.23

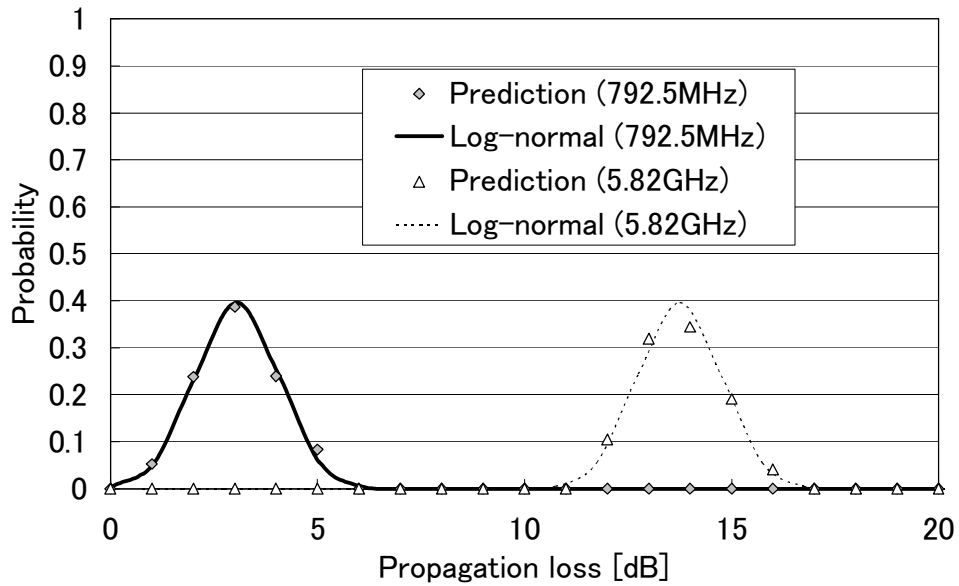


図 2.7 伝搬損失量の発生確率分布 (Case 1)

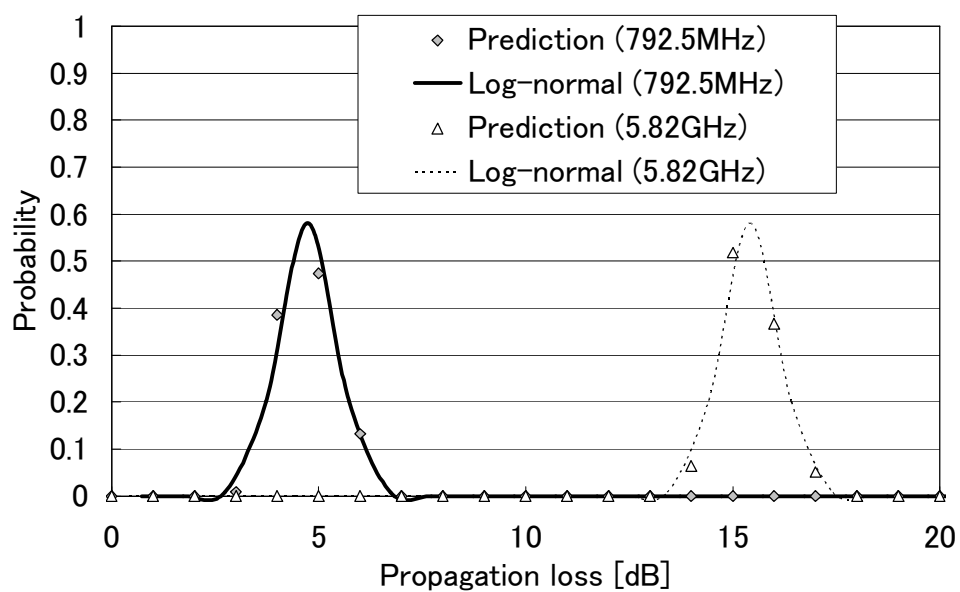


図 2.8 伝搬損失量の発生確率分布 (Case 2)

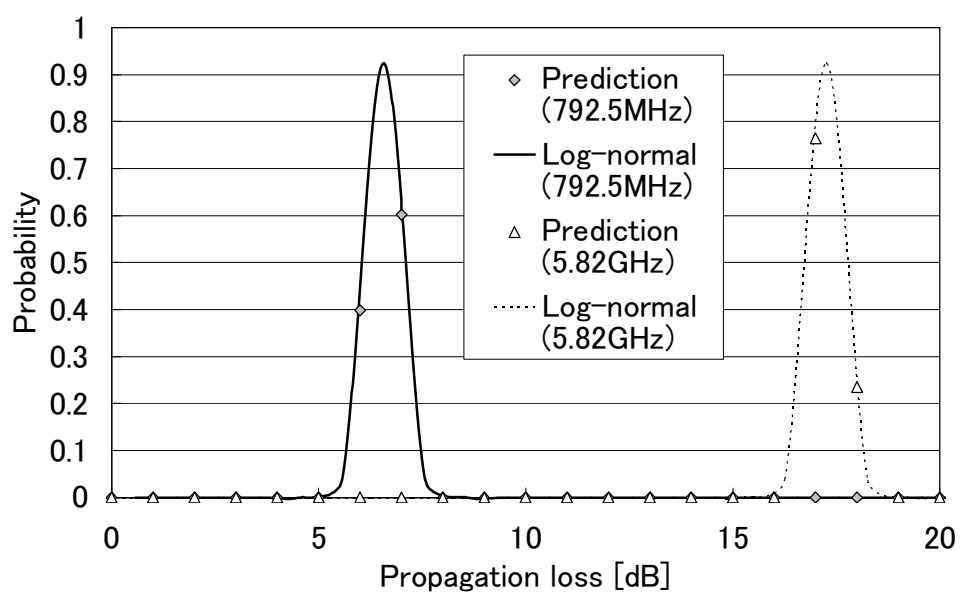


図 2.9 伝搬損失量の発生確率分布 (Case 3)

2.4 実フィールドにおける測定とモデル化手法の提案

実際の交通量による伝搬損失量をモデル化するため、市街地でのフィールド実験を実施した。そして、2.3節の基礎実験における検証結果に基づき、フィールド実験結果を用い、交通量をパラメータとして伝搬損失量をモデル化する手法を提案する。

2.4.1 測定システム構成

図2.10に示すように、実験車両には、送受信共にステーションワゴンタイプの車両を用い、792.5MHzと5.82GHzのアンテナをルーフ上に設置した。各無線装置の仕様は、それぞれ、表2.1と表2.2に示したものであり、実験では、二つの周波数の受信電力を10ms毎に同時に測定した。

本実験システム構成は、2.3節の基礎実験で示した構成とは送受信アンテナ設置場所が異なるため、アンテナ放射パターンが異なる。そこで、まず送受信アンテナの放射パターンの違いが伝搬損失特性に及ぼす影響について述べる。

図2.10の測定システム構成を用い、周辺に建物が存在していない場所（愛知県豊田市の田園地帯）にて見通し内伝搬損失測定を行った結果を図2.11に示す。また、受信電力値と2.3節で用いた2波モデルで算出した値もプロットした。その結果、実測値は、2波モデルで算出した受信電力値から4dB差し引いたプロット値にほとんど一致することが確認できる。特に、5.82GHzについては、大きく落ち込む地点が、送受信間距離20m以上の地点では一致していることもわかる。この結果より、送受信間距離が20m未満の地点では、送受信アンテナの位置から路面が

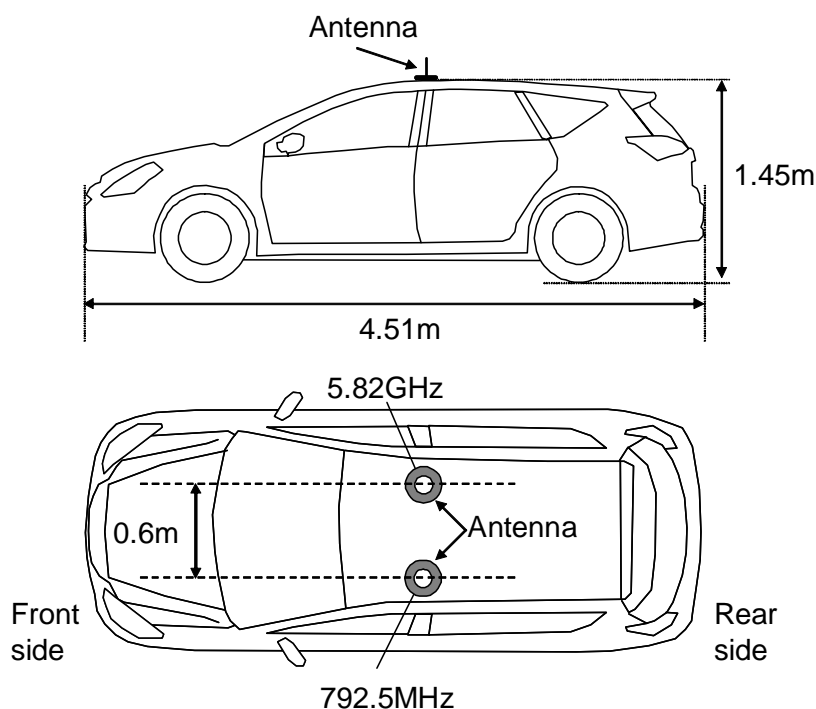


図 2.10 測定システム構成

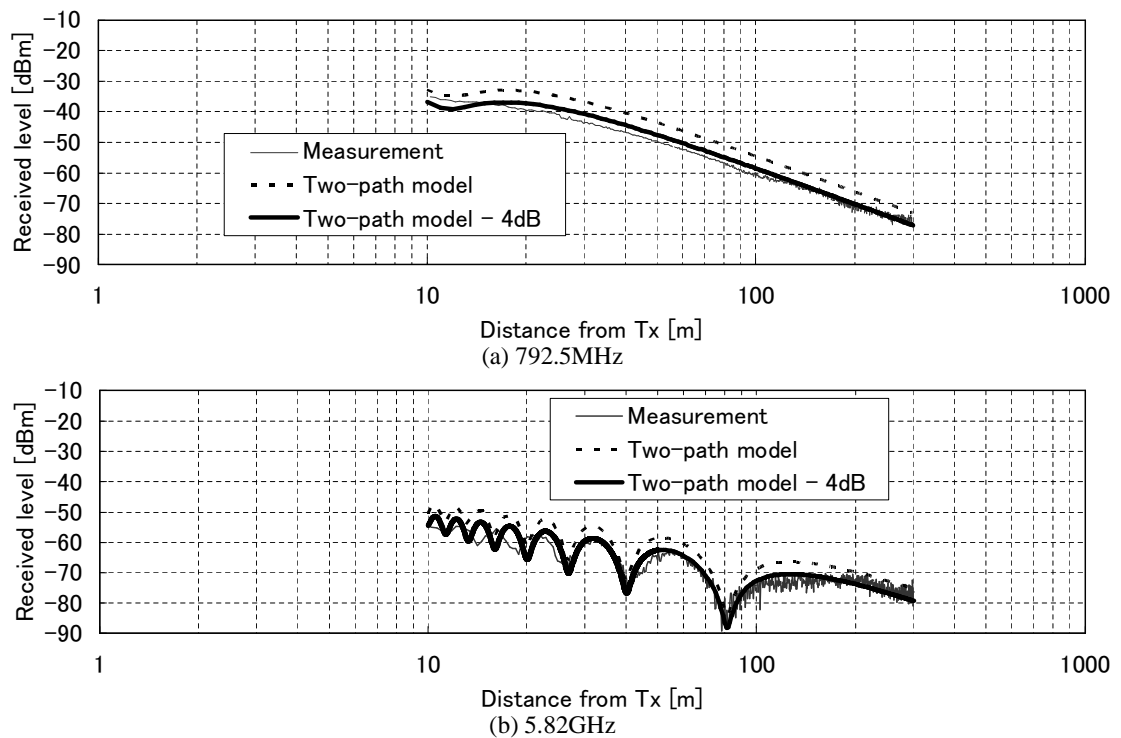


図 2.11 アンテナ車載時における田園地帯での見通し内伝搬損失特性

直接見えない状況であると予想される。

また、受信電力値が2波モデルで算出した値よりも、全体的に約4dB小さくなっている点については、アンテナ車載時にアンテナ指向性が打ち上がり、水平方向の利得が減少しているためであると考えられる。

2.4.2 実験環境及び実験方法

実験場所は、愛知県長久手町の杵ヶ池公園南交差点付近で実施した。図 2.12 に示すように、走行車線のほぼ延長上に送信車両を配置し、送受信間の距離が300mの地点から送信車両に向かって受信車両を走行させた。実験では、送受信間距離が20mの地点までを受信電力の測定区間とし、送信地点の前を通過する車両（双方向）を大型車と乗用車とに区別して台数をカウントした。このカウント数が変化するように、測定する時間帯を変えて実験を繰り返した。なお、各走行時のカウントの開始、及び、終了タイミングは、受信電力の測定開始と終了タイミングに合わせた。

2.4.3 モデル化手法の提案

2.3 節で得られた結果（伝搬損失量（真値）の発生確率分布は対数正規分布で近似できる）に基づき、実フィールド実験結果より、周辺車両が存在することによって生じる伝搬損失量をモデル化する方法を提案する。

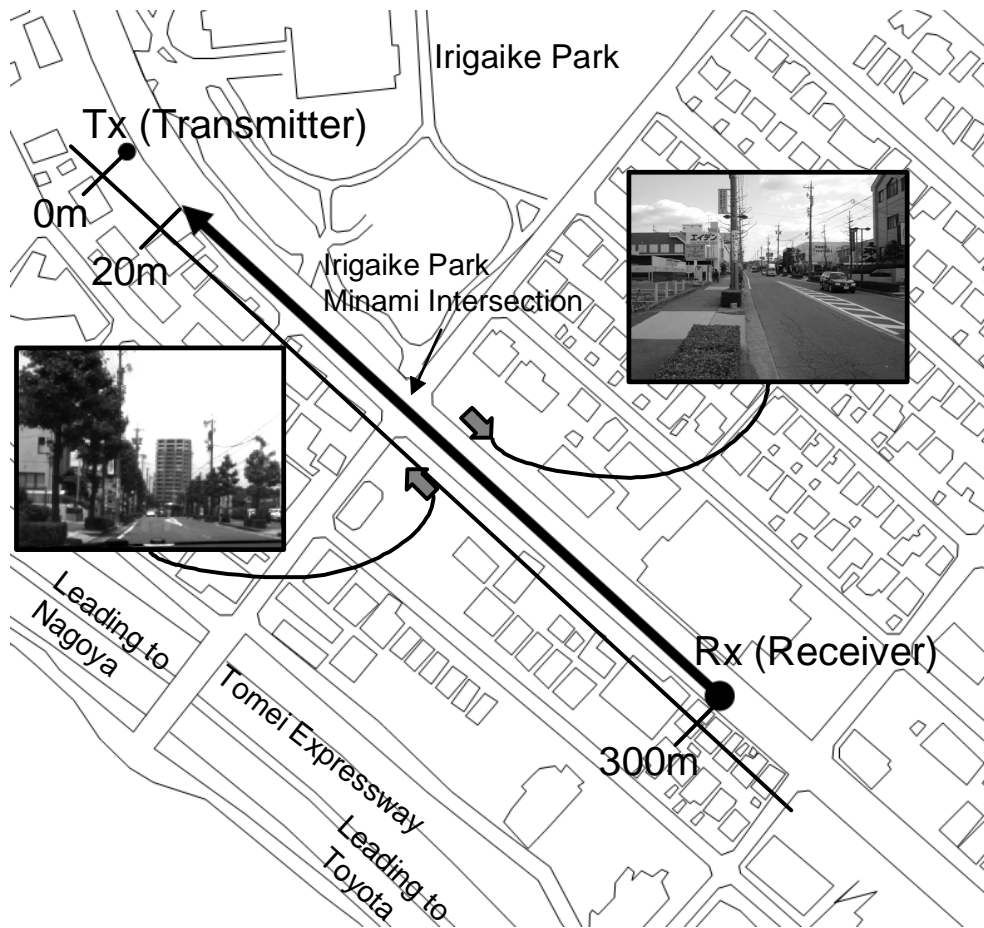


図 2.12 実験環境

まず、2.3 節と同様に、実験により得られた受信電力値から、4m 区間の中央値電力を平均受信電力として算出した後、アンテナ利得、ケーブル損失等を考慮して、送受信間距離 (d [m]) に対する伝搬損失データを各走行毎に生成する。図 2.13 に示すように、各走行 (図中では、Exp. no. 毎) について、任意の交通量のときに測定した Exp. no. $\#i$ に関する伝搬損失データ ($L^i(d)$, 図 2.13(a)) から、送受信間に車両が存在しない場合における伝搬損失量 ($L_{NoCar}^i(d)$, 図 2.13(b)) を差し引く。算出された伝搬損失データを周辺車両によって生じる伝搬損失量 ($L_{Car}^i(d)$, 図 2.13(c)) とする。この処理は、同じ送受信間距離における損失量同士を差し引く。つまり、以下の式で表現される。

$$L_{Car}^i(d) = L^i(d) - L_{NoCar}^i(d) \quad (2.3)$$

そして、算出した $L_{Car}^i(d)$ に関して、とりうる全ての d について伝搬損失量の平均値 (μ) と標準偏差 (σ) を計算する (図 2.13(d))。この処理を実験走行毎に行い、最後に、図 2.13(e) に示すように、周辺車両による伝搬損失量を対数正規分布で表現するため、重回帰分析を用い、全ての Exp. no. $\#i$ に関して、車両台数、周波数、平均値 (μ)、標準偏差 (σ) の関係を導出する。したがって、この手法によって導出される式 (2.4) を伝搬損失量のモデル式として提案する。

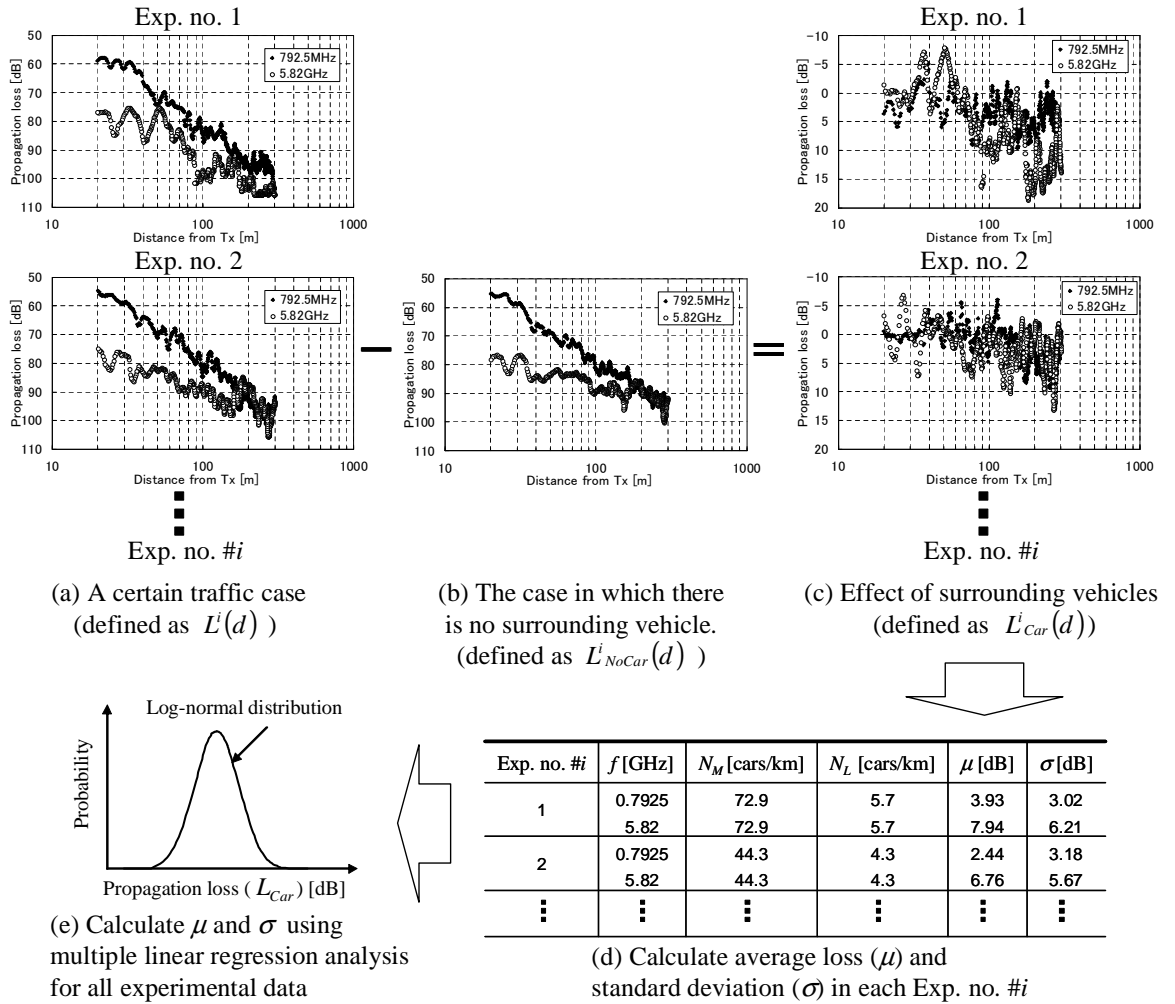


図 2.13 交通量をパラメータとする伝搬損失量のモデル化手法

$$P(L_{Car}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(L_{Car} - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.4)$$

提案手法では、送受信間距離 (d) をパラメータとしないで、伝搬損失量の発生確率を対数正規分布で表現している。この理由は以下のとおりである。2.3 節で示した基礎実験では、導出した回帰式 (2.1) と式 (2.2) を用いて想定される車両配置パターン、すなわち、送受信アンテナから最初の車両までの距離 (d_t , d_r) を変化させ、伝搬損失量を算出後、その発生確率を求めた。その結果、回帰式を用いたシミュレーションではあるが、送受信間車両によって生じる伝搬損失量 (真値) の発生確率分布は、対数正規分布で近似できることを示した。その際、車両による損失量は、送受信間距離よりも、周波数、車両台数、 d_t , d_r が影響していると考えられることも確認した。そこで、提案手法では、実フィールド実験を用いて、基礎実験と同様の処理を行うため、以下の考えに基づいた処理方法を提案している。

送信車両を道路の延長上に停止させ、送信アンテナと最初の車両までの距離 (d_t) は、周辺車両が移動することによって変化させる。また、受信アンテナと最初の車両までの距離 (d_r)

は、受信車両が移動することによって、前方との車間距離が時々刻々変化する。したがって、送受信間距離をパラメータとせず、測定した全ての送受信間距離に関して伝搬損失量の発生確率を対数正規分布で近似することで、基礎実験と同様の処理を実現するモデル化手法を提案している。

前述したように、アンテナ車載時の放射パターンにより、基礎実験に対して、平均受信電力値が減少する。そこで、この点が、周辺車両の影響をモデル化する際に与える影響について考察する。

提案のモデル化手法では、実フィールド実験においてモデル化する際、ある交通量が存在する状態で測定した伝搬損失量から、基準となる車両が存在していない状態での伝搬損失量を差し引く処理を行った後、伝搬損失量の発生確率を対数正規分布で近似する。この両者の測定した状態は、共に、同じ車両を使用し同じアンテナを設置して行っているため、どちらについても放射パターンが同じとなる。したがって、2.3節の基礎実験に対しては、平均受信電力値が減少するものの、基礎実験と実フィールド実験におけるアンテナ放射パターンの違いが、周辺車両の影響のモデル化に与える影響は無いと考えられる。

2.5 周辺車両の影響のモデル化

実測した走行データに関して、2.4.3節で提案したモデル化手法に基づき、周辺車両の影響により発生する伝搬損失量を交通量パラメータで表現したモデル式を導出する。

2.5.1 導出したモデル式

平均損失量 (μ) と標準偏差 (σ) を基準変数とし、乗用車密度 (N_M) と大型車密度 (N_L) を説明変数として、重回帰分析を行った。なお、車両密度については、交通工学における交通密度という指標で表現するため、走行距離で割った値とし、1kmあたりの台数として表現した。実測時に観測できた乗用車と大型車の車両密度の最小値は、それぞれ、 $N_M = 0$, $N_L = 0$ であった。一方、それらの最大値は、それぞれ、 $N_M = 72.9$, $N_L = 8.6$ であった。 μ と σ に関して、実フィールド実験データから、重回帰分析により式 (2.5) と式 (2.6) に示すような関係式を導出した。

$$\mu = 0.547f + 0.044N_M + 0.434N_L - 2.17 \quad (2.5)$$

$$\sigma = 0.183f + 0.241\mu + 2.357 \quad (2.6)$$

このとき、自由度調整済み決定係数 (R^2) は、 μ については 0.64, σ については 0.70 であった。図 2.14 と図 2.15 に、それぞれ、792.5MHz 及び 5.82GHz の場合の伝搬損失量の発生確率分布について、式 (2.4) から式 (2.6) を用いて算出した計算結果例を示す。これらの図より、車両密度が増加すると損失量の平均値が大きくなり、同じ交通量の場合については、792.5MHz の損失量よりも 5.82GHz のそれが大きくなることが表現できている。

ここで、2.3節の基礎実験で示した平均損失量と式 (2.5) により導出されるそれとの比較について考察する。実フィールド実験のアンテナ高は 1.45m に設置しているため、基礎実験のアン

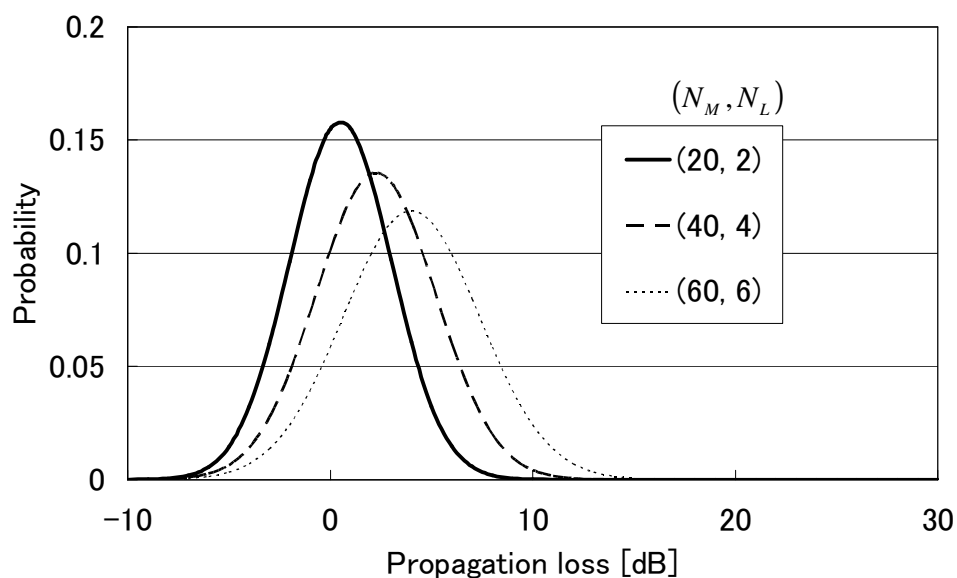


図 2.14 モデル式による計算結果 (792.5MHz)

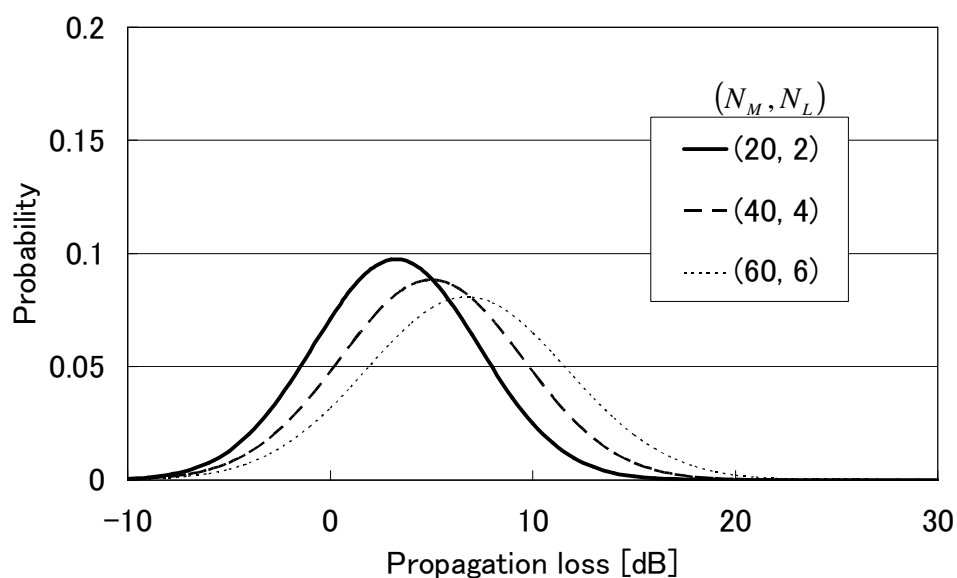


図 2.15 モデル式による計算結果 (5.82GHz)

テナ高 1.5m の場合に相当すると考えられる。基礎実験の Case 1 は、送受信間距離 50m の中に 1 台の車両が存在するため、実フィールド実験の $N_M = 20$, $N_L = 0$ に対応することになる。また、Case 2 は、 $N_M = 40$, $N_L = 0$ に対応する。これらの車両密度パラメータを式 (2.5) に入力して算出した平均伝搬損失量と、表 2.5 及び表 2.6 に示したそれとを表 2.7 にまとめて比較する。

表 2.7 より、どちらの周波数に関しても、表 2.5 及び表 2.6 で示した損失量の方が式 (2.5) で算出したそれよりも大きくなっていることが確認できる。特に、5.82GHz の場合は、その差が

表 2.7 基礎実験と実フィールド実験による平均伝搬損失量の比較

792.5MHz		Average loss [dB]
Case 1	Table 2.5	2.67
$(N_M = 20, N_L = 0)$	Eq. (2.5)	-0.86
Case 2	Table 2.5	4.37
$(N_M = 40, N_L = 0)$	Eq. (2.5)	0.02
5.82GHz		Average loss [dB]
Case 1	Table 2.6	13.12
$(N_M = 20, N_L = 0)$	Eq. (2.5)	1.88
Case 2	Table 2.6	14.82
$(N_M = 40, N_L = 0)$	Eq. (2.5)	2.76

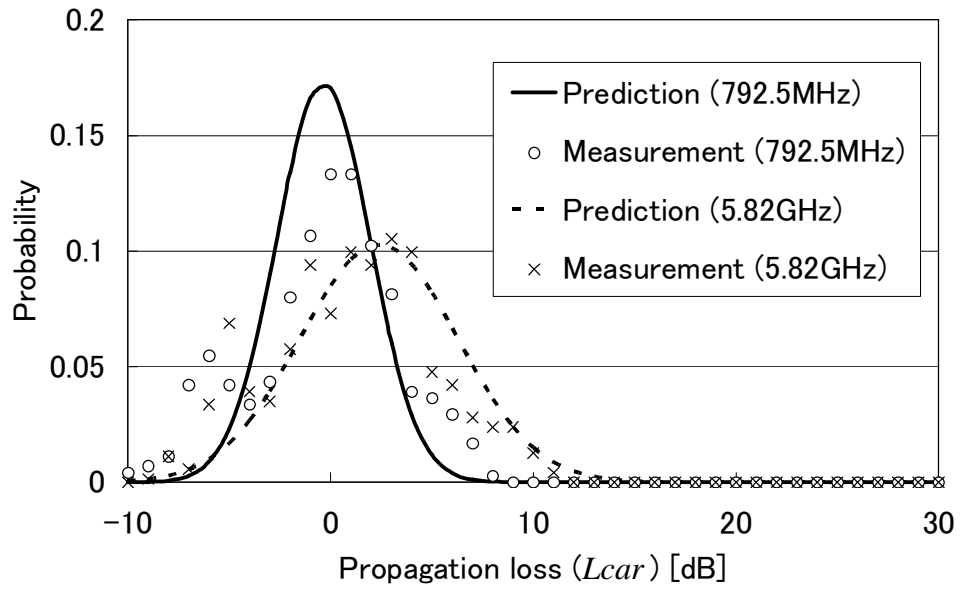
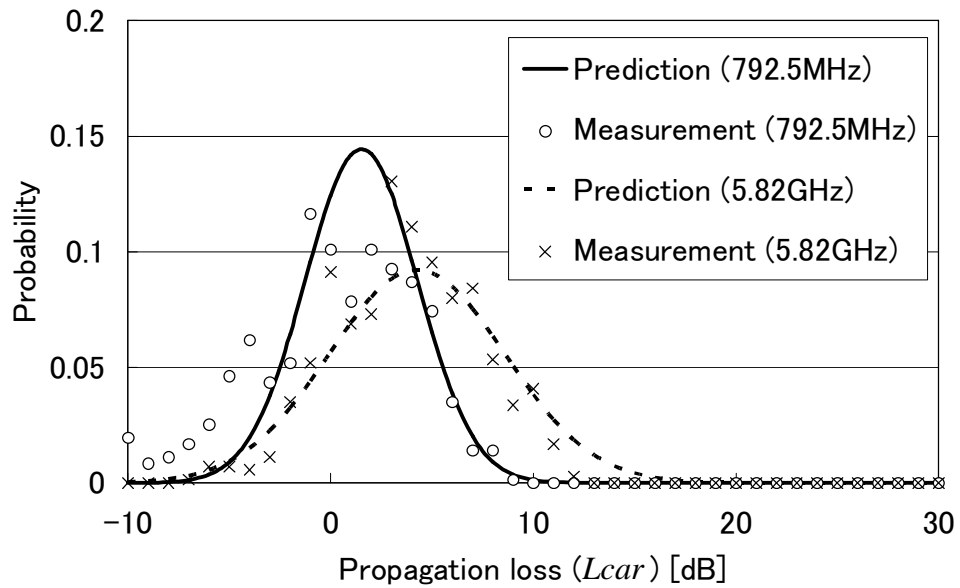
大きくなっている。

これは、実フィールド実験の環境は、道路に沿って建物等が存在しているため、反射波が多く存在するのに対し、基礎実験では、反射波がほとんど期待できない環境となっている。このため、表 2.5 及び表 2.6 で示した損失量の方が、式 (2.5) で算出したそれよりも大きくなっていると考えられる。更に、基礎実験では、送受信間に存在する車両による回折波が支配的となっていることから、事前に周波数の違いと回折による損失量の関係をシミュレーションにより評価した。その結果、5.82GHz の場合における回折による損失量は、792.5MHz の場合のそれよりも 10dB 程度大きくなっていることを確認した。したがって、基礎実験では、周波数の大きい 5.82GHz の方が送受信間に存在する車両による影響が顕著に現れるため、表 2.6 で示した平均伝搬損失量と式 (2.5) で算出したそれとの差が大きくなっていると考えられる。

2.5.2 比較検証

フィールド実験では、全 14 回走行した。導出したモデル式は、これら全ての結果から導出したものである。これらの結果の一例として、図 2.16 から図 2.19 に、各実測値と導出したモデル式による算出結果とを比較する。また、表 2.8 に、実測値から算出される平均伝搬損失量 (μ)、及び、標準偏差 (σ) と導出した式 (2.5) 及び式 (2.6) を用いて算出したそれらとの誤差 (絶対値) をまとめる。

表 2.8 より、 μ に関して、5.82GHz の場合の誤差は、792.5MHz の場合のそれよりも大きくなっているが、約 2dB の誤差で収まっていることが確認できる。したがって、二つの周波数に関して、モデル化手法により導出した回帰式で算出した伝搬損失は、実測値の傾向を表現できていることがわかる。また、全走行データに関して RMSE を用いて評価した結果、 μ については 1.9dB、 σ については 0.70dB であり、実測値を表現できていると考えられる。

図 2.16 実測値との比較 ($N_M = 20, N_L = 0$)図 2.17 実測値との比較 ($N_M = 48.6, N_L = 1.4$)

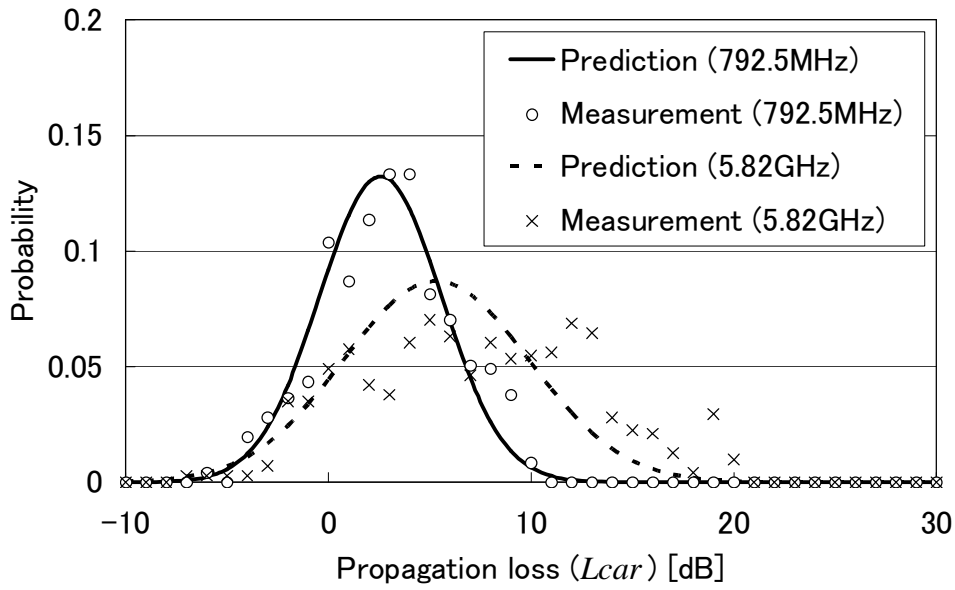


図 2.18 実測値との比較 ($N_M = 44.3$, $N_L = 4.3$)

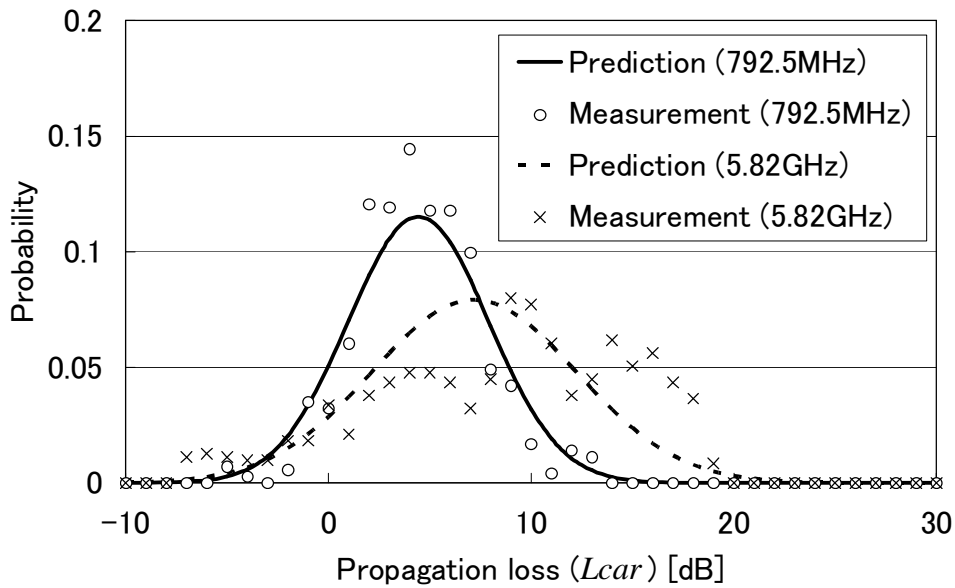


図 2.19 実測値との比較 ($N_M = 72.9$, $N_L = 5.7$)

表 2.8 実測値とモデル式 (式 (2.5) 及び式 (2.6)) による算出値との誤差評価

	792.5MHz		5.82GHz	
	μ [dB]	σ [dB]	μ [dB]	σ [dB]
$N_M = 20, N_L = 0$	0.05	1.29	1.26	0.17
$N_M = 48.6, N_L = 1.4$	1.29	1.17	0.55	0.77
$N_M = 44.3, N_L = 4.3$	0.37	0.18	1.95	1.10
$N_M = 72.9, N_L = 5.7$	0.02	0.43	1.25	1.19

2.6 むすび

本章では、車車間通信を利用するシステムの回線設計の際に必要な伝搬損失量について、周辺車両による伝搬損失への影響をモデル化する手法を提案した。日本における車車間通信として検討されている、5.8GHz 帯と 700MHz 帯の二つの周波数を使用し、フィールド実験により、周辺車両による伝搬損失量と交通量との関係について検討した。

車両を停止させた状況での基礎実験により、車両が存在することによって生じる損失量（真値）の発生確率を対数正規分布で表現できることを示し、その分布の平均値、標準偏差の値を交通量で表現できる可能性を示した。そして、実際の交通環境において、交通量と伝搬損失を同時に測定することによって、その関係をモデル化する手法を提案した。その結果、提案モデル化手法により導出したモデル式は、実測した伝搬損失値を表現できることを確認した。

第 3 章

MIMO-STBC 車車間通信方式

3.1 まえがき

近年、衝突自体を事前に回避することを目的とする VSC のような予防安全技術の研究がなされている [4]–[7], [20]–[22]. 特に, 図 3.1 に示すような車両同士が直接通信する車車間通信 (IVC) を用いた衝突回避警告システムが交差点や見通しの悪い道路などにおいて, 交通事故削減を実現するシステムとして大きく期待されている [4]–[7]. これは, 交差点や見通しの悪い道路などにおいて, 互いの車両接近情報 (例えば, 位置情報や速度情報など) を多対多通信により交換し, 運転者への警告を行うことにより, 衝突回避に繋げることができる. 将来的には, 車両制御系システムと連携させることにより, 車両停止などを含めた制御の実現も期待できる.

第 2 章では, 車車間通信システムの設計に必要な電波伝搬特性について, 交通量パラメータを用いてモデル化する手法について検討した. 一方, このような安全運転支援システムの実現のためには, 通信の上位レイヤにおいて高い信頼性が要求される. したがって, 見通し外など通信環境の悪い状況でも通信可能とする物理レイヤでの保証が必須となる. そこで, 本章では, このようなシステムにおける一対一のリンク (かつ, 互いに道路交差方向に向かう場合) を対象とし, 物理レベル QoS について検討する.

現在, 物理レイヤでの信頼性を向上させる要素技術の一つとして, 送受信ともにアレーアンテナを用いる MIMO 技術が注目されている. これは, 反射・散乱波など, マルチパスが存在する環境において, 無線通信システムの通信品質を改善し, 高速大容量通信を可能とする技術として, 近年, 盛んに研究開発されている [81].

また, MIMO の伝送特性は, 対象とする伝搬特性により決定されるため, MIMO 伝搬路のモデル化などの研究も盛んに行われている [82]–[84]. しかし, 交差点伝搬モデルを考慮した MIMO 伝送の車車間通信への応用に関する検討は, ほとんど見当たらない.

そこで, 交差点における車車間通信時の電波伝搬状況を考慮し, MIMO システムの応用により最適な通信方式を検討する. MIMO は, その使用目的 (高速・大容量伝送化, 高信頼化: SNR 改善), 伝搬路情報 (CSI: Channel State Information) の有無により, そのシステム構成が分類される. 安全運転支援システムでは, 高伝送容量より信頼性が要求され, リアルタイム性も必要となる. また, 送受信の双方で精度良く CSI を推定するためには, 往復での通信が必要となり, 制御方法などシステム構成が複雑になる.

したがって, 本章では, 高信頼化を目的とし, 受信側のみが CSI を有する時空間ブロック符

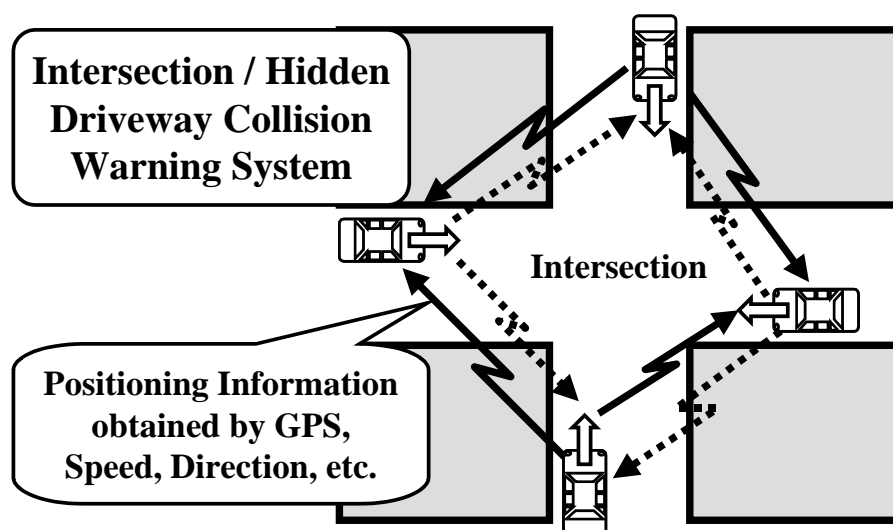


図 3.1 車車間通信による衝突回避警告システムのイメージ

号化 (STBC) [64] を適用した MIMO-STBC 方式の応用を検討する。STBC 方式においては、高精度な伝搬路推定が要求される。しかし、車車間通信では、送受信端末の移動に伴い、伝搬路推定誤差が生じ、通信品質が劣化する恐れがある。このような特性は、伝搬路の特性によって決まるため、まず交差点モデルにおける伝搬路応答特性を調査する。

交差点のような複雑なレイアウトに対し、伝搬路応答特性を推定する方法として、レイトレース法が有効であると考えられる。レイトレース法は、送受信間の幾何学的な軌跡を求めるだけで、比較的容易に電界強度を推定する手法に用いられている [85], [86]。したがって、伝搬路応答特性についても容易に求めることができる。そして、交差点伝搬特性に適した2種類の車車間チャネル推定法を提案し、計算機シミュレーションにより、その有効性を明らかにする。

以下では、3.2節で、対象とするアプリケーションモデルと高速フェージング環境下での MIMO-STBC 方式の問題点を述べ、3.3節で、レイトレース法を用いた交差点伝搬シミュレーションを説明し、その評価結果を示す。次に、3.4節において、伝搬特性評価結果に基づき、交差点伝搬路のモデリングを行う。また、3.5節では、交差点伝搬路の特徴に適した2種類の車車間チャネル推定法を提案する。更に、3.6節に、計算機シミュレーションにおける統計的評価手法について説明し、提案方式の評価結果を示す。

3.2 高速フェージング環境下における MIMO-STBC の問題点

車車間通信のように送受信端末が両方移動する場合には、高速フェージング環境下での通信となる。本節では、まず MIMO-STBC 方式によるシステム構成の概要を述べ、対象アプリケーションにおける通信の前提条件、高速フェージング環境下における MIMO-STBC の問題点を概説する。

3.2.1 MIMO-STBC 方式概要

本節では、図 3.2 に示すように、フルレートフルダイバーシチを実現できる送受信 2 素子のアンテナを用いる方式を採用する。時刻 t_0 における伝搬路行列 $\mathbf{H}(t_0)$ と STBC のシンボル区間 $2m, 2m+1$ に対する STBC 行列 $\mathbf{G}_2(m)$ は以下のように表現できる。

$$\mathbf{H}(t_0) = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{G}_2(m) = \begin{bmatrix} s(2m) & s(2m+1) \\ -s^*(2m+1) & s^*(2m) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

ここで、 $*$ は、複素共役を表す。

送信号 $s(2m), s(2m+1)$ は、STE (Space-Time Encoding) において、 $\mathbf{G}_2(m)$ に従って符号化される。 i 番目の受信アンテナにおける受信信号 $y_i(2m), y_i(2m+1)$ は、伝搬路 $\mathbf{H}(t_0)$ を推定した $\hat{\mathbf{H}}$ を用いて、STD (Space-Time Decoding) において、復号される。伝搬路推定誤差が無ければ、 $s(2m), s(2m+1)$ は、互いに干渉せず分離受信することができる。

3.2.2 アプリケーションモデルと問題点

本章では、交差点における予防安全アプリケーションを対象とする。このようなアプリケーションでは、複数の車両が同時に交差点に存在し、互いに情報を交換する場合を想定する必要がある。この通信には、情報の伝送遅延を保証し、確実に通信できることが要求される。一回当りの通信量は少ないが、交差点付近に存在する全車両に対して確実に情報伝達されることが必要である。つまり、要求される特性としては、リアルタイム性、低遅延性、高信頼性であり、一台が無線通信を占有する時間の短いパケット通信（最大で 1ms 以下を想定）であることが理想である。したがって、パイロット信号などのプリアンブルも短い（数 $10\mu\text{s}$ 程度、 $16\mu\text{s}$ など）ことを想定し、本システムでは搬送波再生を行わない準同期検波方式を対象とする。

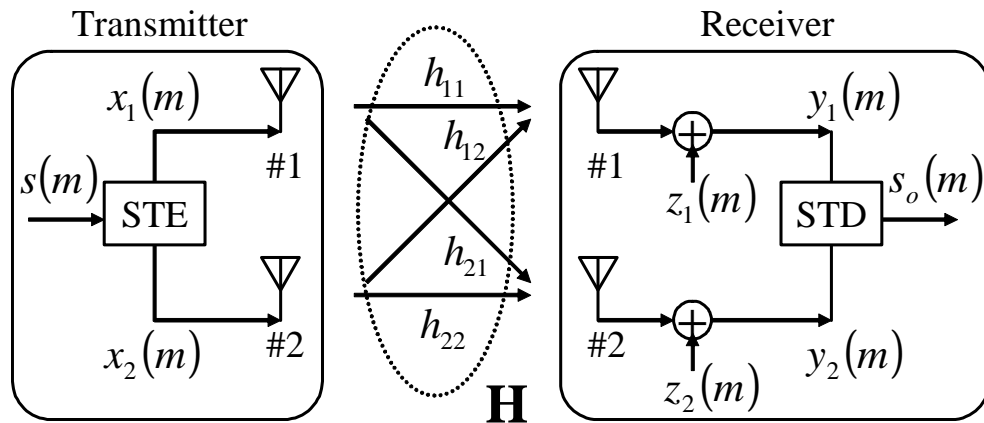


図 3.2 2x2 MIMO-STBC 方式のシステムモデル

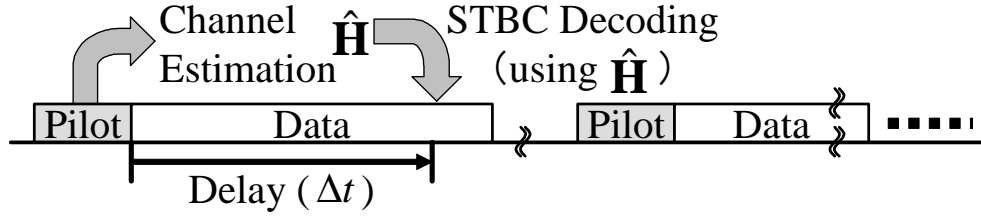


図 3.3 通信パケットフォーマット

しかし、図 3.3 に示すようなパケットデータを送出する場合、送受信が既知であるパイロット信号（例えば、Walsh 符号など）で伝搬路を推定しても、パケットデータのデコードに使用するまでには遅延が生じる。伝搬環境の時間的な変動が大きい場合には、この遅延時間が特性に影響を及ぼす恐れがある。特に、車車間通信など送受信端末が両方移動する場合においては、わずかな移動により、伝搬路が急激に変化する。つまり、パイロット信号による伝搬路推定値とパケットデータ受信時の伝搬路との特性に誤差が生じ、これにより STBC デコード後の信号は符号間干渉成分が残る、受信不良が生じる恐れがある。

例えば、時刻 $(t_0 + \Delta t)$ における伝搬路行列 $\mathbf{H}(t_0 + \Delta t)$ は以下のように表現できる。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}(t_0 + \Delta t) &= \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11} & \tilde{h}_{12} \\ \tilde{h}_{21} & \tilde{h}_{22} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h_{11} + \Delta h_{11} & h_{12} + \Delta h_{12} \\ h_{21} + \Delta h_{21} & h_{22} + \Delta h_{22} \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{H}(t_0) + \Delta \mathbf{H}(\Delta t)
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

ここで、 $\Delta \mathbf{H}(\Delta t)$ が時間変化 Δt における伝搬路誤差成分を表す。

時刻 t_0 における伝搬路を正確に推定できたと仮定すると、伝搬路推定値は、 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}(t_0)$ と表現できる。この推定行列 $\hat{\mathbf{H}}$ を用いて時刻 $t_0 + \Delta t$ に送信された $s(2m)$ を抽出するためのデコード処理を行うと、以下のように表現できる。

$$\begin{aligned}
 h_{i1}^* y_i(2m) + h_{i2}^* y_i(2m+1) &= (h_{i1}^* \tilde{h}_{i1} + h_{i2}^* \tilde{h}_{i2}^*) s(2m) \\
 &\quad + (h_{i1}^* \tilde{h}_{i2} - h_{i2}^* \tilde{h}_{i1}^*) s(2m+1) \\
 &\quad + h_{i1}^* z_i(2m) + h_{i2}^* z_i^*(2m+1)
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

したがって、干渉成分として $s(2m+1)$ が残ることが確認できる。

そこで、符号間干渉の影響を評価するため、信号対干渉信号電力（CIR: Carrier to Interference Ratio）を計算すると、

$$\begin{aligned}
 \gamma^{CIR} &= \frac{E \left\langle \left| (h_{i1}^* \tilde{h}_{i1} + h_{i2}^* \tilde{h}_{i2}^*) s(2m) \right|^2 \right\rangle}{E \left\langle \left| (h_{i1}^* \tilde{h}_{i2} - h_{i2}^* \tilde{h}_{i1}^*) s(2m+1) \right|^2 \right\rangle} \\
 &= \sum_{i=1}^2 \frac{\left| h_{i1}^* \tilde{h}_{i1} + h_{i2}^* \tilde{h}_{i2}^* \right|^2}{\left| h_{i1}^* \tilde{h}_{i2} - h_{i2}^* \tilde{h}_{i1}^* \right|^2}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

となる。ここで、 $E\langle \rangle$ はアンサンブル平均を表す。

したがって、この伝搬路の誤差成分 $\Delta \mathbf{H}$ により、符号間干渉 (ISI: Intersymbol interference) の影響を受け、受信信号を正確に STBC デコードできなくなり受信誤りが生じることがわかる。

このような MIMO システムの位相補正に関しては、様々な検討がなされている [87]–[91]。

例えば、文献 [87] では、送受信が既知である連続するパイロット信号シンボル間の位相差を検出し、MIMO システムの位相同期を実現している。しかし、本章で検討対象としている安全運転支援アプリケーションでは、バースト的な情報伝送を考えている。したがって、必ずしも連続してパケットを送信するとは限らないため、このような連続するパイロット信号間の位相補正を検出する手法を用いることはできない。

また、文献 [88]–[90] では、送受信が既知である一つのトレーニング信号シンボル (パイロット信号など) の中での位相変化量を推定し補正している。しかし、今回のアプリケーションのようにパイロット信号が短い場合、推定する位相回転量の精度が悪くなることが考えられる。更に、次のパイロット信号を受信するまでの間、同じ速さで位相が回転するのであれば、補正し続けることができるが、車車間通信の場合は、送受信双方が移動しているため、途中で位相の回転速度が大きく変化する可能性が十分に考えられる。更に、文献 [90] では、STBC のブロック長と推定精度との関係を示しているが、今回考えているパイロット信号の長さでは十分な推定精度を得るのは難しい。したがって、これら手法では、連続するパイロット信号間のデータ部分の位相回転を必ずしも精度良く補正できるとは限らない。

一方、受信側で CSI を使用せず、遅延検波可能な STBC 用符号化を提案する手法もある [92]。しかし、この手法では、同期検波の場合の特性と比較して、3dB だけ SNR に対する特性が劣化するという欠点がある。

また、パケット内にパイロット信号を複数挿入し、短い時間間隔で伝搬路推定を行う手法も考えられるが、今回のような短パケット通信を対象とする場合にはパイロット信号の挿入により送信データ量が小さくなり効率が低下するため、この手法を用いることは難しい。

更に、文献 [91] では、仮判定後の信号を帰還し、複素相関演算により位相変化量を推定している。しかし、伝搬路の特徴を考慮せず全ての送受信アンテナ間における MIMO チャネルの位相補正量を個別に推定しているため、必ずしも効率的な方式ではない。

このように、高信頼な安全運転支援アプリケーションを対象とし、伝搬路の特徴を考慮した効率的な MIMO システムの位相補正に関する検討はほとんどなされていない。したがって、本章では図 3.3 に示すような短パケット通信の場合において、交差点伝搬路の特徴を考慮したチャネル推定法を提案する。

提案手法は、(1) 車両速度に基づくチャネル推定法と (2) 判定帰還型チャネル推定法の 2 通りである。前者の車両速度に基づくチャネル推定法は、送受信の双方で処理を行う。一方、後者の判定帰還型チャネル推定法は、受信側でのフィードバック系の信号処理となるため、処理遅延が必ず生じる。しかし、この処理遅延はアプリケーションが要求しているリアルタイム性 (許容遅延は 100ms 以下を想定) に比べると非常に小さな遅延であると予想されるため、このようなアプリケーションへの適用性も満たしていると考えられる。そこでまず、具体的な交差点モデルの伝搬特性を評価する。

3.3 レイトレース法による伝搬路特性評価

MIMO の伝送特性は、伝搬路特性により決定される。そこで、評価対象とする交差点における伝搬環境を調査するため、幾何光学的理論に基づき送信点から受信点へ到達する電波を追跡するレイトレース法 [85] を用いたシミュレーションを行う。

3.3.1 評価モデル

評価対象とする交差点モデルを図 3.4 に示す。交差点モデルは、300m 四方で、道路幅 10m、オフィス街を想定し、高さ 10m のコンクリートブロックをランダムに配置した。送信点 (Tx)、及び受信点 (Rx) のアンテナの初期位置は、ともに道路の交差点から 40m 離れた場所とした。これは、時速 60km で移動する自動車の平均的な停止可能な距離を 40m と仮定したため、この位置を初期通信位置とした。どちらの車両も優先・非優先道路の判断ができない道路環境を想定している。また、受信側車両が非優先道路を走行している場合も想定し、Rx が交差点から 5m の位置で初期通信を行う場合も評価対象とした。この場合、非優先道路を走行している受信側車両が優先道路に進入する直前に一時停止することを想定し、送信車両から車両接近情報を受信した場合には、事故を防ぐため、その場で停止し優先道路へ進入しないようにするアプリケーションを考えている。

送受信のアンテナとして、標準ダイポールを 2 素子ずつ使用し、アンテナ素子間隔は 1.5m、アンテナの高さは 0.8m とし、アンテナ軸は地面に対して垂直とした。また、壁からの距離は、2m とした。そして、Tx 及び Rx を同じ速度で、それぞれ道路交差方向へ移動させてシミュレーションを行った。

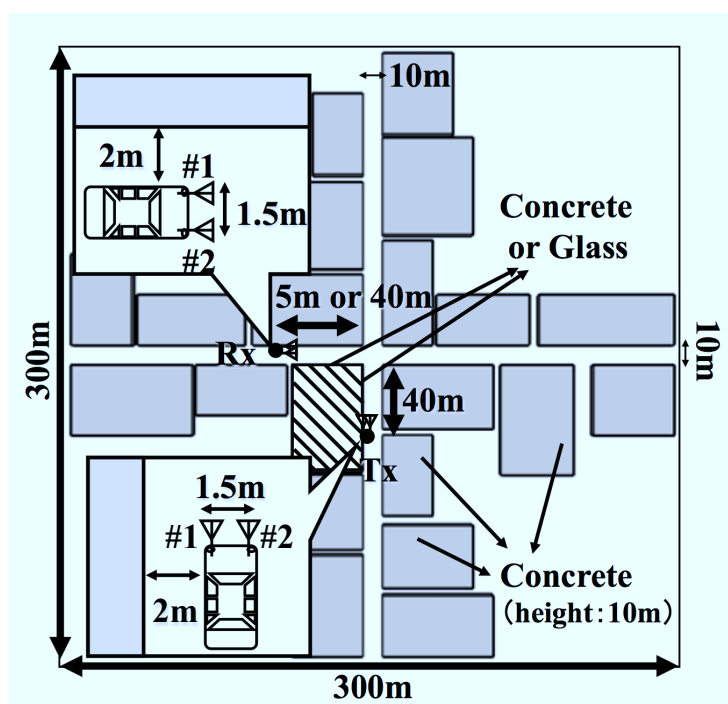


図 3.4 交差点評価モデル

3.3.2 評価方法

シミュレーションでは、レイトレーシングソフトである RapLab[93] を用いた。これは、イメージング手法を採用し、送信点、受信点、その他すべての反射面の組み合わせから、反射・透過・回折を計算している。反射係数と透過係数はフレネルの係数を使用し、回折係数は UTD (Uniform Geometric Theory of Diffraction) を用いている。シミュレーションでは、最大反射回数を 1~4 回 (それぞれ Case 1, 2, 3, 4) と変化させ、最大回折回数を 2 回までとし、大地反射も考慮した。なお、透過パスを考慮する場合には、直接波のみとし、送受信点間の直線上に存在するブロックの壁面をガラスと設定した (図 3.4 における斜線部の壁面)。ここで、コンクリート、ガラス及び大地の電気的特性を表 3.1 に示す値とした [79], [86]。また、シミュレーションの搬送波周波数には 6GHz を用いた。

また、表 3.2 に示すように、反射・回折のみで、受信点の交差点からの初期通信距離が異なる 2 種類 (40m, 5m) と、直接波の透過を考慮する場合の三つの性能評価モデル (Model 1, 2, 3) を評価対象とする。

更に、MIMO 伝送特性を評価するため、次に示す式 (3.6)~(3.8) を用いて伝搬路応答行列を求めた。 n_t 番目の送信アンテナと n_r 番目の受信アンテナ間の伝搬路応答特性 h_{n_r, n_t} は以下のよう表すことができる [85], [94]。

$$h_{n_r, n_t} = \sum_i \left(\frac{G(i)e^{(-jks_{i,1})}}{s_{i,1}} \prod_u R_{i,u} \prod_v T_{i,v} \prod_l K_{i,l} D_{i,l} e^{(-jks_{i,l+1})} \right) \quad (3.6)$$

$$G(i) = g_{n_t}(i)g_{n_r}(i) \quad (3.7)$$

$$K_{i,l} = \sqrt{\frac{s_{i,l}}{(s_{i,l} + s_{i,l+1})s_{i,l+1}}} \quad (3.8)$$

ここで、 $R_{i,u}$, $T_{i,v}$, $D_{i,l}$ は、それぞれ i 番目のレイが反射面 u で反射した場合の反射係数、透過面 v を透過した場合の透過係数、回折エッジ l で回折した場合の回折係数である。回折が生じるレイについては、 $s_{i,1}$ は送信点から最初の回折点までの延べ距離、 $s_{i,l}$ は $l-1$ 番目の回折点から l 番目の回折点までの延べ距離である。ただし、回折が生じないレイの場合は、 $s_{i,1}$ を送信点から受信点までの延べ距離とする。 $g_{n_t}(i)$, $g_{n_r}(i)$ はそれぞれ、 i 番目のレイに対する送信、受信アンテナの複素振幅利得を表し、 k は波数である。

表 3.1 コンクリート、ガラス及び大地の電気的特性

Material	Permittivity [F/m]	Conductivity [S/m]	Permeability [H/m]
Concrete	5.99×10^{-11}	2.3×10^{-3}	1.26×10^{-6}
Glass	4.43×10^{-11}	1.0×10^{-12}	1.26×10^{-6}
Ground	2.66×10^{-11}	1.0×10^{-4}	1.26×10^{-6}

表 3.2 性能評価モデル

Model conditions	Model 1	Model 2	Model 3
Maximum number of reflections	1～4	1～4	1～4
Maximum number of diffractions	2	2	2
Transmission path	—	—	Direct
Distance of Rx from intersection	40 m	5 m	40 m

表 3.3 最大回折回数に対する交差点伝搬シミュレーション結果

Model	Model 1		Model 2		Model 3	
Maximum number of diffractions	1	2	1	2	1	2
Total number of paths	16	292	20	316	17	293
Average receive level [dBm]	-105.9	-104.1	-84.1	-83.3	-76.6	-76.6
Delay spread [ns]	14.98	15.10	10.25	14.50	4.15	4.19
Angular spread at Tx [degree]	10.23	10.32	11.96	15.31	2.68	2.71
Angular spread at Rx [degree]	11.04	11.14	60.76	59.80	2.71	2.74

3.3.3 パス解析結果

まず、最大回折回数の違いによる伝搬路特性の評価を行う。表 3.3 に、Model 1 から Model 3 における最大回折回数を変化させた場合の伝搬シミュレーション結果を示す。これは初期通信位置（Model 1 と Model 3 については交差点から 40m 離れた場所、Model 2 については 5m 離れた場所）における 1 番目の送信アンテナ（Tx#1）と 1 番目の受信アンテナ（Rx#1）間についての結果である。

表 3.3 より、最大回折回数を増加させても、Model 2 の遅延スプレッドと Tx 側角度広がりには若干差が残っているものの、全体としてどのモデルも伝搬特性がほとんど変化しないことが確認できる。これは、回折回数が 2 回となるパスは到達する信号レベルが小さく、回折回数が 0 回、もしくは 1 回のパスがほとんど支配的となっているためである。したがって、以降のシミュレーションでは、回折回数を 1 回と固定して議論する。

次に最大反射回数に対する性能評価を行う。表 3.4 から表 3.6 に、それぞれ、Model 1 から Model 3 における最大反射係数を変化させた場合の伝搬シミュレーション結果を示す。これら

表 3.4 交差点伝搬シミュレーションの結果 (Model 1)

Simulation condition	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
Maximum number of reflections	1	2	3	4
Total number of paths	16	36	64	99
Average receive level [dBm]	-105.9	-99.1	-98.4	-98.0
Delay spread [ns]	14.98	16.14	17.72	19.30
Angular spread at Tx [degree]	10.23	13.55	15.66	16.77
Angular spread at Rx [degree]	11.04	13.82	15.73	16.91

表 3.5 交差点伝搬シミュレーションの結果 (Model 2)

Simulation condition	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
Maximum number of reflections	1	2	3	4
Total number of paths	20	61	141	211
Average receive level [dBm]	-84.1	-80.1	-73.6	-73.0
Delay spread [ns]	10.25	10.32	10.66	12.24
Angular spread at Tx [degree]	11.96	16.80	23.12	26.23
Angular spread at Rx [degree]	60.76	50.23	49.00	49.91

の表も、初期通信位置における Tx#1 と Rx#1 間についての結果を示している。

また、図 3.5 から図 3.7 に、それぞれ、Model 1 から Model 3 について、初期通信位置における Tx#1 と Rx#1 間の受信角度プロファイルを示す。ただし、反射回数を 2 回と設定した Case 2 の場合である。図の横軸は、水平方向の到来角を示しており、車両前方進行方向を 0 度とし、前方から左回りに車両後方に向けて 0 度から 180 度、逆に右回りには 0 度から -180 度の座標として表現した。

更に、初期位置における Tx#1 と Rx#1 間について、図 3.8 から図 3.10 に、それぞれ、Model 1 から Model 3 のシミュレーション結果例 (Case 2 の場合) を示す。

表 3.4 と表 3.5 より、Model 2 における受信車両の到来角度広がりの方が Model 1 のそれに

表 3.6 交差点伝搬シミュレーションの結果 (Model 3)

Simulation condition	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
Maximum number of reflections	1	2	3	4
Total number of paths	17	37	65	100
Average receive level [dBm]	-76.6	-76.6	-76.6	-76.6
Delay spread [ns]	4.15	5.38	6.06	6.70
Angular spread at Tx [degree]	2.68	3.44	3.74	3.99
Angular spread at Rx [degree]	2.71	3.54	3.88	4.16

比べて、大きな値となっていることが分かる。これは、Model 1 の受信車両の初期位置は交差点から 40m であるのに対し、Model 2 のそれは 5m であり、その結果、到来する電波の角度が広がったためである。また、このことは、図 3.5 と図 3.6 の受信角度プロファイルを確認すると、Model 2 の方が広がり大きいことが分かる。実際、図 3.8 と図 3.9 のシミュレーション結果例からも確認できる。

一方、表 3.6 から、Model 3 の到来角度広がりには Model 1 と Model 2 のそれと比べると、非常に小さな値となっており、平均受信レベルは、反射回数を増加させても一定の値となっている。この理由は次のとおりである。Model 3 は直接の透過パスを考慮したモデルであり、その透過パスの受信レベル (-76.6dBm) は他の反射・回折波の平均受信レベル (-99.2dBm) に比べて、20dB 以上大きな値となっていた。このことは、図 3.6 における到来方向 -48.8 度を示すスペクトルが、その透過パスであることから確認できる。したがって、Model 3 では、この透過パスが非常に支配的となっており、角度広がり小さくなり、平均受信レベルも反射回数に関わらず透過パスの受信レベルが一定のため、同じ受信レベルとなる。

また、表 3.4 から表 3.6 より、Case 3 と Case 4 の結果は、最大回折回数の評価と同様、Model 2 の遅延スプレッドと Tx 側角度広がり若干差が残っているものの、全体として、全てのモデルにおいて、ほとんど同じ特性であることが確認できる。したがって、最大反射回数 3 回までを考慮すれば、今回の交差点モデルにおける伝搬路特性を模擬できていると考えられる。

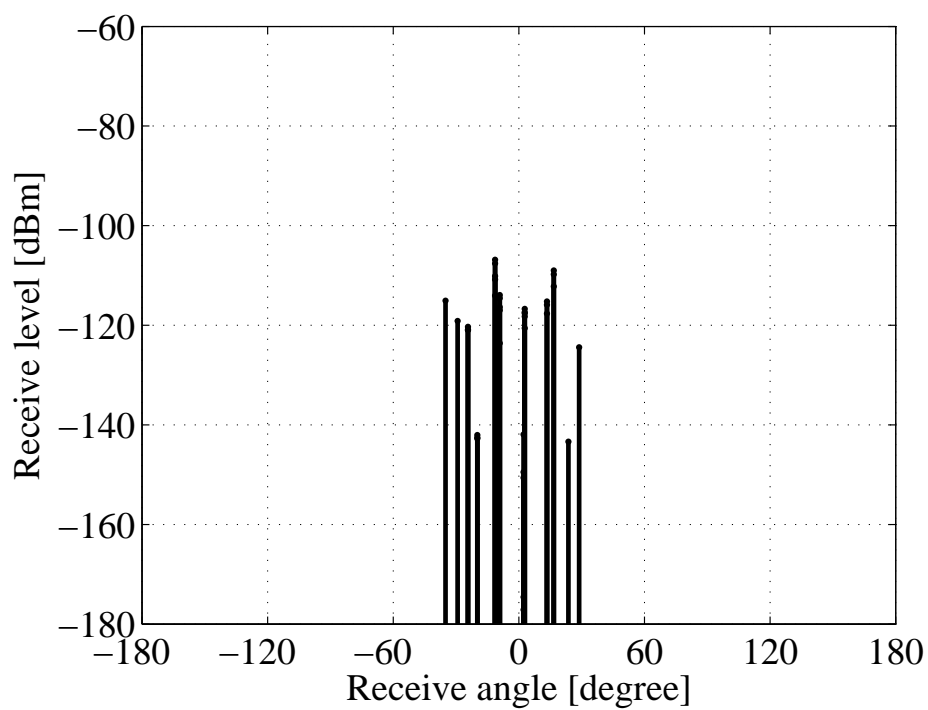


図 3.5 受信角度プロファイル (Tx#1-Rx#1, Model 1, Case 2)

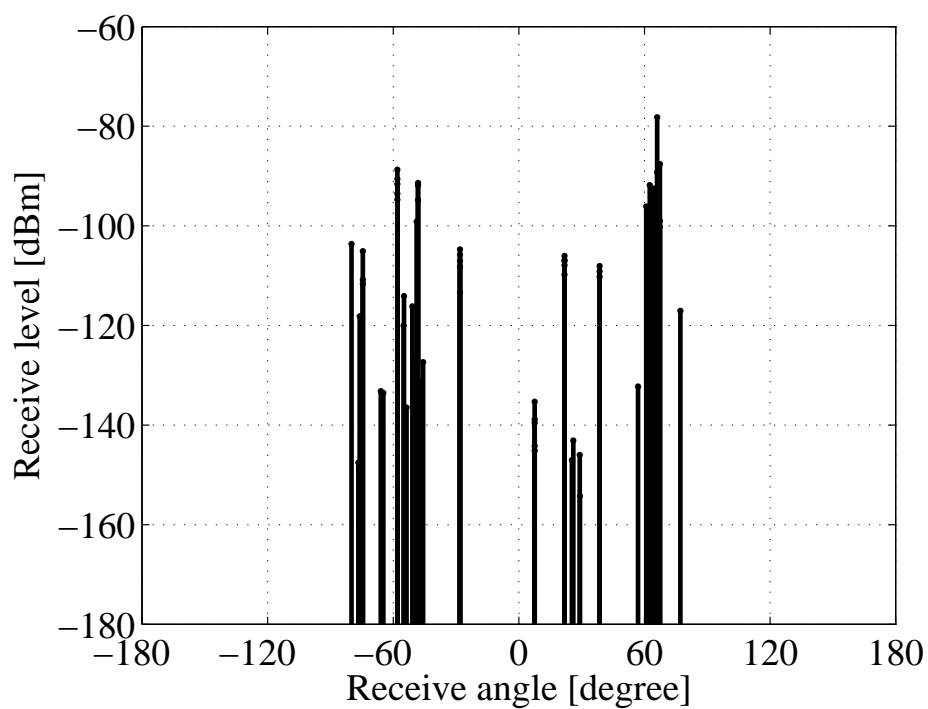


図 3.6 受信角度プロファイル (Tx#1-Rx#1, Model 2, Case 2)

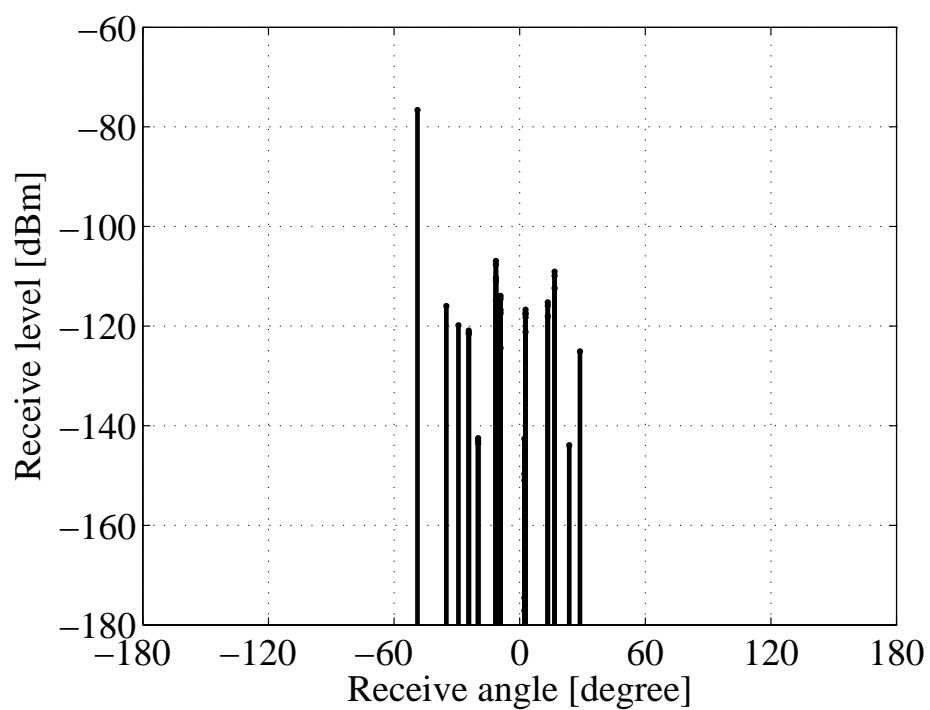


図 3.7 受信角度プロファイル (Tx#1-Rx#1, Model 3, Case 2)

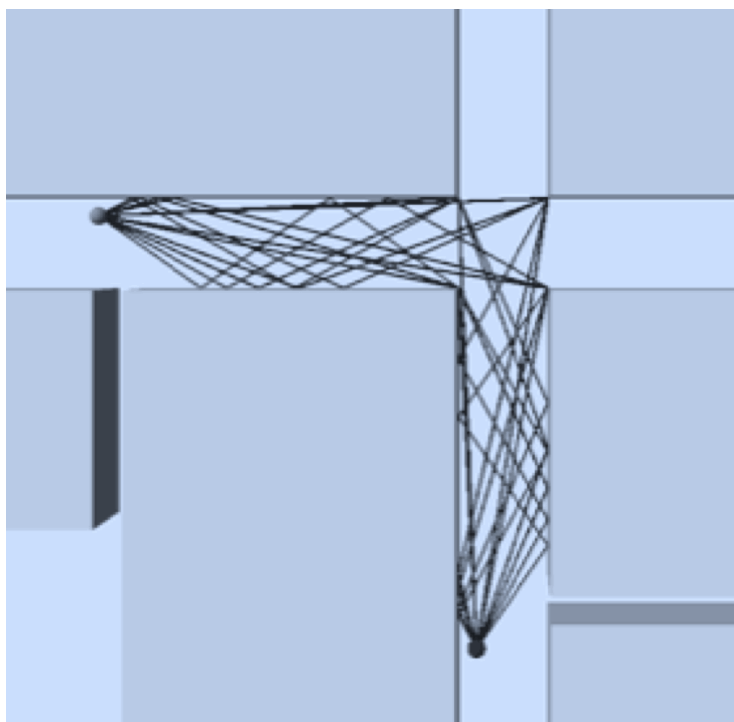


図 3.8 Model1 の伝搬シミュレーション結果 (Tx#1-Rx#1, Case 2)

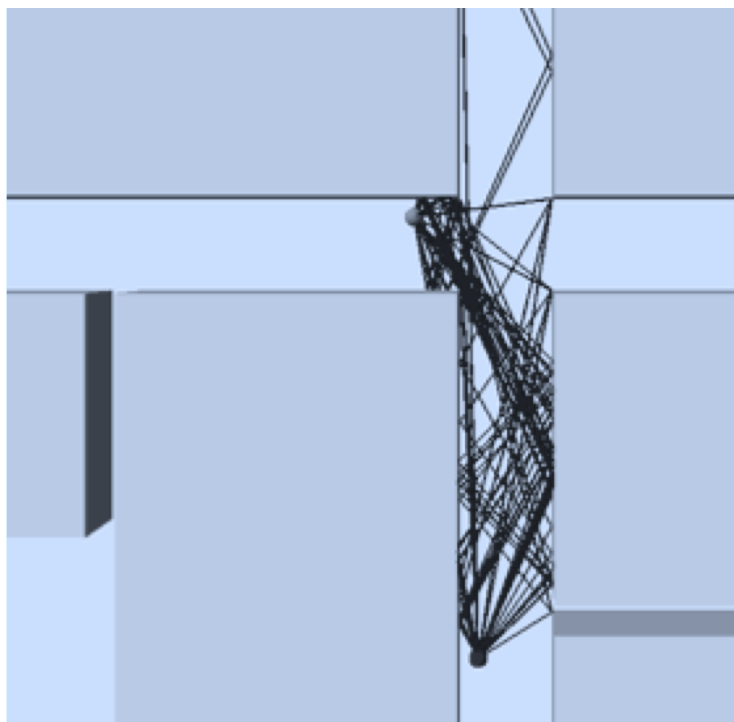


図 3.9 Model2 の伝搬シミュレーション結果 (Tx#1-Rx#1, Case 2)

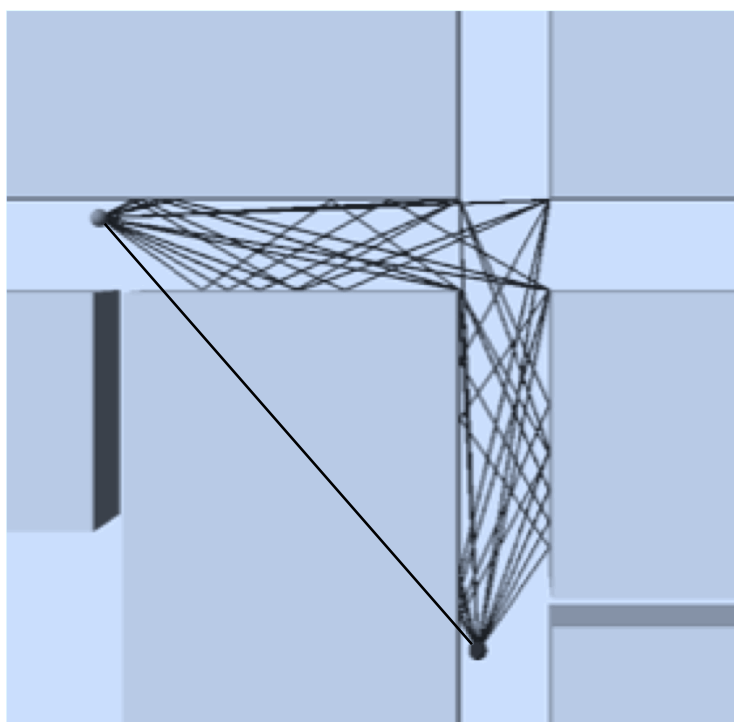


図 3.10 Model3 の伝搬シミュレーション結果 (Tx#1-Rx#1, Case 2)

3.3.4 相関解析結果

次に、交差点伝搬路の相関特性を評価する．評価尺度としては、 i 番目の受信アンテナにおける複素空間相関係数 $\rho_i(\Delta x)$ を用いる．ここで、 $\rho_i(\Delta x)$ を以下のように定義する．

$$\rho_i(\Delta x) = \frac{\sum_{j=1}^2 h_{ij}^*(x) h_{ij}(x + \Delta x)}{\sqrt{\sum_{j=1}^2 |h_{ij}(x)|^2 \sum_{j=1}^2 |h_{ij}(x + \Delta x)|^2}} \quad (3.9)$$

ここで、 $h_{ij}(x)$ は、位置 x における i 番目の受信アンテナ、 j 番目の送信アンテナ間の伝搬路応答特性である．また、 $h_{ij}(x + \Delta x)$ は、位置 x から Δx だけ移動した位置における伝搬路応答特性を示す．ここで、 Δx_{Tx} 、 Δx_{Rx} をそれぞれ送信端末、及び受信端末の移動距離とすると、今回のシミュレーションでは、送受信端末を同じ移動速度で移動させたので、 $\Delta x = \Delta x_{Tx} = \Delta x_{Rx}$ である．

まず、最大反射回数と空間相関特性との関係を調べるため、図 3.11 に、Case 1 から Case 3 の結果について、移動距離 Δx を搬送波の波長 λ で正規化した値 ($\Delta x/\lambda$) に対する受信アンテナ #1 における複素空間相関係数 $\rho_{\#1}(\Delta x)$ の実数部の値を、それぞれ、 \circ 、 \triangle 、 $*$ でプロットした (Model 2 の場合)．実際のシミュレーションでは、搬送波周波数 6GHz で実施したが、2GHz の場合も同じ結果が得られたため、波長 λ で正規化して表現した．また、受信アンテナ #2 においても同様の結果が得られたことも確認した．

図 3.11 より、Model 2 は受信角度広がりが大きいため、 $\Delta x/\lambda$ の値が大きい範囲では最大反

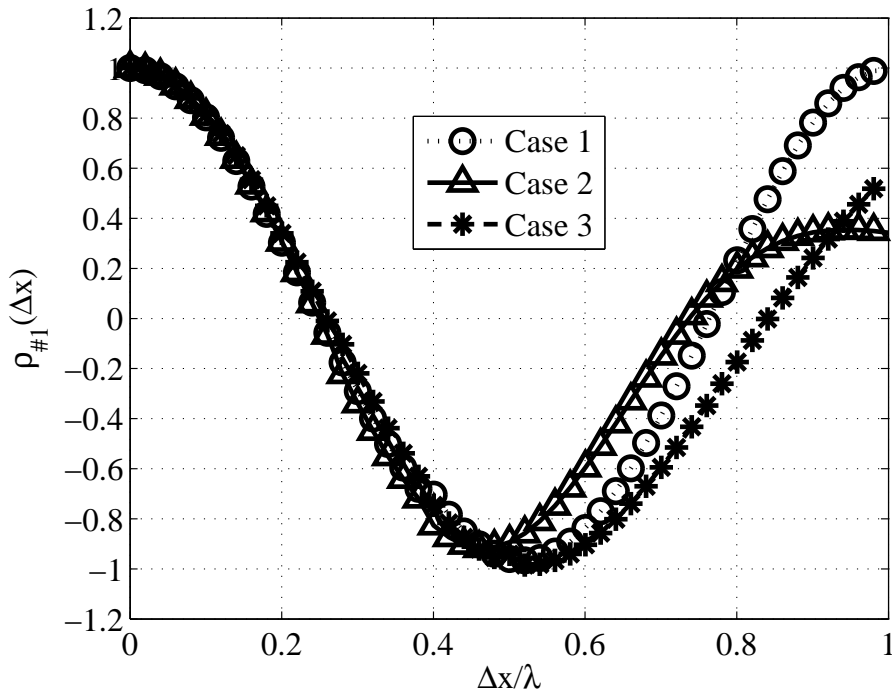


図 3.11 最大反射回数に対する空間相関解析 (Model 2)

射回数により位相変動量が異なっている。しかし、短い移動距離の範囲（例えば、 $\Delta x/\lambda$ が0から0.2まで）では、位相変動量は最大反射回数を変化させてもほとんど違いが無いことがわかる。また、Model 1, Model 3についても、同様の結果が得られることを確認した。次に、モデルによる空間相関特性の違いを評価する。

図3.12に、 $\Delta x/\lambda$ に対する受信アンテナ #1における複素空間相関係数 $\rho_{\#1}(\Delta x)$ を示す（Case 2の場合）。図では、Model 1からModel 3の結果について、絶対値をそれぞれ、点線、直線、鎖線のみで示し、更に各実数部の値を、それぞれ、○、△、*でプロットした。

図3.12において、 $\rho_{\#1}(\Delta x)$ の実数部は、 $\Delta x/\lambda$ の値に対して大きく値が変化している。これは、道路交差方向に送受信端末が移動することにより、伝搬のパス長が短くなるため位相回転が生じるためである。しかし、 $\rho_{\#1}(\Delta x)$ の絶対値に関して、Model 1とModel 3の絶対値はほとんど変化していないが、Model 2のそれは大きく変化している。これは、Model 2の受信角度広がりが大きいためである。

一方、図3.12において、短い移動距離（例えば、 $\Delta x/\lambda$ が0から0.2まで）に着目すると、全てのモデルについて $\rho_{\#1}(\Delta x)$ の絶対値は、ほとんど1であり、位相回転のみが生じていることになる。図には示していないが、虚数部についても実数部と同様の傾向が得られたことを確認した。しかし、その回転量については、モデルによって異なることがわかる。電波の到来方向が車両進行方向で、かつ角度広がり小さいModel 1では、単位時間あたりの位相回転量が大きく、送受信端末の移動距離に相当する波長の変化分だけ位相回転が生じる。

一方、角度広がり大きいModel 2や、支配的な電波の到来方向が車両進行方向から角度を持つModel 3の場合、単位時間あたりの位相回転量が小さくなる。

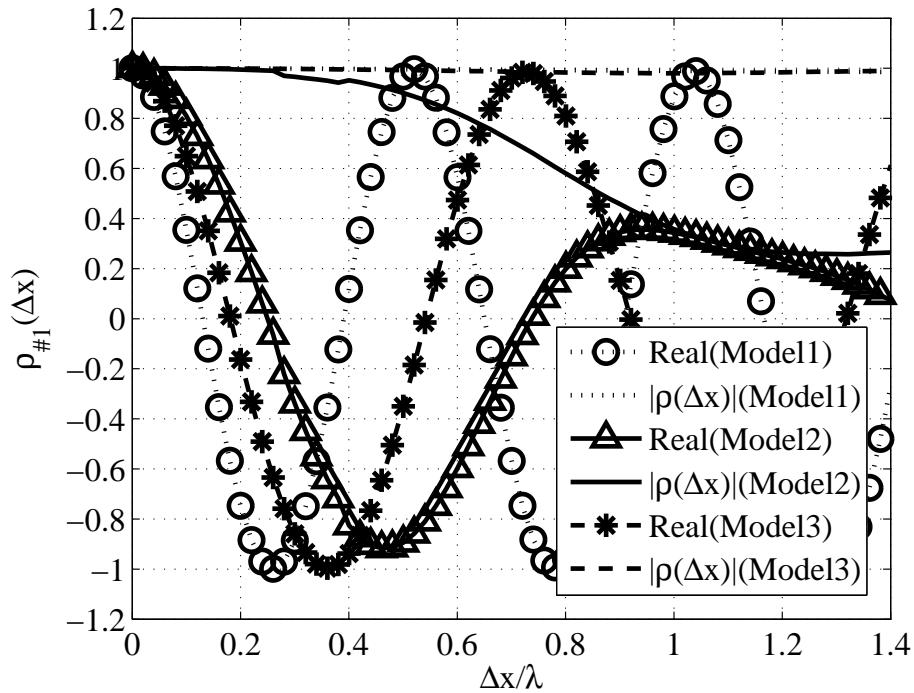


図 3.12 交差点モデルによる空間相関解析（Case 2）

3.3.5 考察

レイトレーシングによる伝搬特性評価の結果をまとめる。見通し外の交差点において、送受信端末が互いに道路交差方向に進行している場合の通信では、短い移動距離においては、位相回転により伝搬路特性が変化していくことが分かった。したがって、送受信端末の位置をそれぞれ、 x_{Tx} , x_{Rx} とし、それぞれの移動距離 Δx_{Tx} , Δx_{Rx} を用いると、以下のような近似式が成立する。

$$\mathbf{H}(x_{Tx} + \Delta x_{Tx}, x_{Rx} + \Delta x_{Rx}) \simeq \mathbf{H}(x_{Tx}, x_{Rx}) \exp(j\theta) \quad (3.10)$$

ただし、 $\exp(j\theta)$ の値は、到来、放射角度やその角度広がり的大小によって変化する。

3.4 交差点伝搬モデリング

前節の伝搬特性評価の結果を基にして、交差点伝搬モデリングを行う。Model 1 と Model 2 については、モデル間に受信角度広がりの違いは存在するが、どちらも同程度の受信レベルを持つパスが複数存在している環境としてまとめることができる。

一方、Model 3 については、受信角度広がりはいくつか小さいが、受信レベルの大きなパスが1波のみ存在する環境となっている。

これらから、図 3.13 と図 3.14 に示すようにモデリング可能である。図 3.13 は、Model 1 と Model 2 の場合に相当し、周りに透過物体が存在せず、反射・回折波のみの環境である。受信車両の前方に遮蔽車両（バスやトラックなど）が存在する場合もこのモデルに当てはまると考えられる。その理由は、進行方向が遮蔽されているため、支配的な電波到来方向は受信車両の進行方向から角度を持つことになるが、同程度の受信レベルのパスが複数存在すると考えられるためである。この場合、送受信双方の角度広がりやパス数、支配的な到来（放射）方向などがパラメータとして表現される。

一方、図 3.14 は、Model 3 の場合に相当し、透過する物体が交差点に存在する場合には、透過パスが非常に受信レベルが大きな環境となる。この場合、反射・回折波に対する透過パスの相対的な強さをパラメータとして表現することができる。また、透過パスが反射・回折波と同程度の受信レベルの場合には、図 3.13 のモデルに含まれることになる。

このように交差点環境では、完全に見通し外の環境の場合には、図 3.13 とモデリングでき、送受信点間に透過物体が存在する場合には、図 3.14 にモデリング可能である。

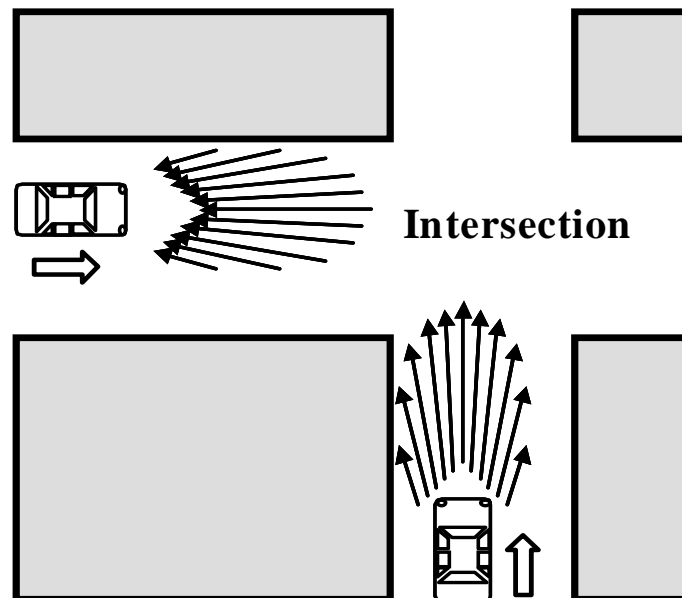


図 3.13 交差点伝搬モデリング (Modeling A)

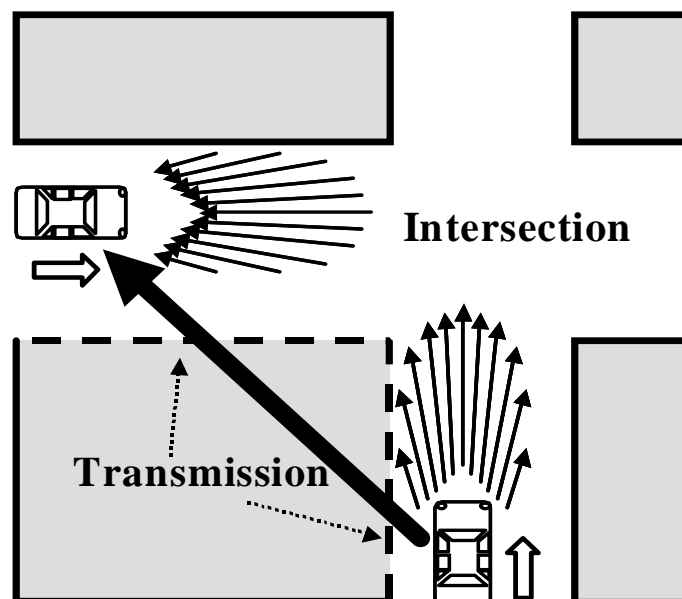


図 3.14 交差点伝搬モデリング (Modeling B)

3.5 車車間チャネル推定法の提案

本節では、前節までの交差点伝搬路の特徴を基にし、(1) 車両の移動速度情報を用いたチャネル推定法と (2) 判定帰還型チャネル推定法の2種類を提案する。

3.5.1 車両速度に基づくチャネル推定法

まず、車両速度に基づくチャネル推定法は、各端末が車速情報などを用いて移動距離を算出し、これを利用して移動による伝搬路の急激な位相変化を補正する方式である。したがって、式(3.10)における $\exp(j\theta)$ の値を移動距離に相当する位相回転量の値に定めることによりチャネルの位相変化を推定する。以下では、送信側と受信側の処理方法、及び物理的意味を説明する。

(1) 送信側の処理

送信側では、送信端末の移動による誤差を補正するために新たな STBC 行列 \mathbf{G}'_2 を提案し、符号化を行う。

$$\mathbf{G}'_2 = \exp(-jkV_{Tx}\Delta t) \mathbf{G}_2 \quad (3.11)$$

ここで、 V_{Tx} と Δt は、それぞれ送信側の車速、及びパイロット信号を送信してから、STBC エンコードまでの時間を表す。この STBC 行列で符号化を行うと受信信号は以下のように記述できる。(ただし、受信側の熱雑音無視、時刻： $t_0 + \Delta t$)

$$y_i(2m_0) = e^{-jkV_{Tx}\Delta t} (\tilde{h}_{i1}s(2m_0) + \tilde{h}_{i2}s(2m_0 + 1)) \quad (3.12)$$

$$y_i(2m_0 + 1) = e^{-jkV_{Tx}\Delta t} (-\tilde{h}_{i1}s^*(2m_0 + 1) + \tilde{h}_{i2}s^*(2m_0)) \quad (3.13)$$

これは、結局、仮想的な伝搬チャネル $e^{-jkV_{Tx}\Delta t}\mathbf{H}(t_0 + \Delta t)$ において \mathbf{G}_2 で符号化することと等価である。すなわち、送信端末が移動しても、パイロット信号を送出した地点 ($\Delta t = 0$) の伝搬路特性を維持させる符号化を実現している。

(2) 受信側の処理

受信側では、伝搬路推定の誤差を補正を行う。そこで、新たに、時刻 t_0 における伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}'(t_0)$ を提案し、これを用いて STBC のデコードを行う。

$$\hat{\mathbf{H}}'(t_0) = \exp(jkV_{Rx}\Delta t) \hat{\mathbf{H}}(t_0) \quad (3.14)$$

ここで、 V_{Rx} と Δt は、それぞれ受信側の車速、及びパイロット信号を受信してから、STBC デコードするまでの時間を表す。この推定行列を用いて、 $s(2m_0)$ を抽出するためのデコードを実施すると、以下のように表現できる。

$$\begin{aligned} & (e^{jkV_{Rx}\Delta t}h_{i1})^* y_i(2m_0) + (e^{jkV_{Rx}\Delta t}h_{i2}) y_i^*(2m_0 + 1) \\ &= h_{i1}^* (e^{-jkV_{Rx}\Delta t}y_i(2m_0)) + h_{i2} (e^{-jkV_{Rx}\Delta t}y_i(2m_0 + 1))^* \end{aligned} \quad (3.15)$$

ここで、 $e^{-jk\Delta x_{Rx}}y_i(2m_0)$ と $e^{-jk\Delta x_{Rx}}y_i(2m_0 + 1)$ は熱雑音を無視すると、それぞれ、

$$e^{-jkV_{Rx}\Delta t} \left(\tilde{h}_{i1}s(2m_0) + \tilde{h}_{i2}s(2m_0 + 1) \right) \quad (3.16)$$

$$e^{-jkV_{Rx}\Delta t} \left(-\tilde{h}_{i1}s^*(2m_0 + 1) + \tilde{h}_{i2}s^*(2m_0) \right) \quad (3.17)$$

と表すことができる。

これは、結局、仮想的な伝搬チャネル $e^{-jkV_{Rx}\Delta t}\mathbf{H}(t_0 + \Delta t)$ において、通常の伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}(t_0)$ を用いてデコードすることと等価である。すなわち、受信端末が移動しても、パイロット信号を受信した地点 ($\Delta t = 0$) の伝搬路特性を維持させるような伝搬路推定を施している。

以上より、本提案方式は、電波の到来方向や放射方向は道路交差方向が支配的であるという交差点における車車間電波伝搬モデルの特徴を上手く利用し、簡易な構成で性能改善できるという利点がある。したがって、Modeling A についてのみ有効な方式であるといえる。

3.5.2 判定帰還型チャネル推定法

次に、判定帰還型チャネル推定法による MIMO-STBC 方式を提案する。式 (3.10) の近似式は図 3.13 と図 3.14 に示した両方の伝搬モデルに対して成立するが、その値は、角度広がりや透過パスの反射・回折パスに対する相対的な強さなどの値によって、大きく異なる。したがって、伝搬環境が Modeling A と Modeling B のどちらの環境の場合についても対応可能なチャネル推定法が必要となる。

そこで、判定帰還型チャネル推定法を提案する。本提案方式は、受信端末のみで全ての制御を行う。まず、受信側で STBC デコードされた信号を仮判定する。次に、この仮判定された信号を帰還し、伝搬路の変動量 $\exp(j\theta)$ を算出する。

ここで、 i 番目の受信アンテナにおける $2m_0, 2m_0 + 1$ 区間の受信信号ベクトル $\mathbf{R}_i(m_0)$ を定義する。

$$\mathbf{R}_i(m_0) = \begin{bmatrix} y_i(2m_0) \\ y_i(2m_0 + 1) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

時刻 t_0 において伝搬路が正確に推定できたと仮定すると、 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}(t_0)$ となり、 h_{i1}, h_{i2} は既知として取り扱うことができる。しかし、実際には時刻 $t_0 + \Delta t$ において、 $2m_0, 2m_0 + 1$ 区間の信号を受信したとすると、

$$\mathbf{R}_i(m_0) = \mathbf{G}_2(m_0) \begin{bmatrix} \tilde{h}_{i1} \\ \tilde{h}_{i2} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

となり、伝搬路の時間変化により符号間干渉が生じる。そこで次に、近似式 (3.10) を時間関数に変換するため、時間 Δt の間に $\Delta x_{Tx}, \Delta x_{Rx}$ の距離を移動したと仮定すると、

$$\mathbf{H}(t_0 + \Delta t) \simeq \mathbf{H}(t_0) \exp(j\theta) \quad (3.20)$$

と表現できる。

したがって、式 (3.19) は、以下のように変形できる.

$$\mathbf{R}_i(m_0) \simeq \mathbf{G}_2(m_0) \begin{bmatrix} h_{i1} \\ h_{i2} \end{bmatrix} \exp(j\theta) \quad (3.21)$$

ここで、 Δt の値が小さい場合には、符号間干渉の影響も小さく、ある程度正しく STBC デコードされると仮定する. すなわち、 $\hat{\mathbf{H}}$ を用いて $s(2m_0)$, $s(2m_0 + 1)$ を STBC デコードした後の信号をそれぞれ $s'(2m_0)$, $s'(2m_0 + 1)$ とすると、次のように表現できる. (ただし、受信アンテナ数 $N_r = 2$ とする)

$$s'(2m_0) = \sum_{i=1}^{N_r} \left\{ \left(h_{i1}^* \tilde{h}_{i1} + h_{i2} \tilde{h}_{i2}^* \right) s(2m_0) + \left(h_{i1}^* \tilde{h}_{i2} - h_{i2} \tilde{h}_{i1}^* \right) s(2m_0 + 1) \right\} \quad (3.22)$$

$$s'(2m_0 + 1) = \sum_{i=1}^{N_r} \left\{ \left(h_{i1} \tilde{h}_{i1}^* + h_{i2}^* \tilde{h}_{i2} \right) s(2m_0 + 1) + \left(h_{i2}^* \tilde{h}_{i1} - h_{i1} \tilde{h}_{i2}^* \right) s(2m_0) \right\} \quad (3.23)$$

この二つの式から、伝搬路の時間変化により符号間干渉が生じていることが確認できる. そこで、この二つの信号が正しいと仮判定する. $s'(2m_0)$, $s'(2m_0 + 1)$ を $s(2m_0)$, $s(2m_0 + 1)$ と同じ信号振幅となるように正規化した信号をそれぞれ、 $\hat{s}(2m_0)$, $\hat{s}(2m_0 + 1)$ とする. この仮判定信号を帰還し、STBC 行列 $\hat{\mathbf{G}}_2(m_0)$ を算出すると、

$$\hat{\mathbf{G}}_2(m_0) = \begin{bmatrix} \hat{s}(2m_0) & \hat{s}(2m_0 + 1) \\ -\hat{s}^*(2m_0 + 1) & \hat{s}^*(2m_0) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

となり、符号間干渉の影響が小さく正しく STBC デコードされたと仮定した場合には、次式が成立する.

$$\hat{\mathbf{G}}_2(m_0) = \mathbf{G}_2(m_0) \quad (3.25)$$

その結果、式 (3.21) における $\mathbf{R}_i(m_0)$, $\mathbf{G}_2(m_0)$, h_{i1} , h_{i2} は既知として扱うことができ、 $\exp(j\theta)$ の値を二つ算出することができ、これを $\alpha_{1,i}$, $\alpha_{2,i}$ とする.

$$\alpha_{1,i} = \frac{y_i(2m_0)}{\hat{s}(2m_0)h_{i1} + \hat{s}(2m_0 + 1)h_{i2}} \quad (3.26)$$

$$\alpha_{2,i} = \frac{y_i(2m_0 + 1)}{-\hat{s}^*(2m_0 + 1)h_{i1} + \hat{s}^*(2m_0)h_{i2}} \quad (3.27)$$

このように、一つの受信アンテナに対し、一つの STBC シンボル区間 ($2m_0$, $2m_0 + 1$ 区間) で二つ求めることができる. そこで、受信アンテナ数 N_r に対して求めた全ての値を平均し α_{m_0} を求める.

$$\alpha_{m_0} = \frac{1}{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} \left(\frac{\alpha_{1,i} + \alpha_{2,i}}{2} \right) \quad (3.28)$$

更に, α_{m_0} を複数シンボル区間 m_{ave} に渡り平均化し, その値を α_{ave} とすると, (m_{ave} は2の倍数)

$$\alpha_{ave} = \frac{1}{m_{ave}} \sum_{m_{ave}} \alpha_{m_0} \quad (3.29)$$

となる. この α_{ave} を用いて, 新しいチャネル推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{new}$ 算出すると, 以下のように表現できる.

$$\hat{\mathbf{H}}_{new} = \alpha_{ave} \hat{\mathbf{H}} \quad (3.30)$$

この $\hat{\mathbf{H}}_{new}$ を $\hat{\mathbf{H}}$ として, 次の m_{ave} シンボル区間における STBC デコードに用いる. 以降, m_{ave} シンボル区間毎にチャネル推定行列を更新することにより, 伝搬路の変動に追従することができる.

3.6 計算機シミュレーション

提案した2種類のチャネル推定方式の有効性を検証するため, 伝搬路推定補正を行わない方式(移動に伴う伝搬路の変動に追従しない方式)との性能比較を実施した.

3.6.1 シミュレーション条件及び統計的評価方法

本章では, 初期通信位置(時刻 t_0) で正確に伝搬路推定が行えるものと仮定 ($\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}(t_0)$) し, その後の移動に伴う伝搬路の位相変動に対して伝送特性評価を行う. 伝搬路については, 最大反射回数が2回(Case 2)の場合を対象とした. これは, 3.3節の伝搬特性評価結果(図 3.11) から, 短い移動距離の範囲(例えば, $\Delta x/\lambda$ が0から0.2まで)では, 最大反射回数を1回から3回まで変化させても, 位相変動量にほとんど違いがないためである.

伝搬シミュレーションでは, 各パスの初期位相は固定であるため, 全てのパスの位相は一意に決定される. しかし, 実際には, わずかな反射面の角度の違いや車両の走行車線のずれなどにより, 位相はランダム分布する. そこで, 統計的に評価する方法として, 次の手法を適用する. まず, 1回のシミュレーションでは, 車両の移動速度を一定とし, 移動距離 0.5mm 間隔で 30 シンボルを送信する. そして, 各パスの初期位相を一様乱数によりランダムに与え, 10000 回実施する方法を用いる. これにより, 統計的にフェージングの影響を考慮しているといえる. また, 判定帰還型チャネル推定法における m_{ave} の値を, 30 シンボルとした. 更に, 車両の移動に伴う伝搬路の変動については, 各車両が 0.5mm 移動する毎にレイトレース法を用いた伝搬シミュレーションを実施し, パスを生成しなおすことによって実現した.

3.6.2 車両速度に基づくチャネル推定法の評価

まず, 車両速度に基づくチャネル推定法について, シミュレーション評価する. このチャネル推定法は, Modeling A についてのみ有効な方式であるといえる. そこで, 3.3節における Model1 の伝搬シミュレーション結果を対象とした.

(1) シンボル間干渉の影響

まず、ガウス雑音を付加せず、シンボル間干渉 (ISI) の影響を評価する。図 3.15 に、移動距離を波長で正規化した値 ($\Delta x/\lambda$) に対する CIR を示す。また、図 3.16 に $\Delta x/\lambda$ に対する BPSK 及び QPSK のビット誤り率 (BER) を示す (なお、 $\Delta x_{Tx} = \Delta x_{Rx} = \Delta x$ である)。図において、従来方式は点線で、提案方式 (車両速度に基づくチャネル推定法) は実線でプロットしている。

図 3.15 において、提案方式 (車両速度に基づくチャネル推定法) の CIR は従来方式に比べて劣化量が小さくなっている。これは、提案方式 (車両速度に基づくチャネル推定法) が伝搬路推定及び補正を行う STBC 行列を用いることにより、伝搬路行列 \mathbf{H} との誤差を小さくし、干渉成分の電力が小さくなっているためである。

図 3.16 より、従来方式は BPSK 変調の場合の BER の方が QPSK 変調のそれよりも小さな値となっている。これは、伝搬路推定誤差により干渉成分が残る、符号間干渉による誤りの耐性が BPSK の方が強いためである。また、 $\Delta x/\lambda$ が大きくなるほど、BER が増えている。つまり、車速が同じ場合、周波数が大きいほど、干渉成分による誤りが増大することとなる。これは、波長が短いほど移動による伝搬路の変動が大きくなり、干渉成分電力が増大するためである。

一方、提案方式 (車両速度に基づくチャネル推定法) の BER は、図 3.16 にプロットされていない。これは、符号間干渉による誤りは生じなかったためである (BER = 0)。

以上より、車両速度に基づくチャネル推定法は移動に伴う ISI の影響が無く、Model1 に関しては、STBC による特性劣化が抑えられることが確認できた。

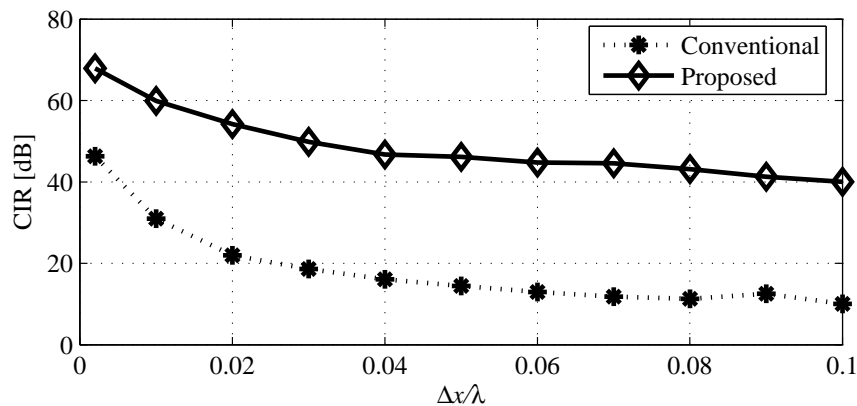


図 3.15 $\Delta x/\lambda$ に対する CIR 特性

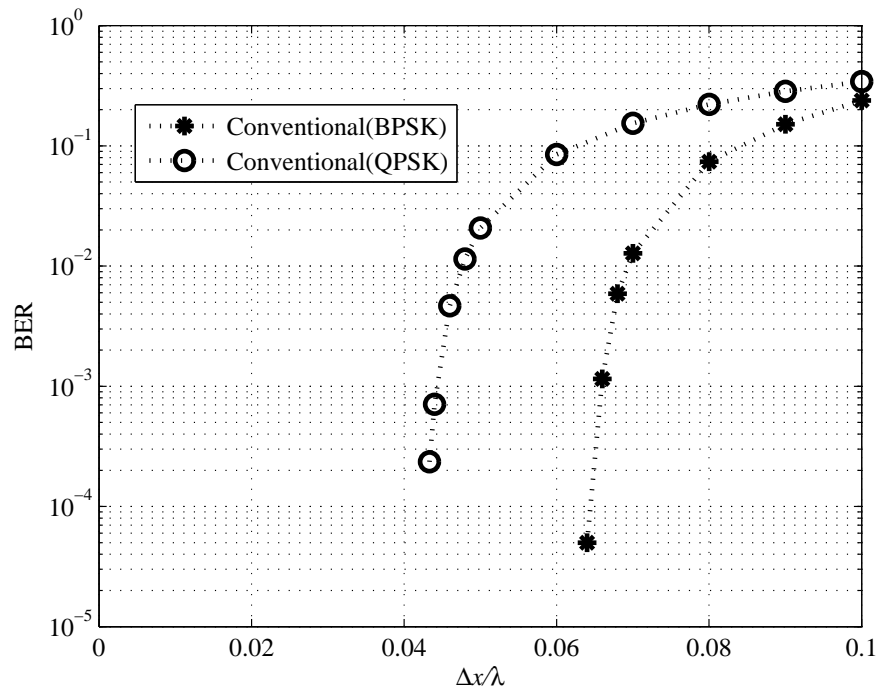


図 3.16 $\Delta x/\lambda$ に対する符号間干渉による BER 特性（車両速度に基づくチャネル推定法の BER = 0）

(2) SNR に対する影響

次に、熱雑音として白色ガウス雑音を付加した場合（AWGN：Additive White Gaussian Noise）の BER 特性の評価を行う。

図 3.17 と図 3.18 に、 $\Delta x/\lambda$ に対して、それぞれ、BPSK 及び QPSK 変調を用いた場合の BER を示し、SNR が 8dB、12dB、及び 16dB の場合をプロットした。また、これらの図において、点線は従来方式を、実線は提案方式（車両速度に基づくチャネル推定法）を表している。

図 3.17 において、 $\Delta x/\lambda$ が約 0.01 を超えると BER 特性が劣化していることがわかる。しかし、同じ BPSK 変調の場合で、図 3.16 における ISI の影響に関しては、 $\Delta x/\lambda$ が約 0.06 より大きくなると、シンボル間干渉により BER 特性が劣化していることが示されている。この違いは、白色ガウス雑音を付加したことによって、ISI によりビット誤りが発生するためである。一方、提案方式（車両速度に基づくチャネル推定法）は、全ての SNR について、 $\Delta x/\lambda$ が増加しても、 $\Delta x/\lambda = 0$ のときと同じ BER 性能が得られた。また、図 3.18 にプロットした全ての関係は、図 3.17 と同様な傾向であることがわかる。

SNR に対する特性を評価するため、図 3.19 と図 3.20 にそれぞれ、SNR に対する BPSK 及び QPSK 変調を用いた場合のビット誤り率を示し、 $\Delta x/\lambda$ を 0.02、0.03、0.04、及び 0.05 の場合をプロットした。また、これらの図において、点線は従来方式を、実線は提案方式（車両速度に基づくチャネル推定法）を表している。更に、送受信 1 素子で通信を行う SISO（Single-Input Single-Output）の場合の BER を鎖線で示している（ただし、全送信電力一定、Tx#1, Rx#1 を使用）。

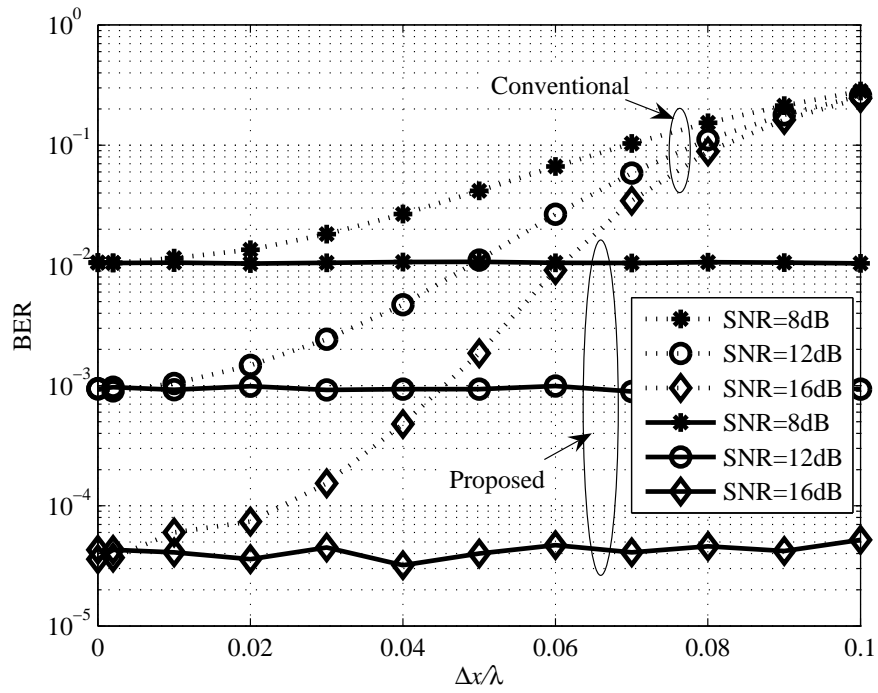


図 3.17 AWGN における $\Delta x/\lambda$ に対する BER 特性 (車両速度に基づくチャネル推定法, BPSK)

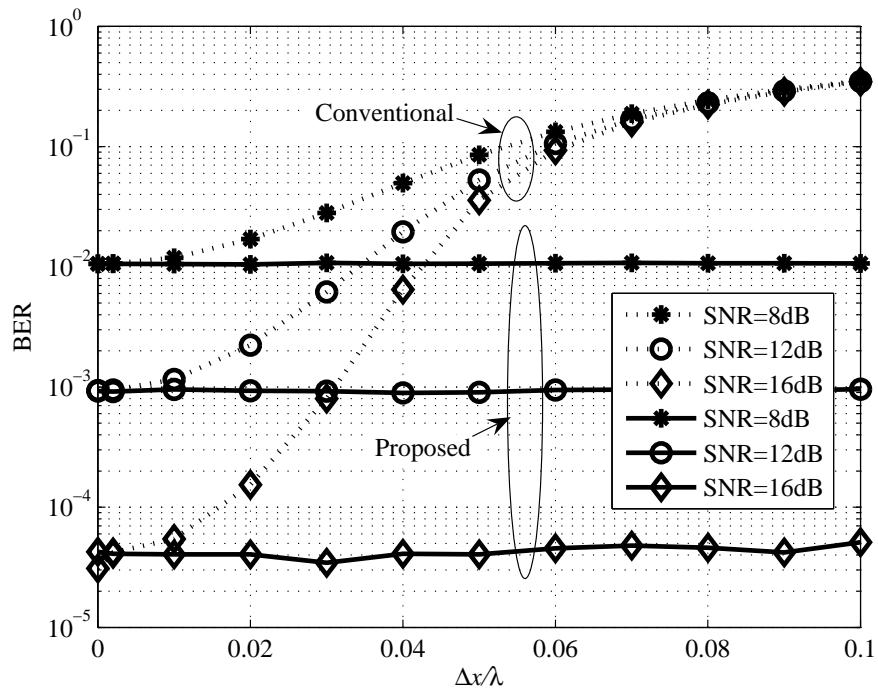


図 3.18 AWGN における $\Delta x/\lambda$ に対する BER 特性 (車両速度に基づくチャネル推定法, QPSK)

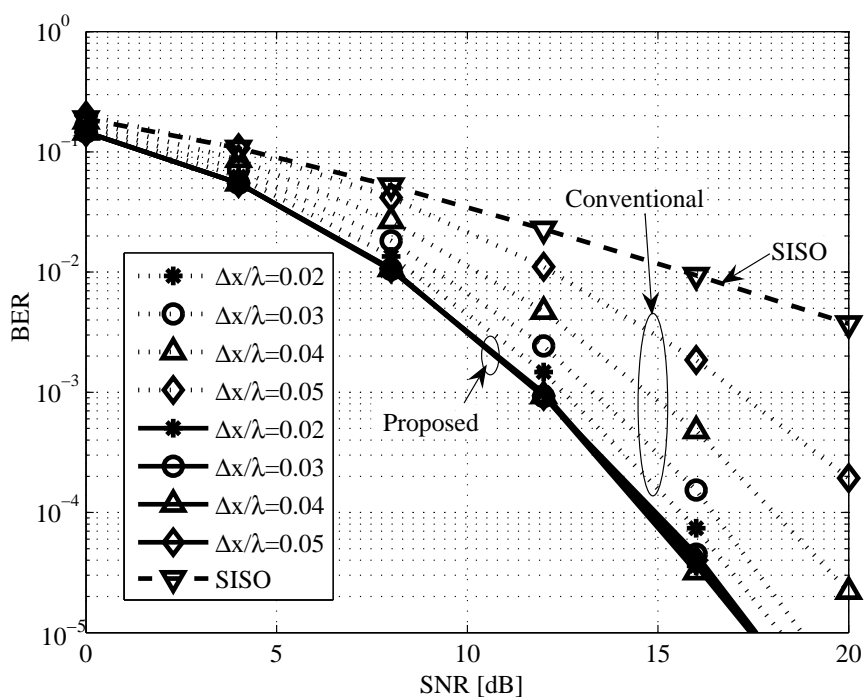


図 3.19 SNR に対する BER 特性（車両速度に基づくチャネル推定法，BPSK）

図 3.19 と図 3.20 において，従来方式は， $\Delta x/\lambda$ が大きくなるほど SNR に対する BER 特性が劣化していることがわかる．一方，提案方式（車両速度に基づくチャネル推定法）は $\Delta x/\lambda$ に関わらず，同じ BER 性能が得られた．また，BPSK を用いた場合の BER の方が QPSK の場合のそれよりも SNR に対する BER 特性が良いことがわかる．これは，符号間干渉による誤りの耐性が BPSK の方が強いためである．また，例えば，図 3.20 において， $\Delta x/\lambda = 0.05$ の場合を見ると，従来方式の BER は SISO よりも劣化している．すなわち，MIMO による SNR 改善能力が移動により失われていることになる．

以上より，車両速度に基づくチャネル推定法は移動距離や搬送波周波数に関わらず，シンボル間干渉の影響が無く，SNR に対して良い BER 特性が得られた．すなわち，移動による特性劣化が抑えられていることが確認できた．また， $\Delta x/\lambda = 0.03$ の場合，周波数 6GHz，車速が 60km/h と仮定すると，パイロット信号からの遅延時間は約 $90\mu\text{s}$ に相当し，長いパケットデータを用いて通信する場合には本方式が有効であるといえる．

しかしながら，式 (3.10) における $\exp(j\theta)$ の値を移動距離に相当する位相回転量の値に定めることができない環境の場合，すなわち，角度広がりや透過パスの反射・回折パスに対する相対的な強さなどの値によって大きく異なる場合には，従来方式と同様にシンボル間干渉の影響を受け，BER 特性が低下することになる．

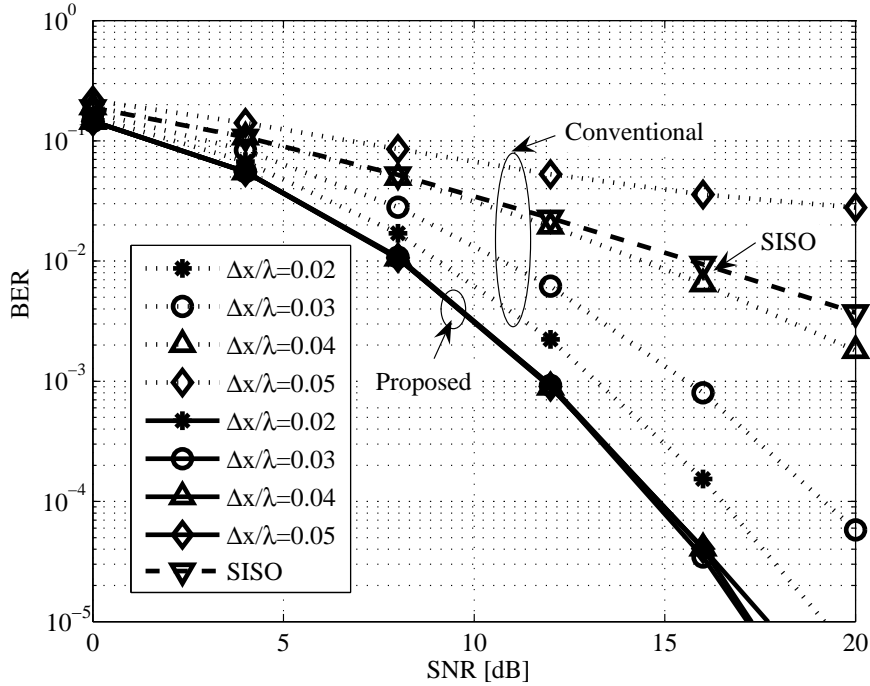


図 3.20 SNR に対する BER 特性（車両速度に基づくチャネル推定法，QPSK）

3.6.3 判定帰還型チャネル推定法の評価

次に，判定帰還型チャネル推定法に関する評価結果を示す．本手法は Modeling A，及び，Modeling B の両方に対して有効である手法であるため，3.3 節における Model 1 から 3 の 3 種類の伝搬シミュレーション結果を用い，変調方式としては QPSK 変調を用いた．

(1) Modeling A における性能評価

Modeling A については，3.3 節で反射・回折パスのみを考慮した Model 1 と Model 2 の伝搬シミュレーション結果を対象とする．

SNR に対する特性を評価するため，図 3.21，図 3.22 にそれぞれ，Model 1，及び，Model 2 における SNR に対するビット誤り率（BER）を示す．図では， $\Delta x/\lambda = 0.03, 0.04, 0.05$ の場合をプロットした（それぞれ， $*$ ， \circ ， \triangle ）．これらの図では，点線は伝搬路推定補正を行わない方式を，実線は提案方式（判定帰還型チャネル推定法）を表している．また，送受信 1 素子で通信を行う SISO の場合の BER を鎖線，かつ， ∇ で示している（ただし，全送信電力一定，Tx#1, Rx#1 を使用）．参考までに，Model 1，及び Model 2 は，同程度の受信レベルのパスが複数到来する環境なので，レイリーフェージング環境下における，1 素子 QPSK 同期検波の BER 特性の理論値を鎖線のみで示した．

図 3.21 と図 3.22 より，伝搬路推定補正を行わない方式は， $\Delta x/\lambda$ が大きくなるほど SNR に対する特性が劣化していることがわかる．一方，提案方式（判定帰還型チャネル推定法）は $\Delta x/\lambda$ に関わらず，一定，かつ，高品質な特性が得られた．これは，チャネル推定を逐次更新してい

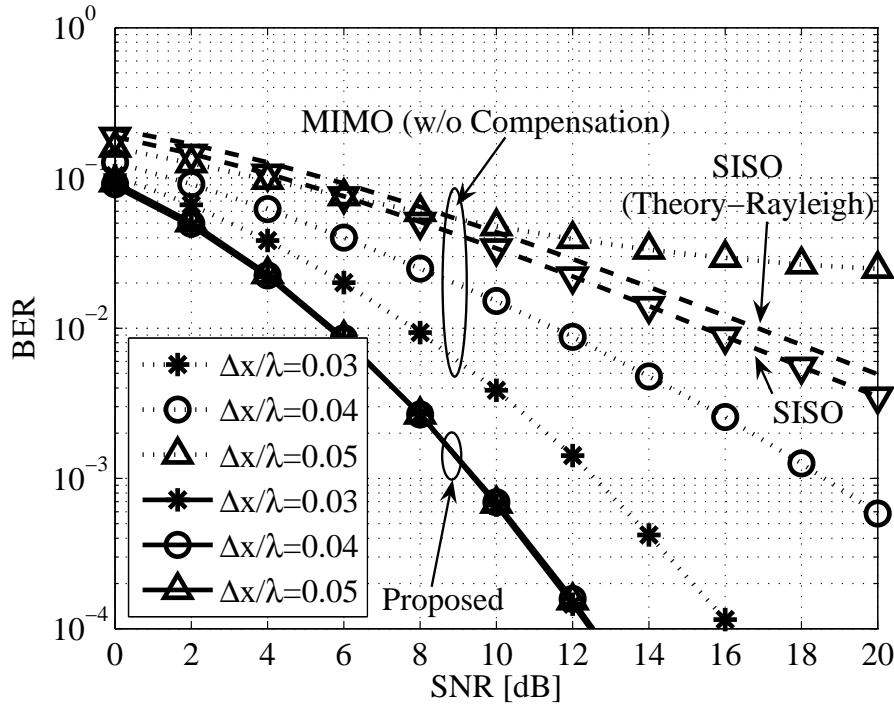


図 3.21 SNR に対する BER 特性 (判定帰還型チャネル推定法, Model1, QPSK)

るため、符号間干渉が生じないためである。また、二つの図を比較すると、伝搬路推定補正を行わない方式の特性劣化量は、Model 2の方がModel 1に比べて小さくなっている。これは、Model 1では受信車両における電波の到来角度広がり小さく、車両進行方向が支配的となっているのに対し、Model 2については、角度広がり大きく、車両の移動方向に対応する伝搬特性の変化量が小さいためである。

更に、図 3.21 において、 $\Delta x/\lambda = 0.05$ の場合を見ると、伝搬路推定補正を行わない方式の BER は SISO よりも劣化している。すなわち、MIMO による SNR 改善能力が移動により失われていることになる。

また、これらの図より、SISO の BER 特性は、レイリーフェージング環境下における理論特性とほとんど同じ結果が得られていることがわかる。このことより、今回モデリングした Modeling A の環境はレイリーフェージング環境に近い特性であると考えられる。

以上より、判定帰還型チャネル推定法は、レイリーフェージング環境下において、角度広がり的大小に関わらず安定した高品質な特性が得られることを確認した。

(2) Modeling B における性能評価

Modeling B については、3.3 節で直接の透過パスを考慮した Model 3 の伝搬シミュレーション結果を用いる。図 3.23 に、Model 3 における SNR に対するビット誤り率 (BER) を示す。前節と同様に、 $\Delta x/\lambda = 0.03, 0.04, 0.05$ の場合をプロットし (それぞれ、*, ○, △)、点線は伝搬路推定補正を行わない方式を、実線は提案方式 (判定帰還型チャネル推定法) を表している。また、SISO の場合の BER を鎖線、かつ、▽で示した。参考までに、Model 3 については、

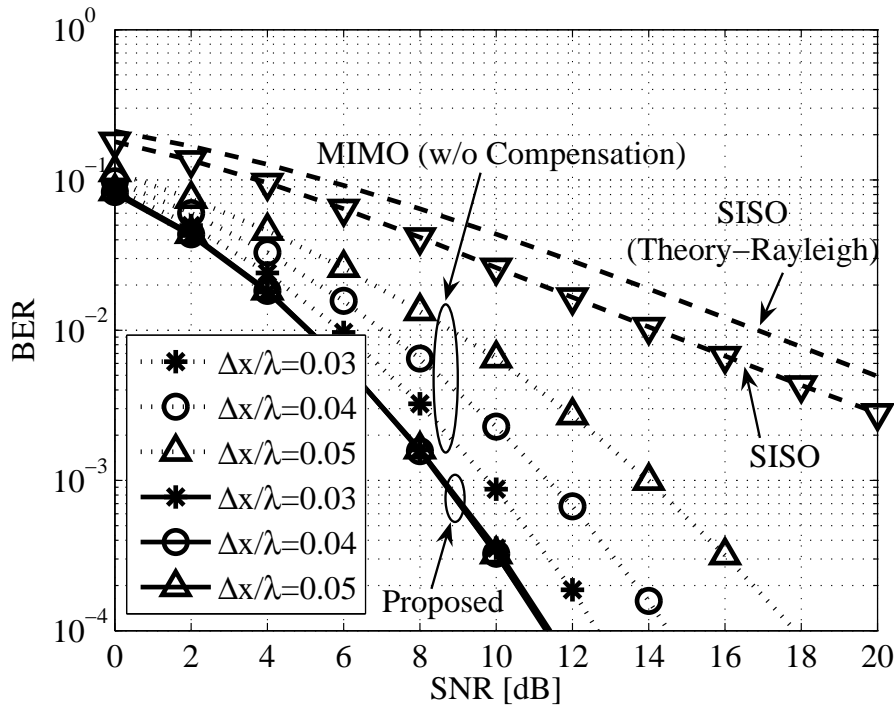


図 3.22 SNR に対する BER 特性（判定帰還型チャネル推定法，Model2，QPSK）

透過パス 1 波が非常に支配的となっていることを考え、仲上ライスフェージング環境下における、1 素子 QPSK 同期検波の BER 特性の理論値を鎖線のみで示した。このとき、仲上ライスフェージング環境の直接波と反射・回折波との受信レベル比は、3.3 節のシミュレーション結果を参照し、22.6dB とした。

図 3.23 より、伝搬路推定補正を行わない方式は、 $\Delta x/\lambda$ が大きくなるほど SNR に対する特性が劣化しているが、提案方式（判定帰還型チャネル推定法）は $\Delta x/\lambda$ の値による特性劣化が全く見られない。これは Modeling A の場合と同様の理由のためである。また、周波数 5.8GHz、データパケット長が 120 μ s と仮定すると、 $\Delta x/\lambda = 0.04$ の場合、車速が約 62km/h に相当し、通常の走行速度において、提案方式の有効性が確認できる。

また、SISO の BER 特性は、仲上ライスフェージング環境における理論特性とほとんど同じ結果が得られていることより、Modeling B の環境は仲上ライスフェージング環境に近い特性であると考えられる。

以上より、判定帰還型チャネル推定法は移動距離や搬送波周波数に関わらず、常に一定の BER 特性が得られ、移動による特性劣化が抑えられていることが確認できた。

また、今回の評価モデルのシミュレーション結果より、遅延広がり \ll シンボル長 (1 μ s 程度を想定) の関係を満たしていることから、フラットフェージングにおける特性を示しているといえる。

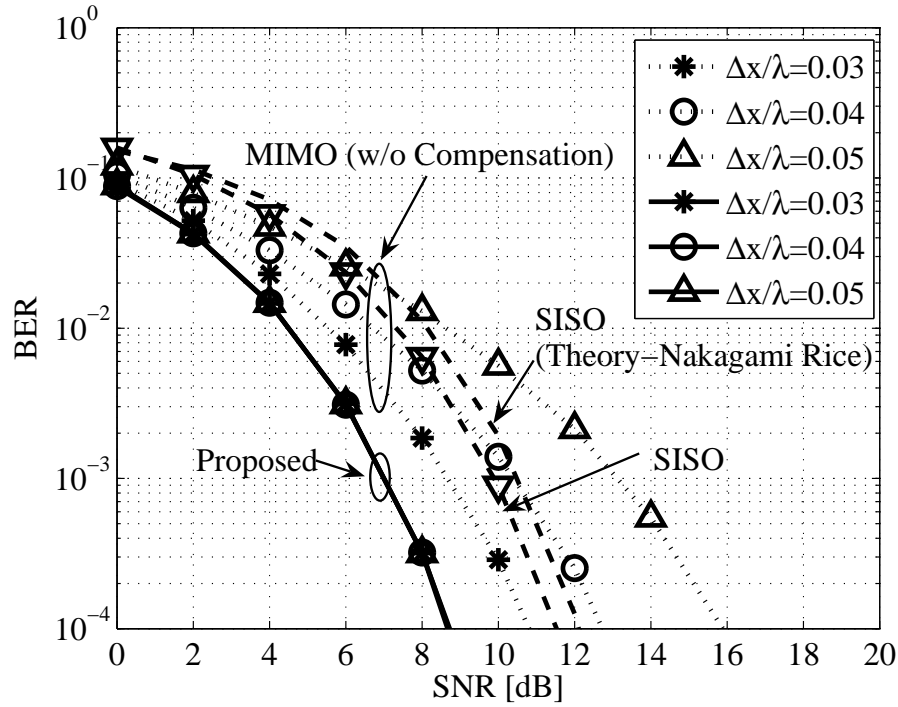


図 3.23 SNR に対する BER 特性 (判定帰還型チャネル推定法, Model3, QPSK)

3.7 むすび

本章では、交差点での車両数が多いと考えられるオフィス街を想定し、一対一通信における物理レベル QoS を対象として送受信端末の移動に伴う伝搬路の変動への追従特性に着目し、交差点における車車間通信時の電波伝搬状況を考慮した MIMO-STBC 車車間通信方式について検討した。まず、見通し外の交差点モデルにおける電波伝搬の特徴をレイトレース法により評価し、伝搬モデリングを行った。そして、その特徴に基づく 2 種類のチャネル推定法 (車両速度に基づくチャネル推定法と判定帰還型チャネル推定法) を提案した。その結果、車両速度に基づくチャネル推定法は、電波の到来方向や放射方向は道路交差方向が支配的である環境において、STBC 符号化による符号間干渉誤りが生じないことを示し、移動距離や搬送波周波数に関わらず、SNR に対して常に一定の特性が得られ、その有効性を確認した。一方、判定帰還型チャネル推定法については、角度広がりや透過パスなどが存在するような伝搬特性環境においても、移動距離や搬送波周波数に関わらず、常に一定のビット誤り率特性が得られ、その有効性を確認した。また、交差点伝搬モデリングについては、レイリーフェージング環境と仲上ライフェージング環境の特性にほとんど一致することを確認した。

第 4 章

大型車両による遮蔽を考慮した MIMO-STBC 車車間通信品質

4.1 まえがき

第 3 章では、車車間通信を用いた安全運転支援システムを対象として、見通し外など通信環境の悪い状況でも通信を可能とするため、物理レベル QoS に関して検討した。具体的には、物理レイヤでの信頼性を向上させるため、時空間ブロック符号化 (STBC) を適用した MIMO-STBC 車車間通信方式を検討し、車の移動に伴う伝搬特性の変動を補償するためのチャネル推定法を提案した。

車車間通信を用いた安全運転支援システムは、出会い頭衝突防止支援、右折事故防止支援などのアプリケーションへの適用が特に大きく期待されている [5]。出会い頭衝突防止支援アプリケーションは、見通しの悪い交差点において、事前に交差点を走行中の接近車両を車車間通信により検知することを想定している。第 3 章は、このアプリケーションを対象とした評価となっている。一方、右折事故防止支援アプリケーションは、右折する際、対向の右折車両（例えば、大型車など）によって視界が遮られた状況において、車車間通信により対向直進車両を検知することを想定している。このとき、対向右折車両によって遮蔽された場合における MIMO 伝搬特性によって、MIMO 通信の性能が決定されることになる。

文献 [82]–[84] など、MIMO 伝搬路のモデル化などの研究も盛んに行われているが、具体的に事故を回避する状況における伝搬モデルを考慮した MIMO 伝送特性に関する検討は、ほとんど見当たらない。

そこで、本章では、右折時における衝突防止支援アプリケーションを想定し、交差点電波伝搬特性をレイトレース法を用いたシミュレーションにより評価する。また、伝搬特性のシミュレーションの妥当性を検証するため、フィールド実験により、右折時を想定した伝搬測定を実施する。そして、MIMO 伝送特性を評価するための伝搬モデリングを行い、計算機シミュレーションにより、車車間通信における MIMO システム応用の有効性を明らかにする。

以下では、4.2 節で、対象とする評価モデルを述べ、レイトレース法を用いた交差点伝搬シミュレーションを示す。次に、4.3 節で、フィールドにおける伝搬測定実験を説明する。また、4.4 節において、伝搬特性評価結果に基づき、交差点伝搬路のモデリングを行う。更に、4.5 節に、MIMO-STBC 伝送特性の計算機シミュレーションを示す。

4.2 レイトレース法による伝搬路特性評価

本章では右折時の衝突防止支援シーンを対象とする。まず、伝搬特性を調査するため、幾何光学的理論に基づき送信点から受信点へ到達する電波を追跡するレイトレース法を用いたシミュレーションを行う。

4.2.1 評価モデル

評価対象とする交差点モデルを図4.1に示す。図において、車両L（マイクロバスを想定し、スチールの箱で実現）と車両Aとが、交差点で右折待ちをし、車両Bは、交差点に進入し直進する状況を想定している。送受信アンテナには、標準ダイポールを2素子ずつ使用し、アンテナ素子間隔を1m、高さを0.8mとし、アンテナ軸を地面に対して垂直とし、水平面内が等利得となるようにした。そして、車両Bを道路交差方向へ移動させてシミュレーションを行った。

4.2.2 評価方法

シミュレーションでは、3.3節と同様に、レイトレーシングソフトである RapLab[93] を用いた。シミュレーションでは、最大反射回数を1回、最大回折回数を2回とし、大地反射も考慮した。ここで、コンクリート、スチール及び大地の電気的特性を表4.1に示す値とした[79], [86]。また、シミュレーションの搬送波周波数には5.015GHzを用い、各アンテナからの送信電力は10dBmとした。

更に、MIMO 伝送特性を評価するために必要となる伝搬路応答行列について、3.3節と同様に、 n_t 番目の送信アンテナと n_r 番目の受信アンテナ間の伝搬路応答特性 $h_{n_r n_t}$ は、式(4.1)～

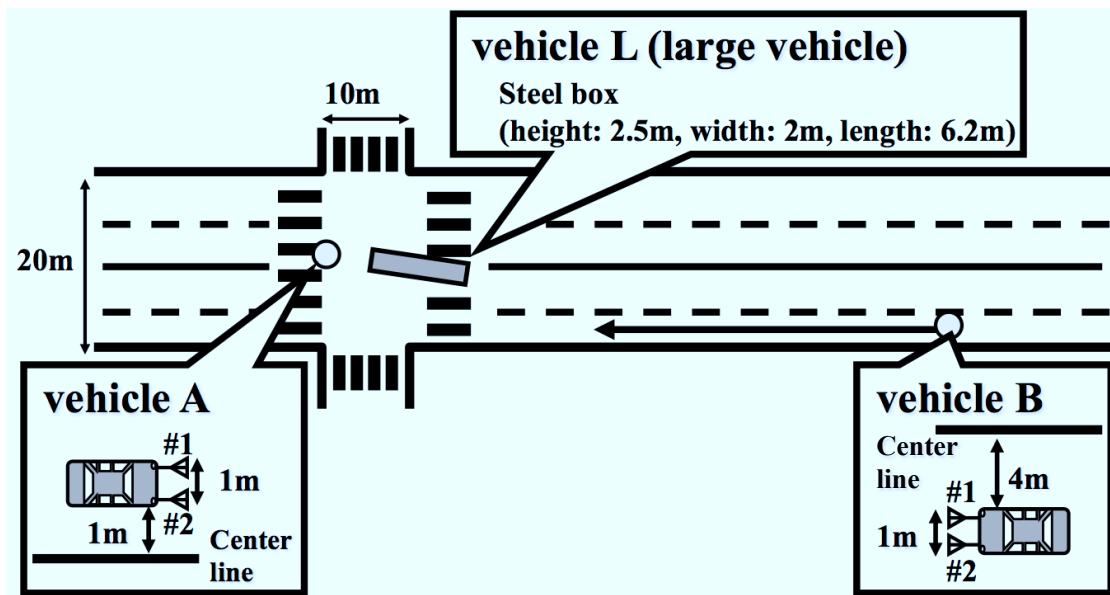


図 4.1 交差点評価モデル

表 4.1 コンクリート、スチール及び大地の電気的特性

Material	Permittivity [F/m]	Conductivity [S/m]	Permeability [H/m]
Concrete	5.99×10^{-11}	2.3×10^{-3}	1.26×10^{-6}
Steel	8.85×10^{-12}	1.03×10^{-7}	6.28×10^{-3}
Ground	2.66×10^{-11}	1.0×10^{-4}	1.26×10^{-6}

式 (4.3) を用いて求めた,

$$h_{n_r n_t} = \sum_i \left(\frac{G(i) e^{(-jks_{i,1})}}{s_{i,1}} \prod_u R_{i,u} \prod_v T_{i,v} \prod_l K_{i,l} D_{i,l} e^{(-jks_{i,l+1})} \right) \quad (4.1)$$

$$G(i) = g_{n_t}(i) g_{n_r}(i) \quad (4.2)$$

$$K_{i,l} = \sqrt{\frac{s_{i,l}}{(s_{i,l} + s_{i,l+1}) s_{i,l+1}}} \quad (4.3)$$

ここで, $R_{i,u}$, $T_{i,v}$, $D_{i,l}$ は, それぞれ i 番目のレイが反射面 u で反射した場合の反射係数, 透過面 v を透過した場合の透過係数, 回折エッジ l で回折した場合の回折係数である. 回折が生じるレイについては, $s_{i,1}$ は送信点から最初の回折点までの延べ距離, $s_{i,l}$ は $l-1$ 番目の回折点から l 番目の回折点までの延べ距離である. ただし, 回折が生じないレイの場合は, $s_{i,1}$ を送信点から受信点までの延べ距離とする. $g_{n_t}(i)$, $g_{n_r}(i)$ はそれぞれ, i 番目のレイに対する送信, 受信アンテナの複素振幅利得を表し, k は波数である.

4.2.3 シミュレーション結果

送信車両を車両 B, 受信車両を車両 A とした場合のシミュレーション結果を示す. 図 4.2 と図 4.3 に車両 B の交差点からの距離に対する h_{ij} を受信レベルに換算した値を示す. 受信レベルの値は, 20 波長における短区間中央値をプロットしたものである.

これら図より, 車車間通信では, 車両の遮蔽によって, アンテナ間の各パス毎に異なる受信電力の減衰が生じることが確認できる. 特に, 受信アンテナ #2 に到来するパス (h_{21} , h_{22}) は交差点からの距離 20m~30m においては, 大型車両 L の遮蔽によって, 大きく減衰している. さらに, 交差点からの距離 40m 以降においては, 平均的な受信電力の変化が小さくなっているが, 受信アンテナ #2 に到来するパスは, 受信アンテナ #1 に到来するパスに比べて 10dB~15dB 程度小さくなっている. これは, 遮蔽車両で回折するパスが, その回折点において, 回折角が異なり, 回折損失が大きく違うためである. したがって, これらの区間においては, 平均的な受信電力がアンテナ間で異なる不等電力ダイバーシチ環境となっているといえる.

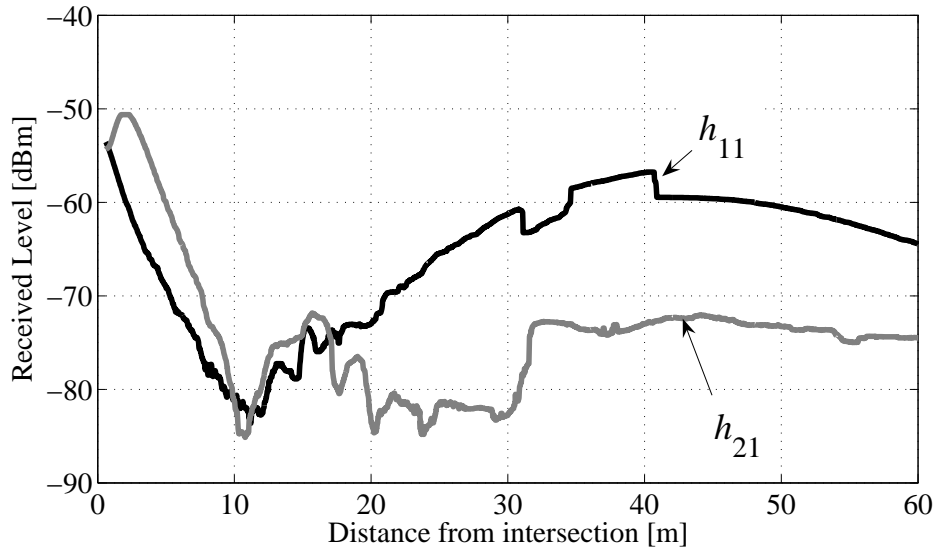


図 4.2 伝搬シミュレーション結果 (Tx#1)

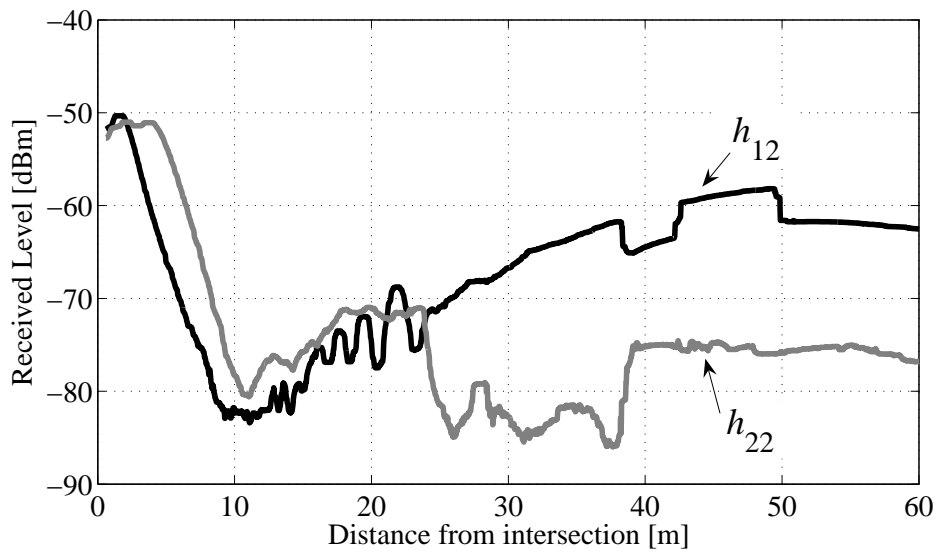


図 4.3 伝搬シミュレーション結果 (Tx#2)

4.3 フィールド評価

本節では、レイトレース法による伝搬シミュレーション結果の妥当性を確認をするため、実際にフィールドにおける実験について説明する。

4.3.1 実験システム構成

送信アンテナには標準ダイポールアンテナを用い、受信アンテナには、コメット社製半波長3段型コリニアアンテナを用いた。電波暗室内で実測した送受信アンテナの水平面内指向性パターンを図4.4に示す。

図4.4から、水平面内は無指向性等利得であることが確認でき、シミュレーションと同様な条件である。また、この受信アンテナ利得は、送信アンテナ（標準ダイポール）の利得2.14dBiと比較し、相対的な利得を算出した結果、4.71dBiであることを確認した。

次に、実験条件を図4.5に示す。実験では、右折事故シーンを対象とし、車両Aと大型車両Lを右折待ち車両と仮定し、大型車両Lの背後から直進で接近する車両をBとした。この環境では、車両Aからは車両Bを直視できない場面を想定している。実験環境下で、大型車両Lの車体の左前を交差点中央と仮定している。アンテナの指向性パターンなどへの影響をできる限り無くするため、車両Aと車両Bには実際の車両を用いず、樹脂や塩ビパイプなどで作成した台車を用い、その台車にアンテナを固定した。受信レベルを測定するため、アンリツ製メジャリングレシーバを車両A（台車）に搭載した。実験では、送信側台車（車両B）が5mm移動する毎に受信側台車（車両A）で受信レベルを測定する。前節のシミュレーション条件と同様に、アンテナ素子間隔は1m、設置高は0.8m、搬送波の周波数は5.015GHz、アンテナからの送信電力は10dBmとした。なお、本実験については、特定実験局として認可され実施した。

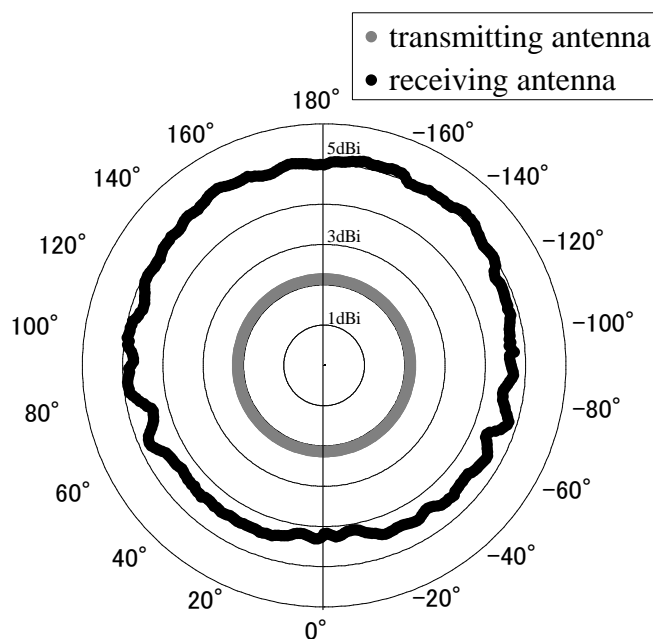


図 4.4 送受信アンテナの水平面内指向性パターン

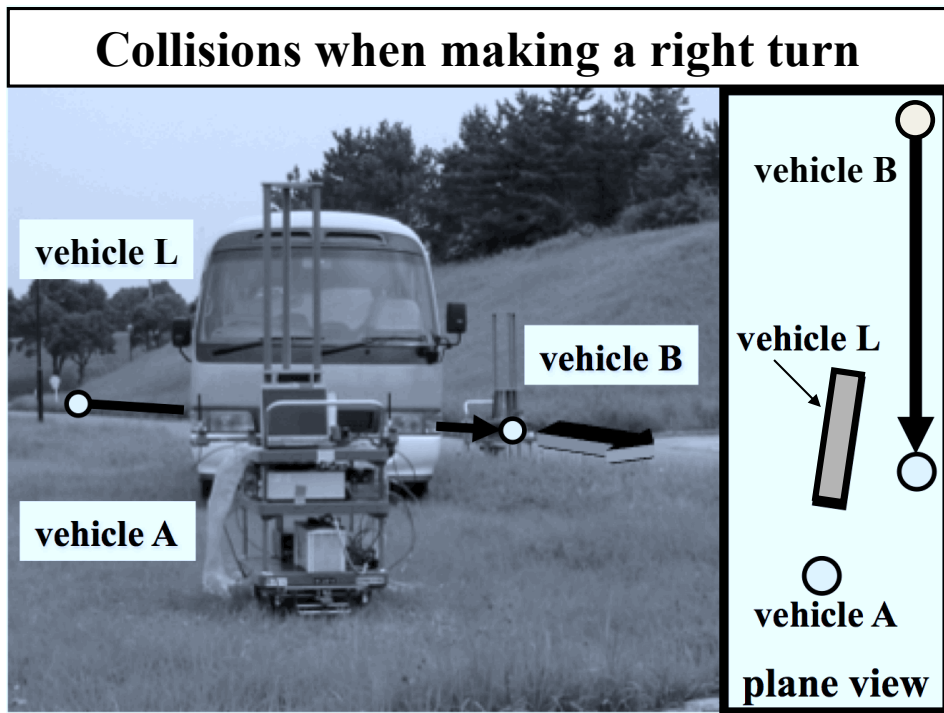


図 4.5 実験条件

4.3.2 実験結果

図 4.6 と図 4.7 に車両 B の交差点からの距離に対して、実測した受信レベルの瞬時値とシミュレーションの短区間中央値を示す。これらの図では、実験の値を実線で、シミュレーションの値を点線でプロットしている。実験における受信レベルは、ケーブル損失、ダウンコンバータにおける利得などを考慮し補正した値である。

これらの図において、実験値とシミュレーション値は、ほとんど一致していることがわかり、シミュレーションの妥当性が確認できる。また、交差点から 40m 以降の地点においては、平均受信電力が不等電力ダイバーシチ環境となっていることもわかる。

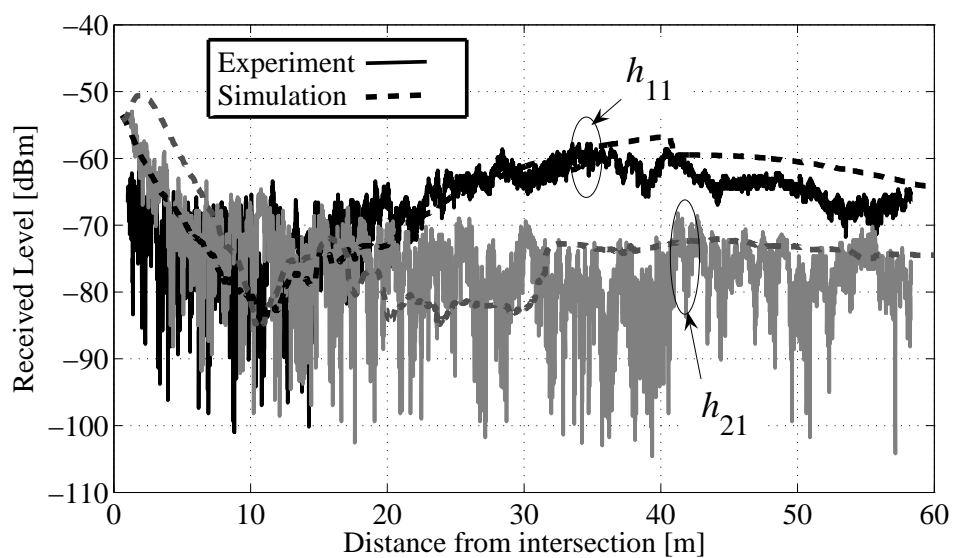


図 4.6 伝搬測定結果 (Tx#1)

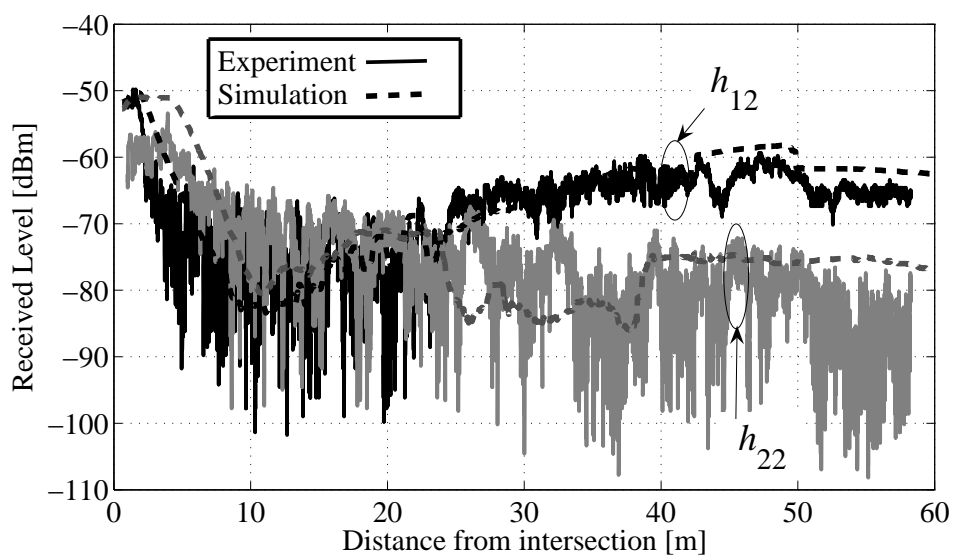


図 4.7 伝搬測定結果 (Tx#2)

4.4 遮蔽環境下における伝搬モデリング

これまで、移動通信のスペースダイバーシチに関する特性評価は、一般的にアンテナ間の平均電力が等しいマルチパス環境を対象しているのがほとんどである。しかし、前節の結果では、遮蔽の影響を受けているパスが大きく減衰し、平均的な受信電力に大きな差が生じることを確認した。

すなわち、車車間通信においては、自動車に搭載した左右のアンテナのどちらかが見通しに近い状態を得る確率を上げる働きとなり、移動通信のマルチパス環境で使われているスペースダイバーシチ機能というよりは、サイトダイバーシチ（あるいは、不等電力ダイバーシチ）的な働きとなる場合が存在するといえる。

本章では、1台の車両に2素子のアンテナを搭載することを想定している。そこで、次の3方式の伝送特性を評価する。一つは、2素子どちらかのアンテナ1本で送信し、2素子で最大比合成受信（MRC）する 1×2 SIMO（Single-Input Multiple-Output）方式。もう一つは、2素子で STBC 方式により送信し、2素子のどちらかのアンテナ1本で受信する 2×1 MISO（Multiple-Input Single-Output）方式。最後は、送受信ともに2素子を用いる STBC 方式である 2×2 MIMO の伝送特性を評価する。

そこで、これら三つの方式について、伝搬モデルを提案する。図 4.8 から図 4.10 に、それぞれ 1×2 SIMO、 2×1 MISO、 2×2 MIMO の伝搬モデルを示す。受信電力の変動は、独立のレイリーフェージングと仮定している。図において、Case 1 は、前節までの実験及びシミュレーション結果と同様片方の受信側（図では、アンテナ #1）に到来するパス（ h_{11} , h_{12} ）が遮蔽されている場合をモデル化している。遮蔽されたパスは、受信レベルが減衰するモデルとして表現した。ただし、 2×1 MISO については、2素子のアンテナが搭載されていることを前提として、遮蔽されていないアンテナで受信する場合も考えられる。その場合、二つのパスは減衰させないモデルとした。

同様に Case 2 は、片方の送信アンテナ（図では、#1）から放射されるパス（ h_{11} , h_{21} ）を

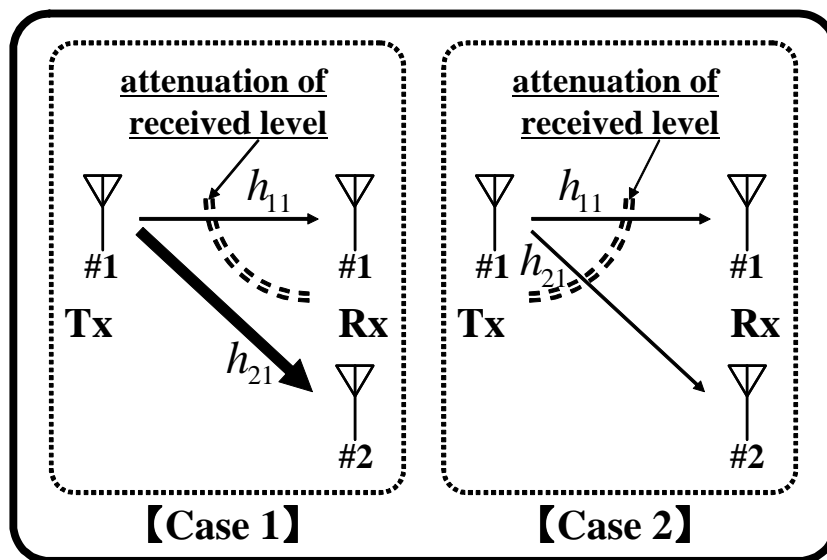


図 4.8 遮蔽環境における伝搬モデリング (1×2 SIMO)

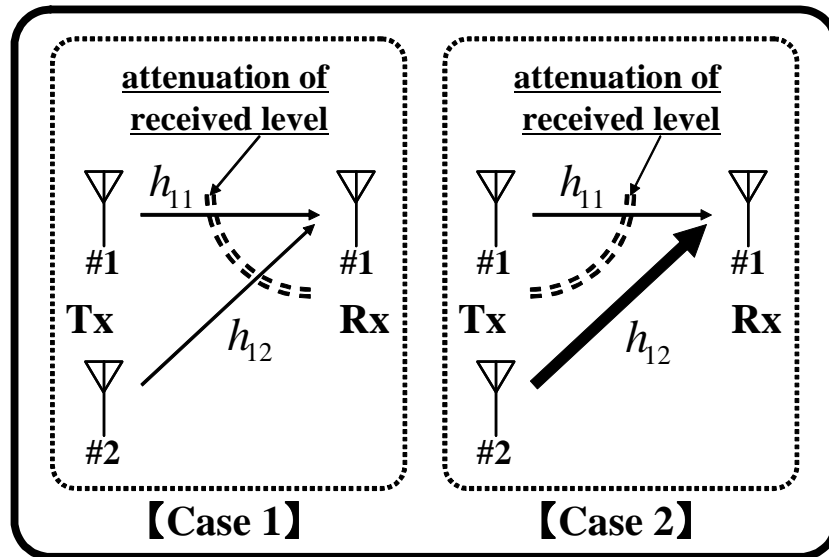


図 4.9 遮蔽環境における伝搬モデリング (2×1MISO)

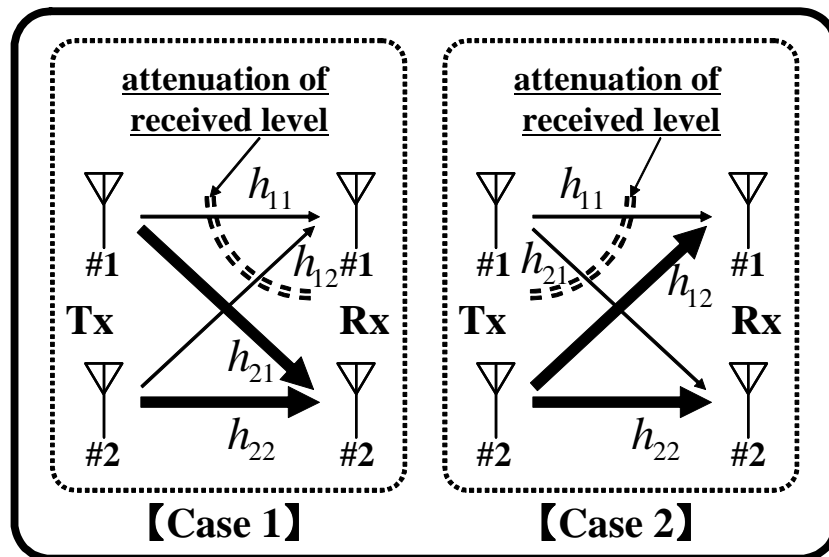


図 4.10 遮蔽環境における伝搬モデリング (2×2MIMO)

減衰させている。ただし、1×2SIMO については、2 素子のアンテナが搭載されていることを前提として、遮蔽されていないアンテナを用いて送信する場合も考えられる。その場合、二つのパスは減衰させないこととする。この遮蔽されるか否かは等確率で発生するものと仮定している。

4.5 MIMO-STBC 車車間伝送特性評価

前節において提案した遮蔽時における伝搬モデルを用いて、 1×2 SIMO (MRC), 2×1 MISO (STBC), 2×2 MIMO (STBC) の3方式の伝送特性を評価する。

4.5.1 シミュレーション条件

計算機シミュレーションでは、QPSK 変調方式を用いた。また、伝搬路推定については、三つの方式ともに伝搬路が既知であるとし、各方式間の全送信電力を一定とした。

4.5.2 遮蔽レベルに対する性能評価

図 4.11 と図 4.12 にそれぞれ、伝搬モデルの Case 1 及び Case 2 に関して、遮蔽レベルに対する平均ビット誤り率 (BER) を示す。これらの図では、 1×2 SIMO, 2×1 MISO, 2×2 MIMO の BER をそれぞれ、 \times , \triangle , \circ でプロットした。なお、信号対雑音電力比 (SNR) については、遮蔽されていない場合を基準として 15dB と設定した。また、送受信ともに1素子で通信する 1×1 SISO 及び、 2×1 MISO の遮蔽されていない場合の BER 特性を、それぞれ、鎖線、点線でプロットした。

図 4.11 より、どの方式も遮蔽レベルが増大するにつれて BER 特性が劣化しているのがわかる。遮蔽レベルが大きくなると、 2×2 MIMO の特性は遮蔽されていない場合の 2×1 MISO の特性に接近し、 1×2 SIMO の特性は遮蔽されていない場合の 1×1 SISO の特性に近づくことが確

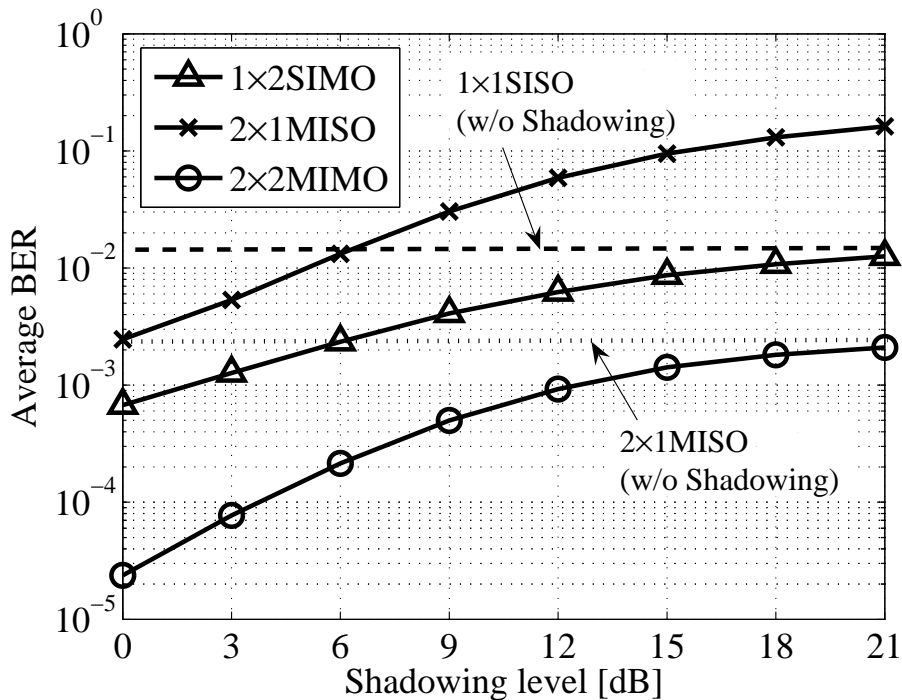


図 4.11 遮蔽レベルに対する平均 BER 特性 (Case 1)

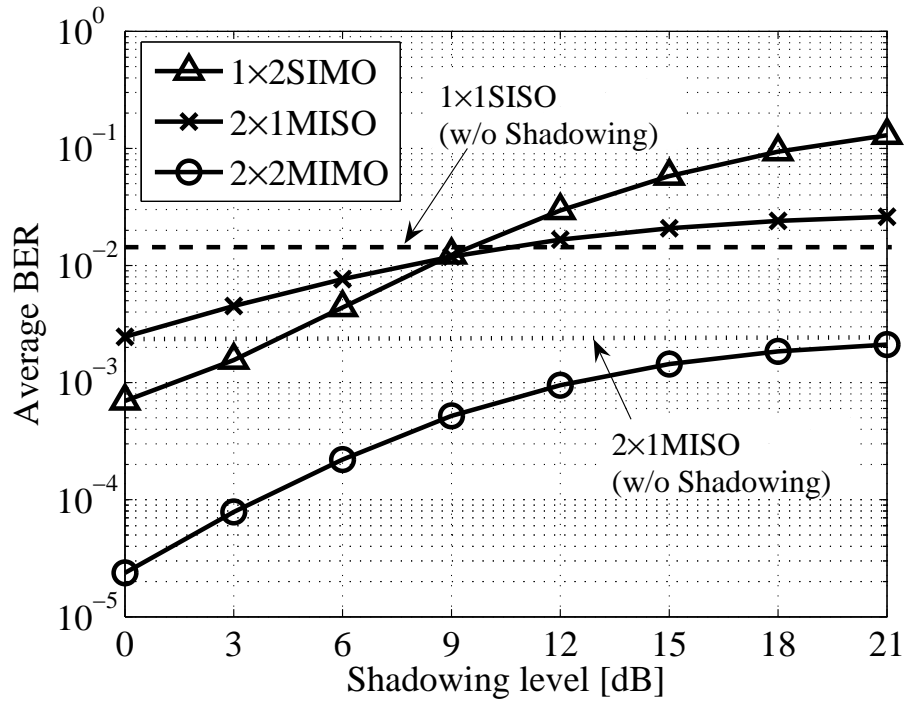


図 4.12 遮蔽レベルに対する平均 BER 特性 (Case 2)

認できる。これは、Case 1 では、Rx#1 へのパス (h_{11} , h_{12}) が遮蔽されているため、遮蔽レベルが大きい場合には、実質 Rx#2 へのパス (h_{21} , h_{22}) のみが支配的となるためである。また、2×1MISO の特性は、大きく劣化し、三つの方式の中で最も特性が悪い。これは、受信側が遮蔽される場合と遮蔽されない場合とが等確率で発生するようにシミュレーションしているが、Rx#1 への二つのパスが両方とも遮蔽されている場合の特性が大きく劣化しているためである。

一方、図 4.12 では、遮蔽レベルが増大するにつれて、2×2MIMO の特性は遮蔽されていない場合の 2×1MISO の特性に接近しているが、2×1MISO の特性は遮蔽されていない場合の 1×1SISO の特性よりも劣化している。これは、全ての方式について全送信電力を一定としているため、遮蔽されていない場合であっても、2×1MISO の特性は、1×2SIMO の特性より 3dB 劣化する。したがって、Case 1 の場合は、1×2SIMO のパスのうち一つが遮蔽されると、遮蔽なしの 1×1SISO の特性に接近するが、Case 2 のように、2×1MISO の 1 パスが遮蔽されると、遮蔽なしの 1×1SISO の特性よりも 3dB 劣化した特性となることを確認した。更に、遮蔽レベルが大きい場合においては、1×2SIMO の特性が最も劣化している。この理由は、Case 1 の場合と同様である。

4.5.3 SNR に対する性能評価

図 4.13 と図 4.14 に、それぞれ伝搬モデルの Case 1 及び Case 2 に関して、SNR に対する平均ビット誤り率を示す。これらの図では、 1×2 SIMO、 2×1 MISO、 2×2 MIMO の BER をそれぞれ、 \times 、 \triangle 、 \circ でプロットし、遮蔽の有無をそれぞれ、実線と点線で示す。遮蔽されている場合については、伝搬特性評価結果を参考にして、遮蔽レベルを 15dB と設定した。

図 4.13 より、遮蔽が存在する場合では、三つの方式の BER 特性は遮蔽がない場合と比べて劣化していることがわかる。また、 1×2 SIMO と 2×2 MIMO の特性差は、遮蔽が存在する場合は、遮蔽されていない場合と比べて若干特性差が大きくなっていることがわかる。これは、Case 1 のように Rx#1 へのパスが遮蔽されている環境では、 1×2 SIMO の伝送特性は、SISO の特性に近づき、特性が劣化するためである。更に、 2×1 MISO の特性が大きく特性が劣化し、 2×2 MIMO の特性差は非常に大きくなっている。これは、Case 1 については、Rx#1 へのパスが遮蔽されているため、受信アンテナとして、遮蔽されているアンテナを使用すると（モデルでは、Rx#1）、特性が大きく劣化するためである。

一方、図 4.14 において、Case 1 の場合と比べて、遮蔽時における 1×2 SIMO 及び 2×1 MISO の 2 方式と 2×2 MIMO の特性差が大きくなっていることがわかる。これは、Case 2 については、Tx#1 からのパス (h_{11} , h_{21}) が遮蔽されているため、 1×2 SIMO の特性劣化は Case 1 の場合と同様である。 2×1 MISO については、アンテナ 1 本あたりの送信電力が 1×2 SIMO の半分となっているため、図 4.13 の 1×2 SIMO の特性よりも 3dB だけ SNR に対する BER 特性が劣化しているためである。

それに対し、 2×2 MIMO では、送信側及び受信側の両方においてダイバーシチ効果が期待で

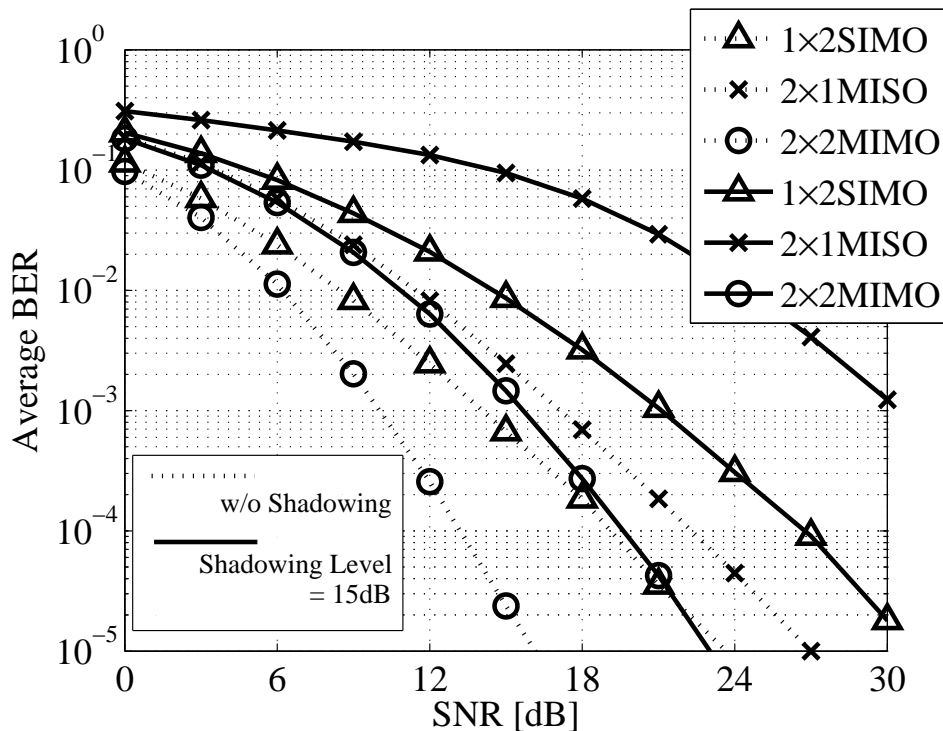


図 4.13 SNR に対する平均 BER 特性 (Case 1)

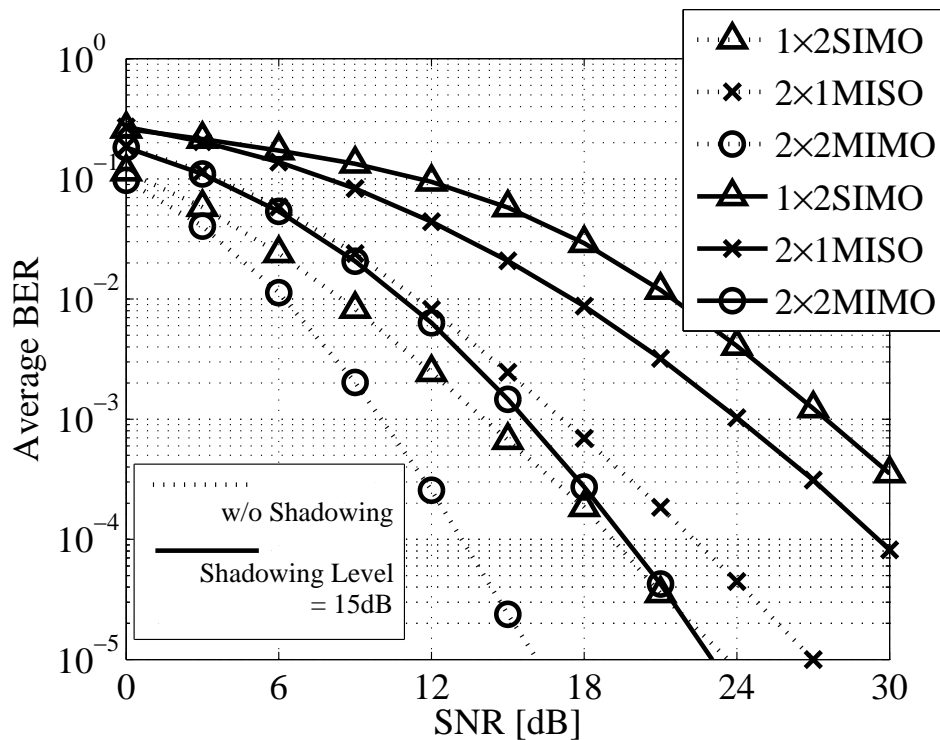


図 4.14 SNR に対する平均 BER 特性 (Case 2)

きるため、図 4.13 と図 4.14 に示すように、Case 1, Case 2 のどちらについても大きな特性劣化を防ぐことができる。

したがって、遮蔽が必ず存在する車車間通信環境においては、受信アンテナに複数のダイバーシチブランチを用いるのであれば、それを送信アンテナにも使用する MIMO を適用することにより、高信頼な通信の実現が期待できる。

4.6 むすび

本章では、右折時衝突防止支援を対象とした車車間通信環境の電波伝搬特性の測定結果から、遮蔽環境下における伝搬モデルを提案し、MIMO-STBC の有効性について検討した。その結果、右折時における大型車両による遮蔽環境下においては、遮蔽されたパスの平均的な受信電力が大きく低下し、移動通信で用いるスペースダイバーシチ機能というより、サイトダイバーシチ（あるいは、不等電力ダイバーシチ）的な環境が存在することを確認した。したがって、車車間通信における MIMO 適用は、前方がかなり遮蔽された状態であっても、車載した左右のアンテナのどちらかが見通しに近い状態を得る確率を上げる働きとなり、従来のスペースダイバーシチ効果以上に、サイトダイバーシチ（あるいは、不等電力ダイバーシチ）的効果が期待できる。すなわち、遮蔽時には、送受信両方のダイバーシチ効果が期待できる MIMO-STBC の適用により、高信頼な車車間通信の実現が期待できることを明らかにした。

