TUMSAT-OACIS Repository - Tokyo

University of Marine Science and Technology

(東京海洋大学)

ワイヤレスメディアの車載受信性能に関する評価手法の研究

メタデータ	言語: Japanese 出版者: 公開日: 2017-01-23 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 小松, 覚 メールアドレス: 所属:
URL	https://oacis.repo.nii.ac.jp/records/1363

博士学位論文

ワイヤレスメディアの車載受信性能に関する評価手法の研究

平成 **28** 年度

(2016 年 **9** 月**)**

東京海洋大学大学院

海洋科学技術研究科

応用環境システム学専攻

小松　覚

目次

第1章　序章　1
1.1　本研究の背景　1
1.2　本研究の目的　4
1.3　本論文の構成　7

第2章　車のワイヤレスメディアに関する開発概要　9
2.1　ワイヤレスメディアに関する現状　9
2.2　ワイヤレスメディアに関する開発例　10
2.3　ワイヤレスメディアに関する技術課題　13
2.4　FM 受信に関する基礎　14
2.4.1　FM 受信の基本特性　14
2.4.2　FM 波のひずみ　15
2.4.2.1 マルチパスひずみのメカニズム　16
2.4.2.2 マルチパスひずみ率の定義　17
2.5　GPS 測位に関する基礎　20
2.5.1　GPS 測位誤差と要因　21
2.5.2　GPS 衛星配置と航法メッセージ　24
2.6　まとめ　25

第3章　ワイヤレスメディアに関する評価手法　26
3.1　地上系ワイヤレスメディアに関する評価手法　26
3.1.1　先行研究の動向　26
3.1.2　先行研究の課題　27
3.1.3　Two-Stage 法の研究動向　28
3.1.4　Two-Stage 法を用いた FM 受信評価への適用　29
3.1.4.1　Two-Stage 法を用いた FM 受信の評価手法　29
3.1.4.2　Two-Stage 法の構成　30
3.1.4.3　フェージングエミュレータの性能検証　32
3.2　衛星系ワイヤレスメディアに関する評価手法　35
3.2.1　先行研究の動向　36
3.2.2　先行研究の課題　37
3.2.3　本研究手法の提案　37

3.2.3.1　本研究手法の構成　38
3.2.3.2　高精度位置計測システムの車両構成　39
3.2.3.3　GPS 受信機を用いた位置精度の算出　41
3.2.3.4　レイトレーシング法を用いた位置精度推定　42
3.3　まとめ　44

第4章　仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法　45
4.1　MUSIC 法を用いた到来波推定法の原理　45
4.1.1　MUSIC 法を用いた到来方向の推定原理　45
4.1.2　MUSIC 法を用いた遅延時間の推定原理　47
4.1.3　SSP と MSSP の原理　48
4.1.4　MUSIC 法の技術課題　50
4.2　仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法　50
4.2.1　原理と構成　51
4.2.2　FM 波に適用する場合の課題と対策　52
4.2.3　仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法の特長　54
4.3　MUSIC 法アルゴリズムの動作検証　54
4.3.1　到来方向の動作検証　55
4.3.2　遅延時間の動作検証　56
4.4　まとめ　57

第5章　仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法の到来波推定に関する実験結果　58
5.1　披露山公園(逗子)における実験結果　58
5.1.1　受信環境と受信波の諸元　58
5.1.2　受信データの取得環境　59
5.1.3　到来方向に関する SSP の結果　60
5.1.4　遅延時間に関する SSP の結果　60
5.1.5　披露山公園における到来波推定の結果　61
5.2　Bakersfield(US)における実験結果　63
5.2.1　受信環境と受信波の諸元　63
5.2.2　受信データの取得環境　64
5.2.3　到来方向に関する SSP と MSSP の比較結果　65
5.2.4　遅延時間に関する SSP と MSSP の比較結果　66
5.2.5　到来方向に関する MSSP の詳細推定の結果　67
5.2.6　遅延時間に関する MSSP の詳細推定の結果　68

5.2.7　Bakersfield における到来波推定の結果　70
5.3　東京海洋大における実験結果　72
5.3.1　受信環境と受信波の諸元　72
5.3.2　受信データの取得環境と測定座標　73
5.3.3　到来方向に関する MSSP の詳細推定の結果　75
5.3.4　遅延時間に関する MSSP の詳細推定の結果　78
5.3.5　東京海洋大における到来波推定の結果　81
5.3.6　到来方向に関する MUSIC 法と レイトレーシング法の比較結果　82
5.4　まとめ　87

第6章　本研究手法を用いた評価結果　88
6.1　地上系ワイヤレスメディアに関する評価結果　88
6.1.1　仮想電波環境を用いたマルチパスひずみ率評価結果　88
6.1.1.1　2 波の到来波モデルを用いた遅延時間の上限値の決定　89
6.1.1.2　複数の到来波モデルを用いた遅延時間のマルチパスひずみ率の評価結果　93
6.1.2　実際の電波環境特性を用いたマルチパスひずみ率の評価結果　95
6.2　衛星系ワイヤレスメディアに関する評価結果　99
6.2.1　GPS の 3D シミュレータの概要　99
6.2.1.1　シミュレータの構成　99
6.2.1.2　シミュレータの仰角マスクの検証　103
6.2.1.3　シミュレータの可視性の検証　104
6.2.2　実証実験とシミュレータの比較評価の結果　106
6.2.2.1　測定走行ルート環境と UTC タイムテーブル　106
6.2.2.2　従来手法を用いた測位率と測位誤差の評価結果　107
6.2.2.3　実証実験とシミュレータの比較評価の結果　109
6.3　まとめ　114

第7章　結論　115

謝辞　119

著者論文等リスト **120**

著者参考論文リスト **121**

参考文献 **123**

第 1 章

序章

1.1　本研究の背景

近年，車を取り巻くワイヤレスの普及はめざましく，図 1-1 に示すような多種多様なメディアが存在する．地上系のワイヤレスメディアとしては，エンターテイメントシステムのアナログ AM/FM ラジオ放送と地上デジタル放送があり，交通情報を配信している Vehicle Information and Communication System(VICS), Dedicated Short Range Communications(DSRC), 高速道路の自動課金として Electric Toll Collection System(ETC), 予防安全システムのミリ波レーダシステム，さらに研究開発が進められている高度道路交通システムとして Intelligent Transport Systems(ITS) がある．また広域通信メディアとしては車載携帯電話システムがあり，高速大容量化が急速に進んでいる．一方，衛星系のワイヤレスメディアにはナビゲーションシステムの Global Positioning System(GPS)などがある．

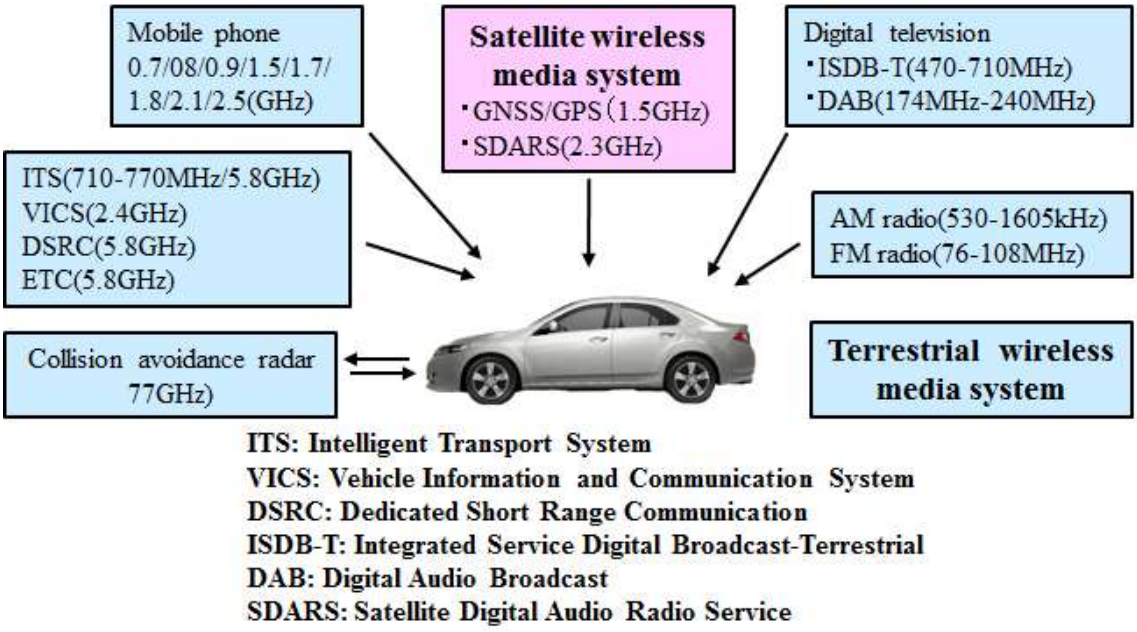


図 1-1 車におけるワイヤレスメディアの現状

これらワイヤレスメディアの特徴は，周波数が AM 放送の 531KHz からミリ波レーダの 77GHz まで，広い周波数帯域を占有していることである．従って，これらのメディアから必要な情報を車に取り込むには，図 1-2 に示すような多くのアンテナをルーフに配置する必要があるが，アンテナの林立は車のデザインから商品性の低下を招く．このため，メディアごとにアンテナを準備して，図 1-3 に示すような実証実験で車載受信性能を評価し，メディアごとのアンテナ設計とアンテナのレイアウトに関して最適化を計る必要がある．

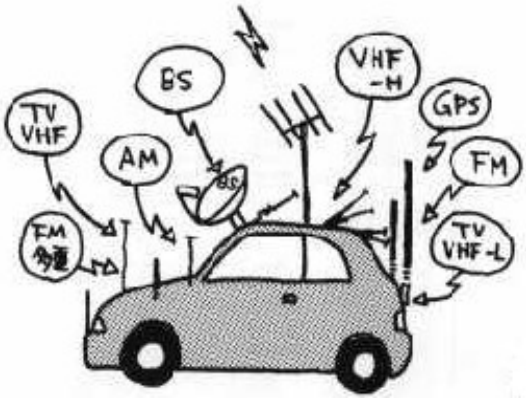


図 1-2 車載アンテナレイアウトに関する最適化前の様子

図 1-3　実証実験に関する地域例

一方，ドライバーは各メディアにアクセスし，運転に必要な情報をリアルタイムに入手している．例えば，広域と狭域における詳細な気象情報，及び緊急な災害情報などについては，ラジオとTV放送を介して情報を入手し，ドライバーの運転情報として活用している．また GPS を利用したナビゲーションシステムによって，ドライバーは常に自車位置を把握できるようになり，運転中のドライバーの精神的な負担が大幅に減少して交通事故の低減に役立っている．上述より，ワイヤレスメディアの情報はドライーにとって有益であり，今後も車社会においてその必要性は益々増加していくと考えられる．従って，車を取り巻くワイヤレスメディアにアクセスする技術は，車の開発において重要な技術となっている．

一方，地上系メディアのアナログ FM、地デジなどの車載受信性能の評価は，実証実験の繰り返しにより行われてきた．しかしながら，実放送波を使い実証実験の繰り返しによる定量評価は，下記に示す課題から容易ではなかった．

(1)市街地などにおける実放送波は，周囲の建物に反射してマルチパス波となる．
(2)走行中における放送波と車両の位置関係が変化し，さらに路面からの反射波の大きさが瞬時的に変化して到来する．
(3)交通状況によって車を取り巻く周囲の電波環境特性が変化する．

従って，放送波を受信する電波環境は，自車位置ごとに受信特性が大きく変化するマルチパスフェージング環境となるため，実証実験による車載載受信性能の評価は，電波環境特性の再現性に関し課題があった．さらにアナログ FM においては，上述のフェージング環境における車載受信性能と，スピーカから出力される音質の関係を定量的な評価として対応付けることが困難であった．このため，走行中の車載受信性能に関する音質評価については，限られた被験者による主観的な評価に陥り，音質評価に関し客観性の点から課題があった．

衛星系メディアである GPS の受信性能の評価は，自車の位置精度を評価指標として実証実験によって検証してきた．しかしながら，GPS は複数の周回衛星を使った測位システムであるため衛星配置が測位時刻ごとに変化し，測位時刻が変わると同じ場所で測定しても位置精度が変わる．また市街地の上空にある GPS 衛星からの電波は，建物に反射してマルチパス波となって到来するため位置精度が大きく変わる．

一方，市街地の交通量から，長時間にわたる実証実験は容易でなかった．このため，長時間にわたる位置精度の検証報告は少なく，長時間にわたる位置精度の検証に課題があった．

1.2　本研究の目的

今日における開発環境は，デジタル技術を駆使して著しい進歩を見せている．しかし，総合的な車載受信特性の評価段階になると，実証実験による評価検証の繰り返しに陥り，評価検証に関する再現性と客観性の点から課題があった．このため，現状の車を取り巻くワイヤレスメディアの開発概要と，評価手法に関する先行研究の詳細について，それぞれ第 2 章と 3 章で述べる．

本研究の目的は，電波環境特性が変動する実証実験に代わり，仮想電波環境特性，及び実測した電波環境特性を PC 上に構築して，机上でワイヤレスメディアに関する車載受信性能の評価手法を構築することである．具体的には，市街地などの交通状況から実証実験が難しい電波環境に代わって，机上で仮想電波環境特性を用いて車載受信性の評価を可能とする．同時に車載アンテナ特性と受信機特性など，車載特性に関するパラメータ変化に対しても，車載受信性能の評価が可能となり，開発効率の上でも期待できる．さらに，従来の限定された実証実験環境だけではなく，仮想電波環境特性を用いたシミュレーションによって，より広範囲な電波環境における定量評価と物理的なメカニズム、及び受信性能の予測が可能にすることを目指した．

近年，無線分野では無線端末の高速大容量化に伴い，複数のアンテナを使って送受信を行う Multi-Input Multi-Output(MIMO)と呼ばれる技術が使われている．これはマルチパス環境を利用して複数の独立な伝搬路を手に入れることによって，マルチストリーム伝送による大容量通信を可能とするものである．この MIMO アンテナの評価では，アンテナ特性が実際の電波環境によって大きく影響を受けるため，実際の電波環境で評価すべきである．しかし，実験の困難性や再現性の課題から，無線端末などの周辺に実際の電波環境を模擬した状態を構築し，Over the Air (OTA)と呼ばれる電波を飛ばして無線端末の RF 性能を評価する手法が盛んに使われるようになってきた．このため地上系のワイヤレスメディアに関する車載受信性能の評価については，上述の手法を応用して PC 上に実際の電波環境特性を再現できる機能と，大型

暗室で測定した車載アンテナ指向特性を記録する機能を持たせ，これらの特性を用いて畳み込み演算をすることにより，任意の電波環境特性における車載受信特性の評価を可能にした評価手法を開発した(Two-Stage 法と呼ぶ).

ここで本研究を進めるにあたり，地上系ワイヤレスメディアとしてアナログ FM を選び，衛星系ワイヤレスメディアとして GPS を選んだ. また FM 放送波の受信特性に関しては，音質評価に重要な影響を与えるマルチパスひずみに着目し，このマルチパスひずみに関する評価指標として，マルチパスひずみ率を定義した. Two-Stage 法とマルチパスひずみ率を用いることにより，任意の FM 電波環境特性において，再現性のある車載受信特性の評価を可能にした. FM に関する実際の電波環境特性の測定には，仮想アレーアンテナを用いた Multiple Signal Classification (MUSIC 法と呼ぶ) を新たに開発した.

電波環境特性の推定法として，従来からアレーアンテナを使った MUSIC 法があり, Direction of Arrival(DOA)、Time of Delay(TOA)などを同時に推定できる特長がある. しかしながら，この手法を用いて FM 放送波の到来波推定をするには，長いアレーアンテナと沢山のアンテナ素子数が必要で，さらに各アンテナ素子の性能変動に対し長時間の補正を必要する課題があった. この課題を解決するため，二本のアンテナで構成する仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法を実現した. この手法によって，アレー素子数とサブアレー素子数の組み合わせを任意に作り出す構成が可能となり，市街地におけるマルチパス波の検出が実現できた. また 3D 地図とレイトレーシング法を用い，実際の市街地の受信環境をモデル化することにより DOA に関する数値計算を実施し，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法の妥当性を検証できた.

一方，ナビゲーションの世界的な普及と共に，グローバルセンサーとして GPS を代表とする衛星測位の重要性が広く浸透し，また ITS においても其々の自車位置情報をワイヤレスで繋ぎ自動運転に利用しようとしている. しかし，都市部においてはビルの遮蔽によって生じる可視衛星数の減少と，マルチパス環境などによる位置精度の劣化と利用範囲の低下が避けられない. このため 3D 地図とレイトレーシング法を用いて，位置精度と利用率の変化をシミュレーションによって予測しようとする研究が進められている. このため衛星系のワイヤレスメディアに関する車載受信性能の評価については，上述の手法を応用して 3D 地図とレイトレーシング法を使い，位置精度に関するシミュレーションを実施した. また実測データの取得に際しては，高精度 3 軸

ジャイロセンサーと Real Time Kinematic(RTK 方式)を用い，これらのセンサーをテスト車両に搭載して高精度位置計測システムとして実現した．高精度位置計測システムの位置精度は，X 軸，Y 軸共に±0.12(m)であり，これを自車位置における基準座標の原点とすることにより，市販 GPS 受信機とシミュレーションで得られるそれぞれの自車位置は，この基準座標からの位置精度として表した．実証実験とシミュレーションに関する位置精度については，基準座標と時刻を一致させることによって比較することできた．シミュレーションと実証実験において，時刻と場所を一致させた条件の基で，位置精度を比較して，シミュレーションの精度を検証し，シミュレーションで様々な場所と時刻での精度予測ができるようになることを目指した．

図 1-4 に，地上系と衛星系のあらゆるワイヤレスメディアの評価を可能とする，統合評価手法の構成図を示す．これは Two-Stage 法と呼ばれる構成であり，車載アンテナを計測する第 1 ステージと，実際の電波環境の特性を推定し，この特性を PC 上に生成する第 2 ステージから成立している．各メディアおいて実際の電波環境特性を推定する手法としては，(A)3D 地図とレイトレーシング法を用いたシミュレーション，(B)実証実験をベースにした MUSIC 法などが考えられる．これらの手法は互いに補完的な関係であるが，実際の電波環境と測定条件などによって最適な推定手法を選ぶことになる．

入力信号にはそれぞれのメディアに適した変調信号を用い，出力端末にはソフトウエア受信機を用いることによって，地上系と衛星系のあらゆるメディアに関するアプリケーション層の評価も可能となる．従って，図 1-4 に示す統合評価手法の構成を用いることにより，今後の車々間通信など ITS システムの研究開発に適用できると考える．

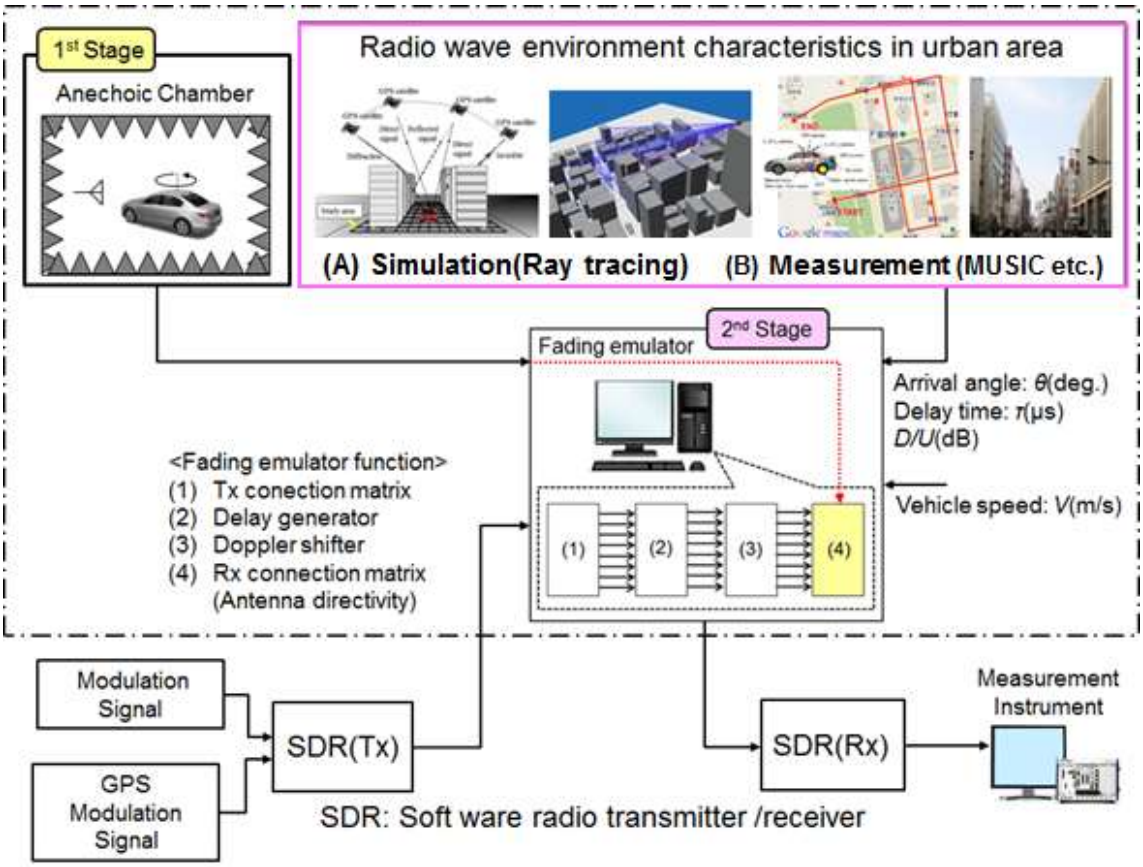


図 1-4 車のワイヤレスメディアに関する評価手法の構成図
(地上系と衛星系に関する評価手法の統合)

1.3 本論文の構成

以下に本章以外の本論文の構成を示す.

第 2 章では, 車のワイヤレスメディアに関する開発概要を述べ, 車のワイヤレスメディアに関する現状, 開発の実例としてアナログ方式と地デジ方式の車載テレビ受信システムに関する開発工程を示し, 開発における技術課題を提示する. また本研究における地上系ワイヤレスメディアの中心テーマである FM 受信に関する基礎, 及び基本特性とマルチパスひずみについて述べる. また衛星系ワイヤレスメディアの中心テーマである GPS に関する測位の基礎, GPS 測位の誤差と要因, GPS 衛星配置と航法メッセージについて述べる.

第 3 章では, 車のワイヤレスメディアに関する評価手法として, 地上

系メディアに関する先行研究の動向と，課題について述べる．この課題に対する解決手法として, Two-Stage 法を用いた評価手法の研究動向を示し，Two-Stage 法を用いた FM 受信への応用，手法の構成と性能検証について述べる．次に衛星系メディアである GPS に関する評価手法の先行研究の動向と課題について述べる．この課題に対する解決手法として，高精度位置計測システムを用いて自車位置における基準座標を作り，この基準座標を基にして 3D 地図とレイトレーシング法を用いたシミュレーションにより位置精度を算出する．実証実験では，シミュレーションと時刻，場所，基準座標を同一条件にすることによって位置精度を実測する．

第 4 章では，高分解能な到来波推定法として従来から用いられてきた，MUSIC 法の原理と課題について述べる．この課題に対する解決手法として，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法を示し，本研究における仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法による FM 放送波の到来波推定への応用，手法の原理と構成，特長，及び動作検証について述べる．MUSIC 法のアルゴリズムの動作検証は, PC 上に任意の到来方向と遅延時間を有する到来波モデル作成し，MUSIC 法を用いてこの到来波モデルを推定することにより実施する．

第 5 章では，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法により，披露山公園(逗子)と Bakersfield(US)，及び東京海洋大キャンパスにおける到来波推定の結果を示す．市街地における到来波の推定を正確に行うため，相関抑圧処理として(1)SSP の適用なし, (2)SSP の適用あり，(3)MSSP の適用ありに分けて，到来方向と遅延時間に関する相関抑圧効果を比較する．

第 6 章では，本研究で提案した評価手法を用いた評価結果について述べる．地上系メディアのアナログ FM の評価に対し，Two-Stage 法を用いることにより，仮想電波環境特性と実際の電波環境特性における FM のマルチパスひずみ率の評価結果について説明する．
衛星系メディアの GPS の評価に対して，実証実験と 3D シミュレータを用いることにより，測位率と測位誤差，及び様々な電波解析条件に対する評価結果について説明する．

第 7 章では，本研究の結論と今後の研究課題について述べる．

第 2 章

車のワイヤレスメディアに関する開発概要

2.1　ワイヤレスメディアに関する現状

地上系メディアのアナログ FM と地デジは，アナログとデジタル，周波数の違いのため，車載アンテナと受信機の開発については個別の開発が必要になる．また，車載アンテナと受信機を総合的に評価する車載受信特性については，ラジオとテレビの違いからも異なる評価指標が必要となり，それぞれのメディアに適した評価指標の構築と，それに基づいた実証実験による車載受信特性の検証が必要である．

衛星系メディアである GPS の目的は，地上系メディアと異なり自車の位置情報である．従って，GPS は自車位置に関する評価指標の構築と，それに基づいた実証実験による車載受信特性の検証が必要である．上述より車を取り巻く多種多様なメディアに関しては，それぞれに適した評価指標の構築と，それに基づいた実証実験による車載受信特性の検証が必要になる．

次に，地上系メディアと衛星系メディアに関する実証実験の現状について述べる．アナログ FM や地デジなどの車載受信性能の評価は，実放送波を使って実証実験の繰り返しにより行われてきたが，定量的な評価は下記に示す課題から容易ではなかった．

(1)市街地などにおける実放送波は，周囲の建物に反射してマルチパス波となる．
(2)走行中に放送波と車両の自車位置の関係が変化するため，路面からの反射波の大きさが瞬時に変化する
(3)交通状況によっても車を取り巻く周囲の電波環境特性が変化する．

上述から，放送波を受信する電波環境は，自車位置ごとに受信特性が大きく変化するマルチパスフェージング環境となる．このため，実証実験による車載載受信性能の評価は，電波環境特性の再現性の点から課題があった．また，アナログ FM においてはフェージング環境にお

ける車載受信性能と，スピーカから出力される音質を定量的に評価することが困難であった．このため，走行中の車載受信性能に関する音質評価については，限られた被験者による主観的な評価に陥り，客観的な評価の点から課題があった．

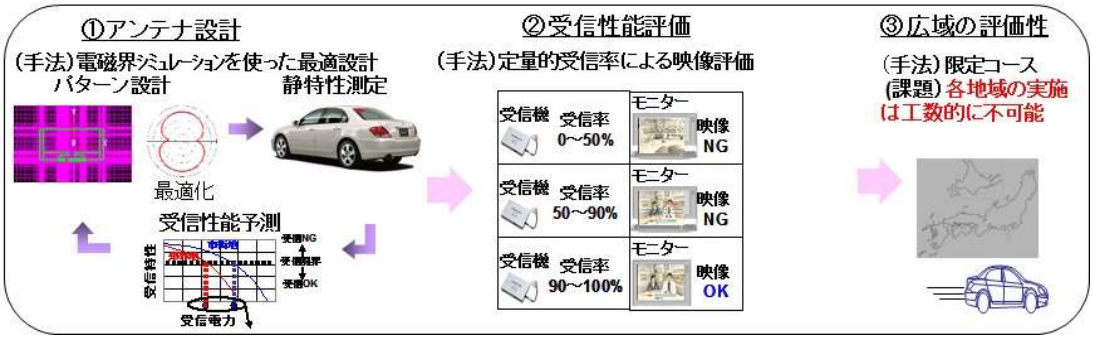
GPS に関する車載受信性能の評価は，実証実験によって自車位置における位置精度を評価指標としてきた．しかしながら，GPS は複数の周回衛星を使った衛星航法システムであり，衛星配置が測位時刻ごとに変化し，同じ場所で測位しても測位時刻が異なると位置精度が変わる．このため，実証実験による位置精度の検証には課題があった．また市街地の上空にある GPS 衛星からの電波は，建物に反射してマルチパス波となって到来するため位置精度が大きく変わる．さらに，市街地は交通量が多いため，長時間にわたる実証実験は容易でなかった．このため，長時間にわたる位置精度の検証報告はなく，短時間測位に限定した報告のため，長時間にわたる位置精度の信頼性に関して課題があった．

上述より，地上系メディアと衛星系メディアの実証実験による車載受信特性の評価は，いずれも電波環境特性に関する再現性の点で課題があり，電波環境特性が変わらない評価手法が期待されて来た．

2.2　ワイヤレスメディアに関する開発例

日本の Integrated Services Digital Broadcast-Terrestrial(ISDB-T: 地デジと呼ぶ) は 2003 年 12 月より東京，大阪，名古屋で放送が開始され，2011 年にアナログ方式から地デジへ全面的に移行した．この方式の特長は，①一般家庭における固定受信，②車における移動受信，③携帯端末における受信などである．このため，地デジはアナログ方式と比較して，高画質・高音質の映像・音声に加え，データ放送など多機能な特長を有するため，車載端末として期待された[2-1]．図 2-1 は車載テレビ受信システムに関する開発工程の例であり，(a)はアナロテレビ方式における開発，(b)は地デジ方式における開発である．この開発工程は，①車載アンテナ設計，②机上，或いは実証実験による評価指標の確立，③広域を使った実証実験による車載受信特性の評価に大別できる．

(a) アナログ方式における開発工程



(b) デジタル方式における開発工程

図 2-1 アナログ方式と地デジ方式における
車載テレビ受信システムに関する開発工程の例

アナログ方式では，実際の電波環境における映像と音声に関する評価指標の定量化が難しいため，評価指標は限られた被験者の経験的な判断に依存していた．また車載受信特性の評価は，特定のテスト環境における実証実験の繰り返しによって評価してきた．

一方，地デジでは， 計算機の高速化に伴いスパコン用いた大規模電磁界シミュレーションと車の CATIA データを使って，車に設置されたアンテナ特性を解析できるようになった[2-2]．さらにデジタル方式のため，机上でフェージングシミュレータなどの評価ツールを使って，映像と音声に関する評価指標の検討が事前にできるようになった．しかし，車載受信特性の評価は，実証実験の繰り返しによって検証する必要があった．このため，表 2-1 に示す実証実験に関するテストの環境条件を作成し，この環境条件に合致するようなテストコースを決定する必要があった[2-3], [2-4]．図 2-1 はテストコースの実例であり，このようなテストコースを使いながら，実証実験の繰り返しによる車載受信性能の評価検証が必要であった．このため実証実験の準備には，

多くの時間と労力を必要とした.

表 2-1　実証実験に関するテストの環境条件

コース選定基準 ＼ コース		高速道(ドップラーの影響)					一般道		
		東北道	外環道	首都高	圏央道	館山自動車道	電通大	国道4号	小山近郊
1.郊外地 放送局が見通せる	放送局に対して放射状となる道路	○						○	○
	放送局から環状となる道路				○	○			○
2.市街地 放送局が見通せない	放送局に対して放射状となる道路	○		○			○		
	放送局から環状となる道路		○	○			○		
3.海面反射波の有る地域						○			

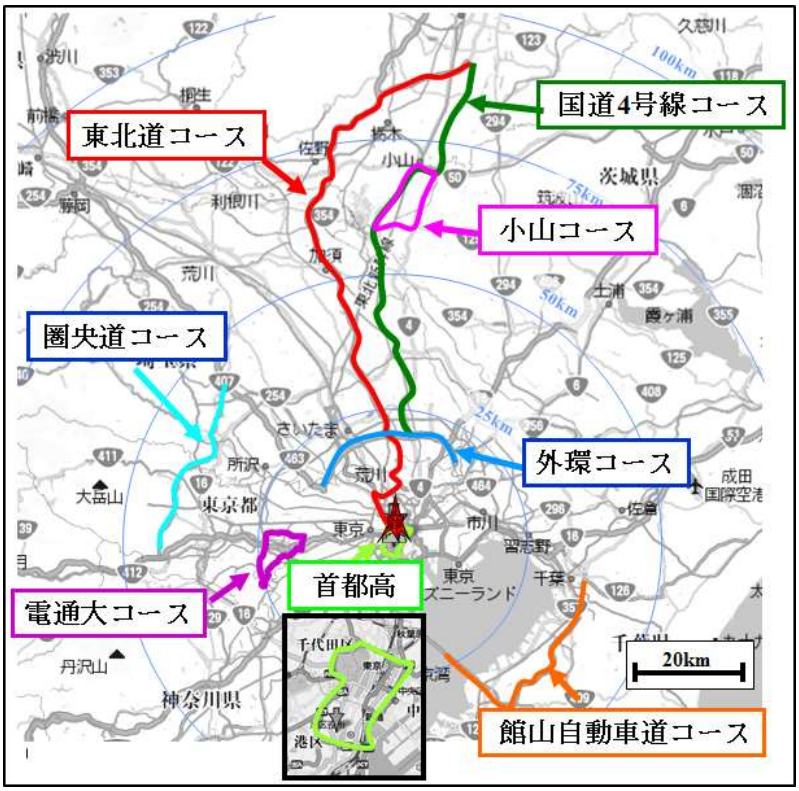


図 2-2 テストコースの実例

2.3　ワイヤレスメディアに関する技術課題

図 2-3 は，東京タワーからの放送波を，小山コースで走行しながら実測した受信電力の度数分布である．この度数分布はテスト車両のルーフに無指向性の基準アンテナを設置し，走行しながら車両の RF レコーダに記録したものである．また，受信電力の変化を観察するため，測定日を変えて 3 回実測した．測定日ごとの実測結果から，度数分布の形状に大きな変化はないが，受信電力の中央値が約 2dB ほど変動することが分かった．この結果から，電波環境特性が一定でないことが分かり，実証実験による車載受信特性の評価検証は，再現性の点から課題があることが分かった．また，東京タワーからの放送波に対し受信電力が小さくなる小山テストコースでは，2dB の受信電力の変動から，クリフエフェクト(Cliff effect)現象[2-5]が発生し，測定日によっては映像を全く受信できなくなる可能性が生じ，受信評価に大きな影響を与えることが分かった．このため電波環境特性が時間的に変化しない評価ツールが期待されてきた．

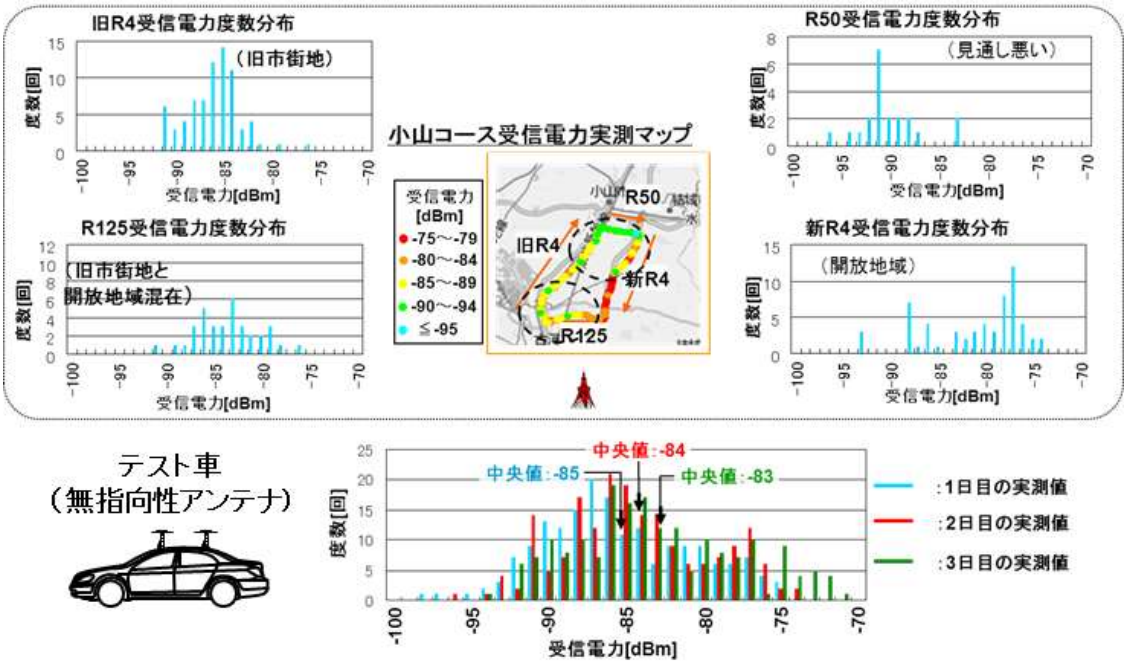


図 2-3 小山コースにおける移動受信電力に関する度数分布
（放送局：東京タワー）

2.4　FM 受信に関する基礎

地上系のワイヤレスメディアには，エンターテイメントシステム，及び緊急通報システムとして，アナログ AM とアナログ FM のラジオ放送がある. AM は電波の振幅を信号に応じて変化させる方法で，装置が簡単なこともあり古くから用いられてきた．しかしながら，この AM は周囲の雑音の影響を受けやすく，その他にひずみが多く，周波数特性が伸びないないなどの欠点を持っていた．これに対して FM は，電波の周波数を信号に応じて変化させる方法であり，振幅は常に一定の大きさで送られるため，途中から混入してくる雑音で振幅が乱れても，受信機の中でそれを信号と区別して取り除くことができる．また，電波の周波数は，雑音によってあまり変化しないので，FM 受信機の出力には常に雑音の少ない低周波信号が得られる．このように FM 方式は妨害を受けにくい方式であり，送信された信号を忠実に再生できる特長がある．すなわち FM 方式は High Fidelity (Hi Fi)であり，広帯域である．このように FM は音質が良く，またその広帯域である特長を生かして, 1 つの電波に 2 つの音声信号を同時に載せることによって臨場感を出す FM ステレオ放送として利用されている.

2.4.1　FM 受信の基本特性

FM 受信機では，送られてきた信号，すなわち音声や音楽などの信号を FM 波から取り出す必要があり，この操作を FM 波の復調と呼ぶ. AM 波は単に検波すれば，信号内容を取り出すことが可能であるが，FM 波は周波数が信号に応じて変化しているので，復調には周波数の変化を検出する必要がある．従って，FM 復調器は周波数弁別器とも呼ばれている[2-6]．一般的な FM 受信機の構成を図 2-4 に示す[2-7]．ここで振幅制限器を必要とするのは，次に示す原因により振幅が変化するためである.

(1) 中間周波数増幅器の帯域が有限である.
(2) 中間周波数増幅器の通過帯域の振幅特性に偏差がある.
(3) 雑音が混入する.
(4) 他のチャンネルからクロストークがある.

この振幅変化の原因は AM 波にもあるが, FM 波の場合には振幅に情報を載せていないので変化分を切り捨てることができる．従って, AM よ

り勝れた情報伝送が可能になる．また FM は三角雑音特性を示すので変調信号の全周波数帯域にわたって一様な Signal to Noise ratio(SNR)の値を得るために，信号の高域のところを強めて(プリエンファシス)送信されてくるので，受信機ではこれと逆に高域のところを弱めるためのディエンファシスの操作が必要となる．振幅制限器が雑音などを取り除くためのものであるとすれば，このエンファシスの操作は周波数変調特有の高域部の雑音を軽減するためのものである．

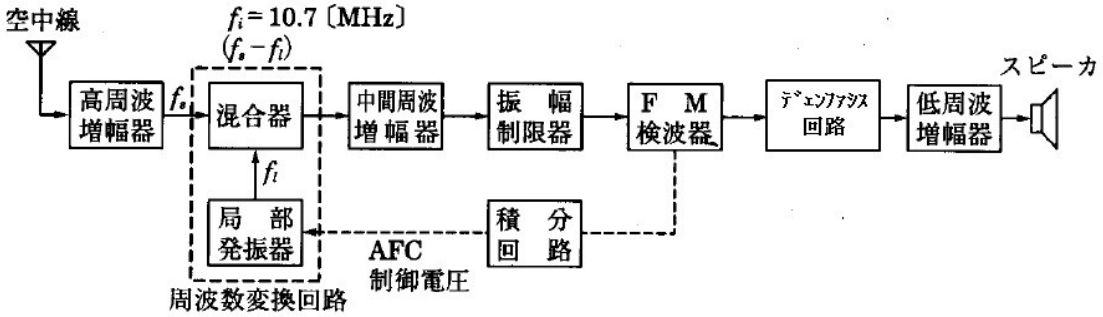


図 2-4 一般的な FM 受信機の構成[2-7]

2.4.2　FM 波のひずみ

FM 波は AM 波に比べて雑音の影響を受けにくいことを前節で述べた．また, FM 波のもう 1 つの特長として，ひずみを受けにくいことがある．AM 波の場合，受信機の中間周波数増幅器が過大入力によって飽和すると，大きなひずみを発生する．このため，AM 受信機の場合は，適切な自動利得制御(AGC)によって，過大入力を防ぎ常に増幅器の直線動作領域で働かせることが必要になる．一方 FM 波の場合，情報は振幅ではなく周波数にあるため AGC を必要とせず，振幅制限器によってその代わりを行っている．従って，FM 波は本来ひずみを受けることが少なく, Hi Fi の音楽放送に最適とされて来た．次に, FM 受信におけるひずみの原因を示す．

(1) FM 波を作り出す FM 変調器と FM 復調器の特性が理想的でないために発生する．これを非直線ひずみと言う．

(2)FM 波を伝送する途中の増幅器，フィルタの周波数特性，及び電波が伝搬する途中で反射やフェージングなどの影響を受ける．これを直線ひずみと言う．

特に，(2)の場合において，山や建物などで反射した反射波と直接波を受信すると，アナログテレビ受信の場合は，画面にゴーストが現れた．一方，アナログ FM 放送では，いわゆるマルチパスひずみとなって音質劣化の主な原因となっている．次に，FM 波に関するマルチパスひずみのメカニズムと，マルチパスひずみ率の定義について述べる．

2.4.2.1　マルチパスひずみのメカニズム

FM 波が 2 つ以上の経路を辿って受信された際に，それらがほぼ同じ大きさの場合は著しいひずみを生ずる．FM 放送波が山や建物などの大きい物体に反射してくると妨害波となり，FM 受信においてはいわゆるマルチパスひずみとなって音質劣化の主な原因となる．妨害波は変調信号の 1 周期中で瞬間的に希望波（直接波）と同位相になったり，逆位相になったりするので．合成波は振幅変調を受け，また搬送波の打ち消しあう点では瞬時周波数の急激な不規則性を生ずる．この現象を近似的に表すと(2-1)式で表される[2-8].

$$\sqrt{2}\alpha\sin(f_m\tau/2) \qquad (2\text{-}1)$$

α= 1/(DUR) = 1/(Desired signal to Undesired signal ratio)
f_m: 変調周波数
τ: 直接波と反射波の遅延時間

(2-1)式より次のことが考えられる．
(1)直接波に対し異なる方向から反射波が到来するとき，受信アンテナの指向性によって，マルチパスひずみの大きさが変化する．
(2)変調周波数と遅延時間によって，マルチパスひずみの大きさが変化する．

このマルチパスひずみの影響については，文献[2-9]でモノラル放送とステレオ放送の場合に分けて詳細に解析している．一方，音楽放送などの車載受信特性の評価には，スピーカから出力される音質を使って評価する．この音質評価には，音の品質の良し悪しを判定するため，最小聴感時間 T_{min} が必要となる．文献[2-10]によれば，人間工学の見地と情報の認識の点から T_{min} = 5(s)を推奨している．従って，本研究では FM 受信時の T_{min} を 5(s)とし，この値は車速の変化によらず一定値とした．T_{min} = 5(s)で車速が 50(km/h)の場合，　走行距離は 70m となり，これ

は 75(MHz)の FM 周波数における 15λ(λ：波長)の短区間変動距離に相当する[2-11].

2.4.2.2　マルチパスひずみ率の定義

マルチパス環境における簡単なモデルケースとして，シングルトーンを使った音声信号と，マルチパスひずみ成分の関係について述べる[2-12]. 図 2-5 にマルチパスひずみが発生したと仮定して，モノラル受信における FM 復調時の出力信号スペクトラムを示す. 400(Hz)に音声信号の出力成分 S_0 があり，それ以外のスペクトラムは熱雑音 N_0 を含んだマルチパスひずみ成分 N_m である. 図 2-5 において音声信号の出力成分 S_0，マルチパスひずみ成分 N_m，熱雑音 N_0 とすれば，マルチパス成分を含んだ音声信号 S は，次式で表せる.

$$S=S_0+N_m+N_0 \tag{2-2}$$

また，実際の熱雑音を含んだマルチパスひずみ成分 N は次式になる.

$$N=N_m+N_0=S-S_0 \text{ となる} \tag{2-3}$$

従って，図 2-5 に示すマルチパス成分を含んだ音声信号 S から 400(Hz)の出力信号 S_0 をフィルタで除去すると，実際の熱雑音を含んだマルチパスひずみ成分が抽出できる.

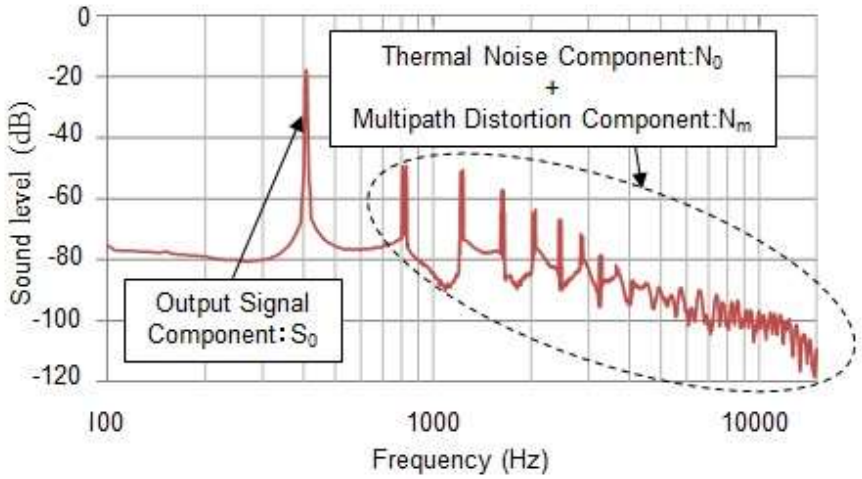


図 2-5 モノラル受信方式における FM 復調時の出力信号スペクトラム[2-12]

図 2-6 に熱雑音を含んだマルチパスひずみ成分のスペクトラムを示す.

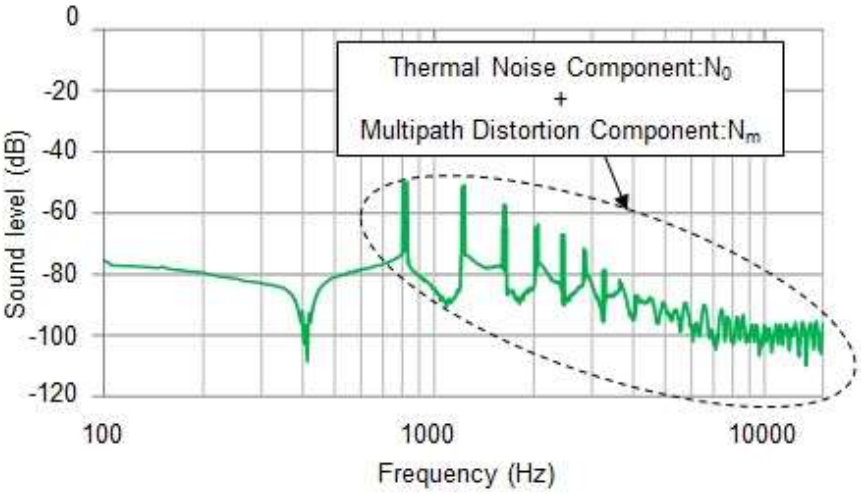


図 2-6 熱雑音を含んだマルチパスひずみ成分のスペクトラム[2-12]

また, 音声信号 S_0 に対する, 熱雑音 N_0 とマルチパスひずみ成分 N_m を含んだ雑音 N の比をとると次式になる.

$$S_0/N=N_m+N_0=S_0/(S-S_0) \tag{2-4}$$

従って, 2.4.2.1 で述べたマルチパスひずみに基づき, 実際の車載 FM 受信機の音質評価の指標として, 音声信号 S_0 に対するマルチパスひずみ成分の割合をマルチパスひずみ率と定義した. 次にマルチパスひずみ率について述べる. 図 2-7 に音声信号 S_0 と熱雑音を含むマルチパスひずみ成分の受信波形を示す. 図 2-7 の一点鎖線は音声信号 S_0 であり, 点線は熱雑音 N_0 である. 音質評価の判定基準となる閾値は S_0/N_0=20dB とした. 従って, S_0/N_0>20dB のときは雑音が小さい良好な音質になる.

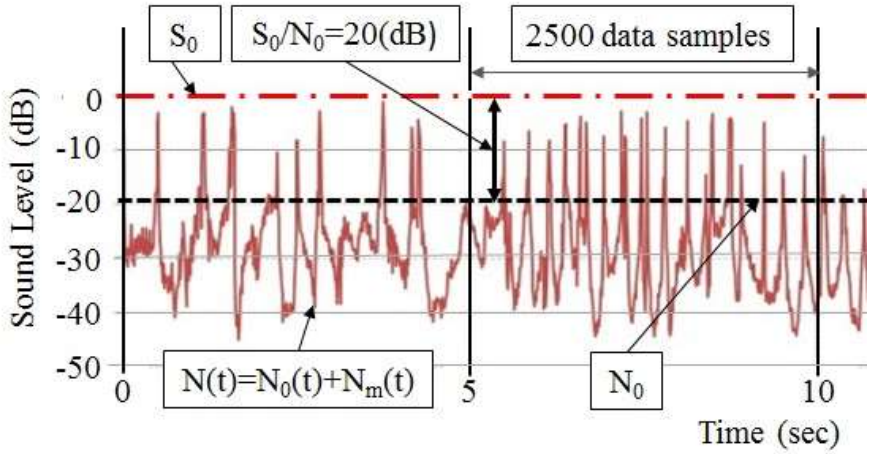


図 2-7 音声信号 S_0 と熱雑音を含むマルチパスひずみ成分の受信波形 [2-12]

次に，図 2-7 を使って音声信号とマルチパスひずみ成分の数について説明する．サンプリング周波数は 48(kHz)とし，400(Hz)の音声信号 S_0 に対して，T_{min}=5(s)で 2500 個のデータを抜き取った．上述の 2500 個の音声信号は，Loudness 指標[2-13]に従って，2(ms)毎に 1 個のデータを抽出し，T_{min}=5(s)で 2500 個の音声信号を抽出した．音質評価の判定基準である S_0/N_0=20dB において，熱雑音を含んだマルチパスひずみ成分の数は，20dB の閾値を超える数をカウントすることにより取得できる．この数を k 個とすると，上述の T_{min}=5(s)で 2500 個の音声信号に対するマルチパスひずみ成分の数の割合をマルチパスひずみ率 M_{Dr} と定義し，(2-5)式になる．

$$M_{Dr} = k/2500\times100\ (\%) \tag{2-5}$$

従って，K=2500 個のときのマルチパスひずみ率 M_{Dr} は 100(%)となり，大変聴きづらい音質になる．一般に FM の評価基準信号としては，ミュージックの周波数特性と類似したマルチトーン信号が用いられる．図 2-8 にミュージックの周波数特性と，マルチトーン信号の周波数特性の比較を示す．

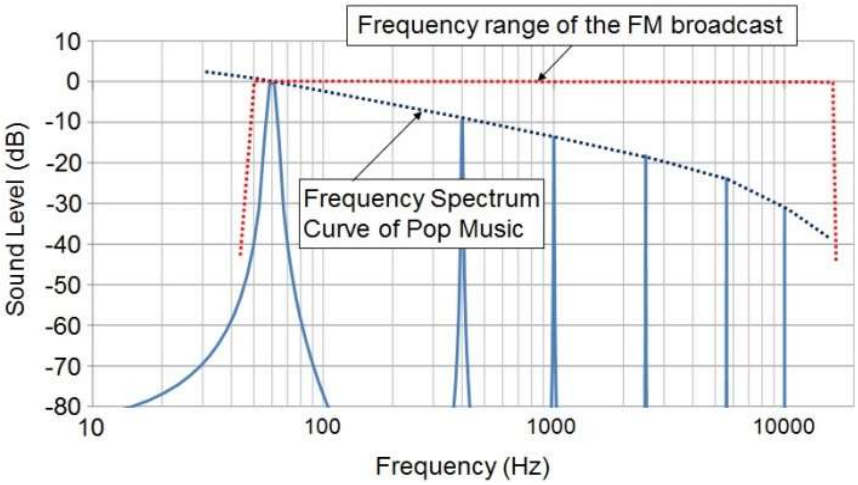


図 2-8 マルチトーン信号とフィルタの周波数特性[2-12]

2.5 GPS 測位に関する基礎

GPS による測位は，衛星と受信機間の距離を測定することによって行う．宇宙空間で位置が分かっている 3 個の衛星に対して，それぞれの距離が分かれば，受信機間の位置は同定できる．この距離は，衛星から受信機までの信号到達時間から求める．衛星の原子時計は，正確なタイミングで測位符号を送信する．従って，受信機の時計と全ての衛星時計が完全に一致していれば，測位符号の到達時刻を測定すれば所要(伝搬遅延)時間が分かる．しかし，それぞれの時計を完全に同期させることは不可能であるため，もう 1 個の衛星が必要となる．すなわち GPS 測位では同時に 4 個以上の衛星信号を捕捉して，受信機の 3 次元座標(X_0, Y_0, Z_0)3 個と時計誤差 1 個，合計 4 個の未知数を解く．実際には受信機の時計により，測位符号の到達時刻を測定し，伝搬遅延時間を計算して距離を算出する．

図 2-9 に利用者の位置座標を算出する GPS の測位原理を示す[2-14], [2-15].

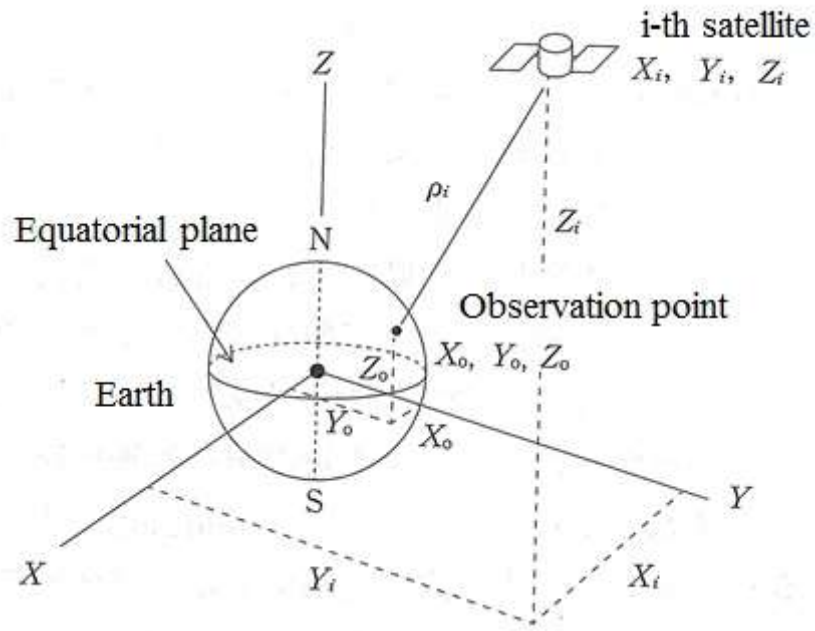


図 2-9 GPS の測位原理[2-14]

衛星の座標(X_i, Y_i, Z_i), 幾何学的距離 ρ_i, 受信機によって測定された伝搬時間 $\tau+\Delta\tau$, 受信機の時計などの遅延誤差を $\Delta\tau$, 光速 C_0 との間には, ピタゴラスの定理によって(2-6)式の関係がある. (2-6)式の右辺, 幾何学的距離と受信機の時計の遅延誤差を含む代数和($\rho_i+C_0\Delta\tau$)を擬似距離と言う. 従って, GPS を用いて位置精度を算出するには, 正確な擬似距離を測定することが重要である.

$$\begin{aligned}\sqrt{(X_i-X_0)^2+(Y_i-Y_0)^2+(Z_i-Z_0)^2} &= C_0(\tau+\Delta\tau)\\ &= \rho_i + C_0\Delta\tau \end{aligned} \tag{2-6}$$

2.5.1 GPS 測位誤差と要因

GPS 衛星から送信される測距信号は, 2 万(km)の距離を伝搬した後に地上の GPS 受信機に到達して測位に用いられる. この間に様々な要因によって誤差を生じることになり, 下記に要因ごとの誤差と特徴について述べる[2-16], [2-17].

(1)衛星クロック：GPS 衛星には, 正確な発振器として, セシウム原子時計が搭載されている. この精度は約 10^{-13}(s)と言われ, 1 日の間には 10^{-8}(s)程度の時刻誤差を生じる. この時刻誤差を距離換算すると約 3m

になり，補正の必要がある．このため，衛星クロックを補正するための情報が航法メッセージに含まれている．しかし，このクロック補正情報を使って補正してもなお残る誤差が有り，これを衛星クロック誤差と呼ぶ．衛星クロック誤差は短期的に安定した挙動を示すことから，周期の長いバイアス性の成分をもつ．

(2)衛星軌道：GPS 受信機は衛星からの測距信号を用いて，衛星と受信機の間の距離を測定して測位計算を実行する．このとき衛星の位置情報に誤差があると，直接的に測位誤差となって現れる．GPS 衛星の軌道は正確に予測されて航法メッセージとして放送されているが，数 m 程度の誤差は避けられず，この予測誤差が衛星軌道誤差として残る．また，報告によれば，航法メッセージとして放送されている放送軌道歴(Broad ephemeris)から計算した衛星位置と，正確な軌道である精密軌道歴(Precise ephemeris)による衛星位置の差は約 2m 以下の差になっているが，2~3 時間が経過すると次第に誤差が拡大する．衛星軌道誤差による影響は視線方向(受信点と GPS 衛星を結ぶ直線方向)の位置誤差が問題で，これと直交する方向の誤差は測位結果に影響を及ぼさない．またこの誤差は周期の長いバイアス成分を持つ．

(3)電離層遅延：電離層遅延の主な原因は，GPS 信号の周波数において，電離層の屈折率が電子密度と電波の周波数によって変化するため進行速度が遅くなるためである．具体的には天頂方向で 5~100(ns)程度の遅れが生じ，この遅れ時間の分だけ距離の測定に誤差が生じる．実際には GPS 衛星からの測距信号は，天頂方向ではなく斜めの方向から電離層に入射するため，電離層の通過距離が長くなって遅延はさらに大きくなる．ここで電離遅延量は周波数の 2 乗に反比例するため，民間の L_1 信号と L_2 信号の 2 周波を使うことにより，電離層遅延量を直接測定することが可能となり精度の良い補正ができる．

(4)対流圏遅延：対流圏遅延の原因は，大気の屈折率が 1 より大きい値(1.0003)であるために生じる遅延であり，大気密度が濃い地表付近で大きくなる．また，対流圏は電離層と異なり，GPS 信号に対して分散性を持たない(屈折率は信号の周波数に依存しない)ので，L_1 と L_2 の 2 周波を使っても同一の対流圏遅延になる．従って，対流圏遅延を簡単に測定し補正をすることは容易でない，このため気象条件などを組み入れたモデルに基づいた推定が必要である．

(5)マルチパス誤差：GPS 電波はマイクロ波と呼ばれ，直進性が強く物体にぶつかると反射しやすい性質があり，建物などの側壁や地面でも容易に反射する．また GPS 衛星は常時移動しており，受信機から見ると様々な方向に現れるため，GPS の受信アンテナは全ての方向から到来する電波を受信する必要がある．このため GPS 受信機には，衛星から直接到来する直接波と周囲の建物などによる反射波が受信される.こうして受信される電波をマルチパス波と呼ぶ．マルチパス波は直接波と異なる経路をたどるため，到着時間が遅れ位置精度に影響する．マルチパス誤差に関するメカニズムの詳細は，第 3 章と 6 章で述べる．

(6)受信機雑音に関する誤差：マイクロ波を用いる GPS 受信機においては，人工雑音，宇宙雑音などは重要ではさほど重要ではなく，むしろひずみ雑音，受信機の内部雑音が重要になる．内部雑音には，回路及び回路素子から発生するものと能動素子から発生するものがあり，そのうち主要な成分は散弾雑音である．これらの雑音は周波数特性が平坦で，エネルギーが周波数帯域幅に比例する性質を持っており熱雑音と呼ばれる．今日においても受信機では 0.5m 程度の誤差が生じると言われている．

上述の誤差要因を結合したものをユーザ等価測距誤差 User Equivalent Range Error(UERE)と呼び，これらの各誤差成分の二乗和平方根として定義している．また測位精度は，静止衛星型衛星航法補強システム Satellite Based Augmentation System(SBAS)を用いた補正情報や信頼性情報で改善される．表 2-2 に，SBAS を用いない場合(単独測位)と，SBAS を用いる場合の誤差要因の大きさ，及び UERE を示す．誤差の大きさは 1σ(σ は位置精度の標準偏差)である．シミュレーションを用いて測位計算する場合，得られた擬似距離に表 2-2 で示す UERE を結合する必要がある[2-18].

表 2-2 SBAS 有り/無しの場合の各誤差要因の大きさ[2-18]

	Magnitude of error without using SBAS (m)	Magnitude of error using SBAS (m)
1. Satellite clock	2	0
2. Ephemeris prediction value	2	0.1
3. Ionospheric delay	4	0.2
4. Troposphere delay	0.5	0.2
5. Multipath	0.5	0.5
6. Receiver noise	0.25	0.25
UERE	5	0.64

2.5.2　GPS 衛星配置と航法メッセージ

GPS 衛星から取得できる位置・速度・時間に関する推定値の質は，基本的に次の 2 つの要素に依存している[2-18].

(1) 可視衛星数と上空における衛星の幾何学的配置.
(2) 擬似距離とドップラー測定値の質.

ここで(1)について述べる．受信点から衛星を見ると，水平線から昇って来て，上空を横切って移動しながら沈むので，それぞれの衛星の幾何学的配置は時間と共に変化する．仮に建物などで上空が遮断されても，4 機以上の衛星が可視ならば，受信点で位置・速度・時間の推定値は計算できる．しかし，幾何学的配置が悪いと，一般的に位置精度が劣化する．衛星配置の指標として，精度劣化度 Dilution of Precession(DOP)がある．この DOP を用いると，GPS によるおおよその測位精度 σ は，受信機の測距誤差 σ_{PR} と受信機側から見た幾何学的配置 DOP を乗じることで概算でき，(2-7)式で与えられる．

$$\sigma = \mathrm{DOP} \cdot \sigma_{PR} \tag{2-7}$$

従って，衛星の幾何学的配置が良好になるほど DOP は低下し，その結果として測位精度が良好になる．
(2)の測定値の質は GPS 測位誤差と要因で決まる．
GPS の運用には，信号の送信された時点における衛星の位置を正確

に予測する機能が不可欠である．実際に，各衛星が航法メッセージの一部として放送する軌道要素に基づいて，衛星の位置は真の位置から数メートル以内の精度で計算される．実際の GPS 衛星は衛星軌道の推定位置を，①天体暦 almanac，②放送歴 ephemeris，③精密暦 precise ephemeris の 3 種類を用いて提供している．その内，放送歴は GPS 衛星が常時放送しており，精密暦は地上局により後処理で計算され，天体暦と共にインターネットなどを通じて得られる．それぞれの精度は天体暦が数 km，放送暦が Selective Availability(SA)がオン時で 2~50m, SA がオフ時で 2~5m 以下，精密暦が 0.5=1m 以下と言われている．

2.6　まとめ

第 2 章では車のワイヤレスメディアに関する開発概要として，地デジの車載受信システムに関する開発の実例を示し，現状の技術課題について述べた．地デジの実例から分かるごとく，今日の開発環境はデジタル技術を駆使して著しい進歩を見せているが，総合的な車載受信特性の評価段階になると，実証実験による評価検証の繰り返しに陥り，評価検証に関する再現性と客観性の点から課題があった．このため，車載受信特性の評価検証については，実証実験に代わって再現性と客観性を有する評価ツールの開発が期待されて来た．

本研究においては，車のワイヤレスメディアを地上系と衛星系に大別し，地上系のメディアとしてアナログ FM を選び，FM 受信に関する基礎技術を整理した．　特に，市街地などの車載受信において，音質劣化の主な要因であるマルチパスひずみに着目し，FM 車載受信の評価指標としてはマルチパスひずみ率を定義した．

衛星系のメディアには，位置情報の提供システムとして，今後ますます重要となる GPS を選び，GPS 測位に関する基礎技術を整理した．特に，GPS の測位誤差に関する要因を分析し，市街地などの車載受信において，主な位置誤差の要因となるマルチパス誤差に着目した．

第 3 章

ワイヤレスメディアに関する評価手法

3.1　地上系ワイヤレスメディアに関する評価手法

FM ラジオ受信機の車載適合性は，特定のテスト環境で実証実験を繰り返しながら，放送波の受信特性を評価してきた．また実放送波を使った実験による定量的な評価が困難であるため，走行中の音質評価については限られた被験者による主観的な音質評価に頼っていた．しかしながら，交通状況などで車の周囲の電波環境が変わると音質評価に影響を与えるため，評価の再現性と客観性の点から課題があった．上述の課題を解決するため，本研究では PC 上に仮想電波環境を生成し，走行中における FM 受信機の受信評価を可能とする Two-Stage 法を用いたフェージングエミュレータ(Two-Stage 法と呼ぶ)を開発した[3-1].

FM 受信における音質劣化の主な原因は，マルチパスひずみであり，このため本研究では, Two-Stage 法を用いて任意の電波環境を走行するときの FM 受信機のマルチパスひずみの影響を解析した[3-2]. マルチパスひずみの影響を定量化するため，走行中の音質評価の指標として，第 2 章でマルチパスひずみ率 M_{Dr} を定義し，これを用いた．Two-stage 法を用いることにより，従来の繰り返し走行による実証実験と限られた被験者による主観的な評価に対して，再現性と客観性を有する FM 受信機の車載適合性の評価を初めて実現できた[3-3].

3.1.1　先行研究の動向

近年，無線端末の高速・大容量化を実現する手法として，Multiple Input Multiple output(MIMO)技術の研究が進んでいる．MIMO 技術の無線通信システムへの応用に伴い，MIMO 無線端末の性能が，正常に発揮されているかどうかを，実際の電波環境に近い形で評価することが求められており，このような電波環境での測定は，Over the Air (OTA) 測定と呼ばれている[3-4]. OTA 測定システムの具体的な構成法として，無線端末の周囲にプローブアンテナを配置してフェージング環境を作

り出すフェージングエミュレータ型[3-5], [3-6]と，金属壁面の反射特性を利用する電波反射箱(Reveberation Chamber)型[3-7], [3-8], [3-9]がある．図 3-1 に無線端末の測定に用いられているフェージングエミュレータ型の構成を示す[3-2], [3-4]．この構成は，各プローブアンテナに接続されるフェージングエミュレータによって到来波の数，到来波の方向，遅延時間，及び Desired signal to Undesired signal Ratio (DUR)などの電波環境特性と移動速度に対応するドップラー周波数を任意に制御できる特徴がある．また，無線端末のサイズが搬送波の波長よりも小さい場合，無線端末とプローブアンテナの距離 L は約 10 波長(遠方界と言う)が必要と言われている．従って，無線端末のサイズが 1 波長 0.375m に比べて十分に小さいため，L は 3.75m 以上離せば遠方界になり，図 3-1 で示すような小さな暗室で評価できる．

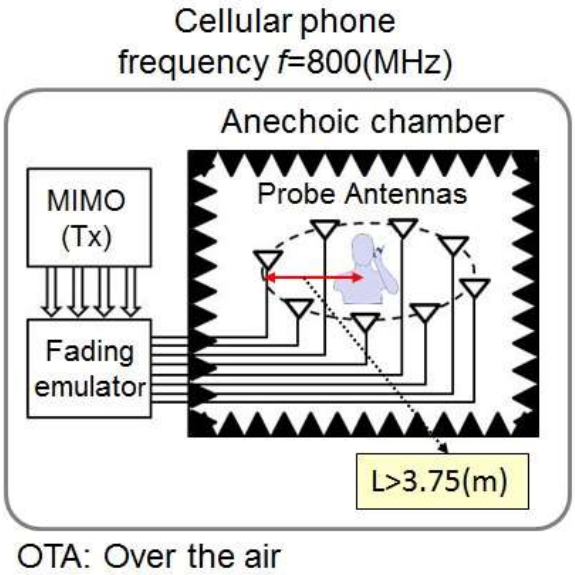


図 3-1 フェージングエミュレータ方式の構成[3-2],[3-4]

3.1.2 先行研究の課題

図 3-1 に示したフェージングエミュレータ方式の構成は，プローブアンテナごとにフェージングエミュレータが必要となり，複雑で高価な評価システムになる．また，このフェージングエミュレータ型を使って，車載アンテナに接続された無線端末を評価する場合，車を取り囲むプローブアンテナの配置エリアが無線端末測定用の配置エリアに比べて大きくなり，評価システムとして大規模化する課題があった．

図 3-2 に，フェージングエミュレータ方式を車載 FM 受信システムに適用した場合の OTA 構成を示す．下記(1), (2)にこの構成の課題を示す．

(1) FM 放送波の 1 波長は約 4m，FM 車載アンテナと FM 受信機を搭載した車のサイズが約 5m になる．車のサイズが FM 放送波の波長よりも長いため，距離 L は 10 波長以上が必要となり巨大な OTA 環境になる．
(2)プローブアンテナごとにフェージングエミュレータが必要となり，複雑で高価な評価システムになる．

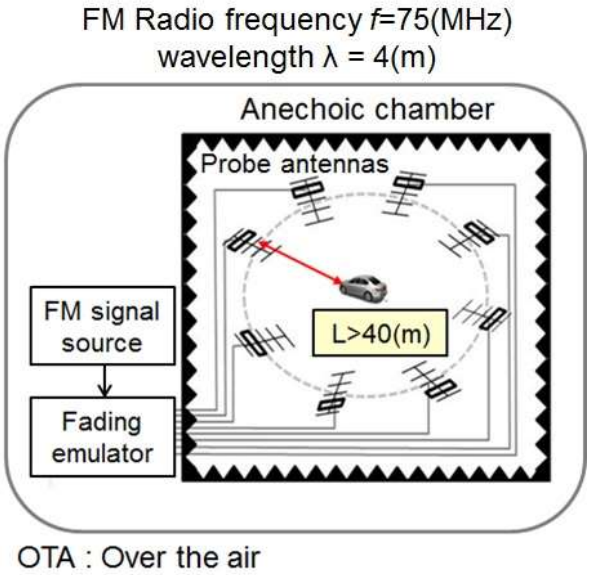


図 3-2 フェージングエミュレータ方式を用いた
FM 車載受信特性に関する OTA の構成

3.1.3 Two-Stage 法を用いた研究動向

無線端末を模擬的な電波環境で評価したい場合には，OTA 状態での測定評価環境が必要になるが，電波暗室内に実際の電波環境を丸ごと実現する方法は，取り扱う搬送波の周波数により大きな暗室設備とプローブアンテナなど周辺の測定環境の構築が大掛かりになる課題があった．このためアンテナ特性を事前に測定し，この特性を評価システムに取り入れてシミュレーションを行う方法が、Jing らにより Two-Stage 法として報告されている[3-10]．Two-Stage 法はフェージングエミュレータ型の改良型であり，第 1 ステージで無線端末のアンテナの特性を測定し，その結果を第 2 ステージの OTA システムに組み入れて評価を

行う．図 3-3 に Two-Stage 法の概念図を示す．

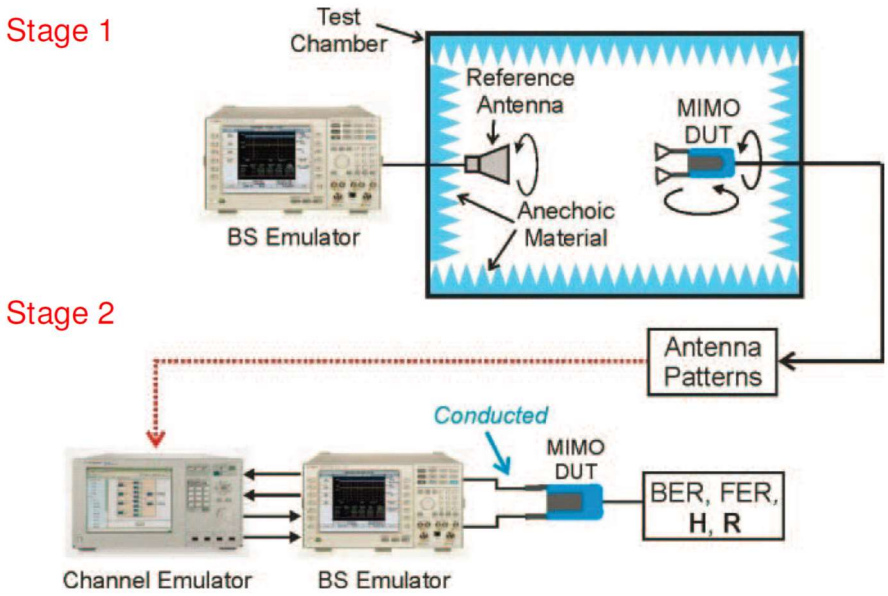


図 3-3 Two-Stage 法の概念図[3-10]

この方法は，第 1 ステージのアンテナ特性の測定と，第 2 ステージのフェージングエミュレータを用いる構成のため，Two-Stage 法と呼ばれている．このようにステージを分けることにより，測定の簡易化が実現できるため，車における無線端末の性能評価に対して有効である．

3.1.4　Two-Stage 法を用いた FM 受信評価への適用

本研究では Two-Stage 法を用いたフェージングエミュレータ方式を選び，このエミュレータ方式に関して信号制御部を機能分担した，アンテナブランチ制御型[3-11], [3-12]にして，PC 上に FM 受信機の評価法を実現した[3-1], [3-2], [3-3].

3.1.4.1　Two-Stage 法を用いた FM 受信の評価手法

図 3-4 は Two-Stage 法のフローチャートである[3-3]．第 1 ステージでは，大型暗室を用いてアンテナ形状，自動車形状，取り付け位置により変化する車載アンテナ特性を測定し，その指向特性を第 2 ステージの PC で構成されるフェージングエミュレータに組み入れる．ここで，車

載端末周辺の電波環境特性は，MUSIC 法などの到来波推定技術を使い推定し，推定結果をフェージングエミュレータに生成する．従って，第 1 ステージで測定した車載アンテナ指向性と，第 2 ステージで生成した電波環境特性，及びベースステーションエミュレータから送られてくる入力信号をフェージングエミュレータで畳み込み演算をする．この畳み込み演算された信号を FM 受信機に送ることにより，任意の電波環境におけるマルチパスひずみなどの受信特性が評価できる．

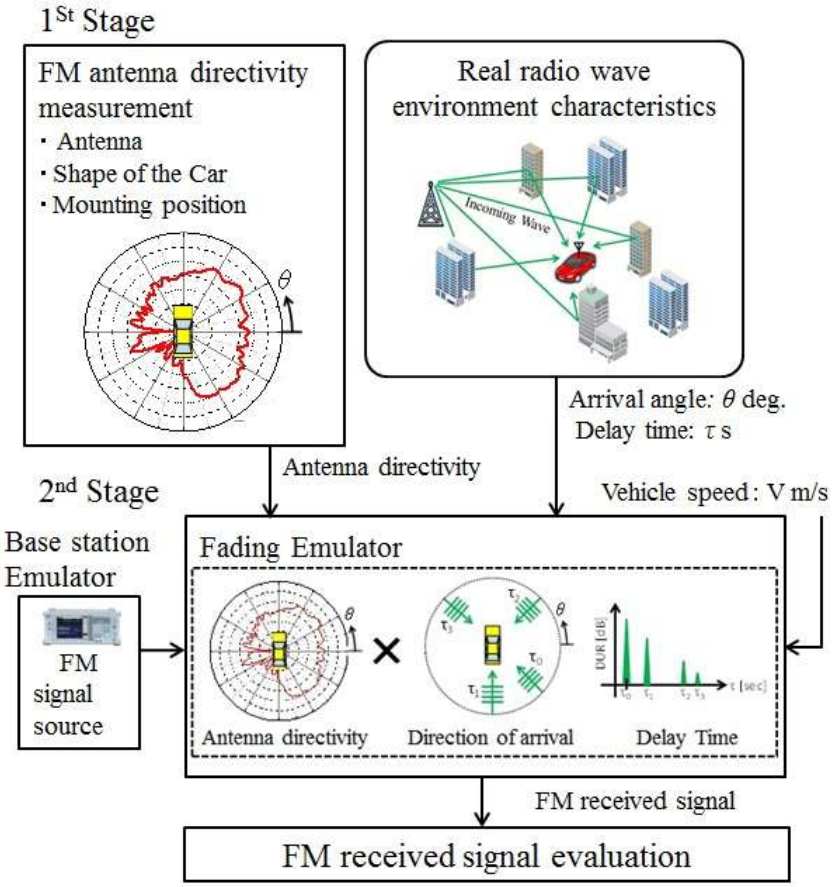


図 3-4 Two-Stage 法のフローチャート[3-3]

3.1.4.2　Two-Stage 法の構成

次に，フェージングエミュレータの構成について説明する．図 3-5 はフェージングエミュレータの信号制御部を機能分担した構成図であり，(1)-(4)の機能で構成する．以下，各機能の概要について述べる[3-3].

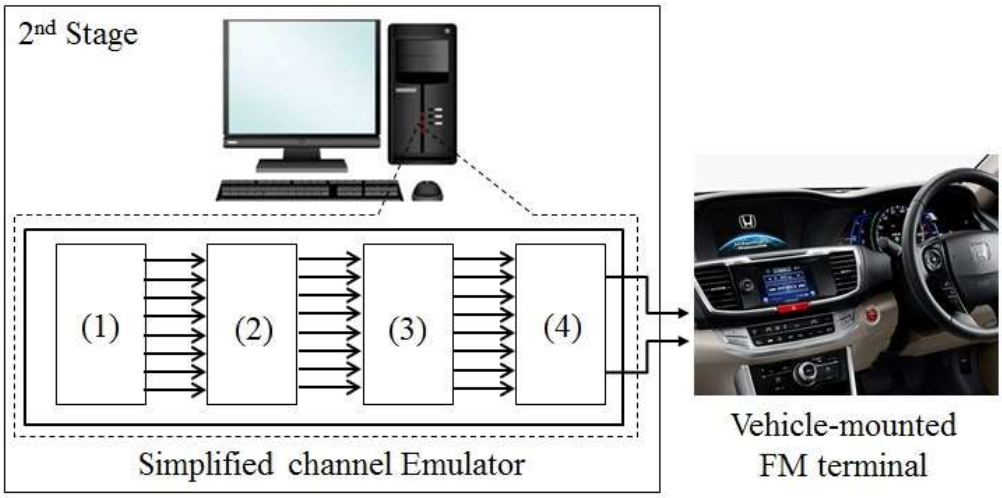


図 3-5 フェージングエミュレータの構成図[3-3]

(1)Tx Connection Matrix：FM 放送局から送られてくる送信信号に対し，空間的な無相関特性を実現する機能．(例えば，FM 放送局が送信ダイバーシティを行う際の，送信アンテナ数に対するプローブアンテナ数の変換器である.)

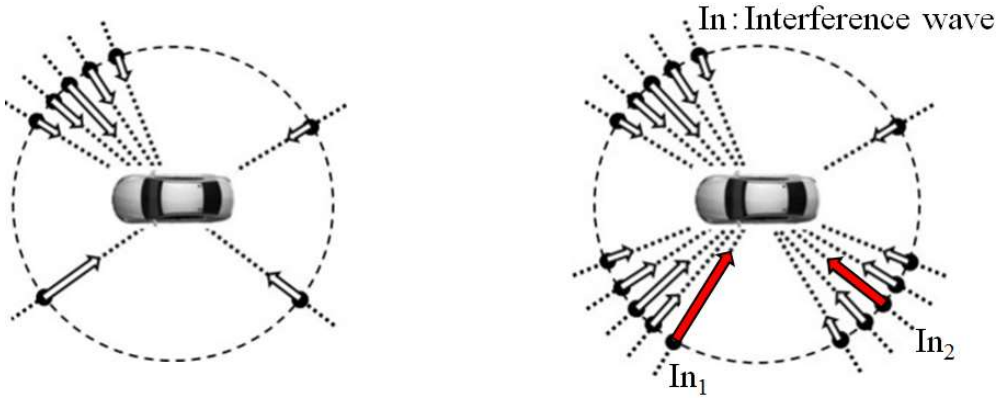
(2)Delay Generator：各到来波が異なる遅延時間と振幅レベルを有するとき，各プローブアンテナに異なる遅延時間と振幅レベルを与える機能.

(3)Doppler Shifter：各プローブアンテナに車速(ドップラー周波数)情報を与える機能.

(4)Rx Connection Matrix：第 1 ステージで計測した車載アンテナの指向性パターン特性，及び実環境における交差偏波特性を各プローブアンテナに与える機能

本研究では，図 3-5 で示したフェージングエミュレータをソフトウエアで作成し，任意にプローブアンテナの数と角度，振幅レベル，及び遅延時間を変えられる構成にした．図 3-6 はプローブアンテナの数 L を 8 本と 16 本にした場合の到来波モデルの比較である．プローブアンテナの数が多いほど，複雑なクラスタリングモデル，放送局の周辺で発生する強電界地域の電波環境特性，及び他のメディアから FM 受信機に混入してくる干渉波を作り出すことができる．図(b)の赤色矢印は，干渉波 In_1 と In_2 を示したものである．従って，プローブアンテナの数を増やすことによって，実際の電波環境に近い到来波モデル，干渉波

モデルなどを作成できる利点がある.



(a) Probe antenna number L=8　　(b) Probe antenna number L=16

図 3-6 プローブアンテナ数を変えた時の到来波モデルの比較

3.1.4.3　フェージングエミュレータの性能検証

本研究の目的である Two-Stage 法を用いた FM 受信に関するマルチパスひずみ率を評価するに先立ち, Two-Stage 法を構成するフェージンエミュレータの性能検証について述べる.

前節において, 無線端末の評価に OTA 測定システムがあり, これにはフェージングエミュレータ型と電波反射箱型, 及びフェージングエミュレータ型の改良として Two-Stage 法があることを述べた. Two-Stage 法は, 無線端末のアンテナ特性(主に放射パターン)を事前に測定し、この特性をフェージングエミュレータに取り入れてシミュレーションを行う方法である.

この手法の応用例と妥当性については, 唐沢らのグループが, 「アンテナ制御型に Two-Stage 法を組み入れた IF 帯信号処理に基づく簡易型 MIMO-OTA 評価システムの構成法」を提案し報告している[3-11]. また, これらの報告で, 生成した Two-Stage 法における具体的な応用例と精度検証の 2 つの目的を兼ねて, アレーアンテナの素子間結合による特性変化について, Two-Stage 法の結果と, マルチパスリッチ環境を有する電波反射箱内での測定結果を比較し, 同等な性能が得られることにより Two-Stage 法の妥当性を示している[3-12], [3-13], [3-14].

次にこの概要を説明する. フェージングエミュレータなどのシミュレーションでは, 時間的に変化するフェージングを生成して統計量を求める. これに対して, 電波反射箱などを使った実験では, 空間領域と周波数領域でのフェージング変化から統計量を求める. 一般に, マ

ルチパスフェージングでは，エルゴード性が仮定できるため，シミュレーション手法が妥当であれば，シミュレーションと電波反射箱を使った実験は同じ統計量が得られると考えられる．また，フェージングエミュレータの性能はベースバンドの信号処理で決定されるため，搬送波の周波数には無関係であり，上述の性能結果はあらゆる周波数に適用できる．

従って，本研究のフェージングエミュレータはソフトウエア構成であるため，理論的なレイリー分布の生成を検証することにより，上述の妥当性は適用できると判断した．

次に，本研究のフェージングエミュレータの各機能における特性を示し，フェージングエミュレータにおいて理論的なレイリー分布と比較した．ここでプローブアンテナ数は L で表し，図 3-7 は L=8 本と 16 本の場合のドップラー周波数特性を示す．

図 3.7 はチャンネルエミュレータに 40(MHz)の正弦波を入力して，そのドップラーシフト機能でドップラー量を付加し，FFT 演算をした結果である．この測定では等電力の遅延波が全方位から到来するように Delay Generator を設定し，かつ Doppler Shifter の最大ドップラー周波数 f_D=334(Hz)に設定した．これは搬送波周波数 5(GHz)において，端末を有する車が 72(km/h)で移動することに相当する．図 3-7 よりスペクトラムの本数がプローブアンテナ数 L と同数になり，ドップラーシフトが設定どおりに付加されていることが分かる．

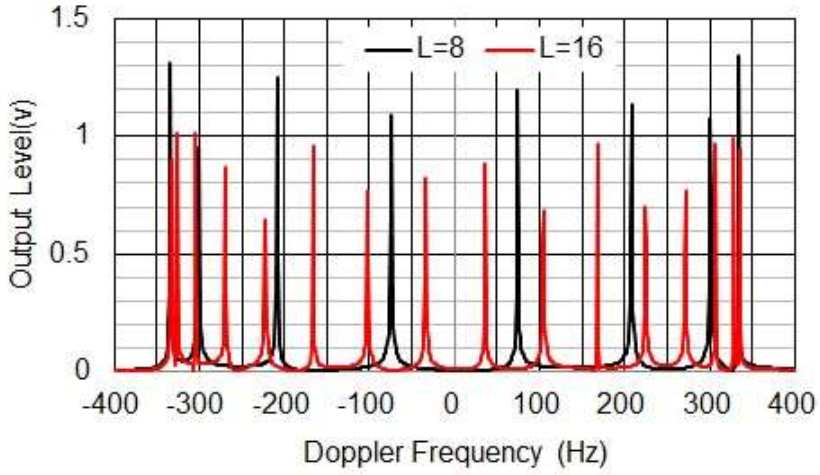


図 3-7 ドップラーシフトにおける周波数特性[3-2]

図 3-8 はレイリー分布を基準として, L=5 本, 8 本, 16 本, 及び 32 本にした場合の振幅累積分布を示す. この測定において, Delay Generator と Doppler Shifter の設定は, 図 3-7 のドップラー周波数特性の測定時と同様にした. 図 3-8 より L が 8 本以上の場合は, レイリー分布にほぼ一致していることが分かる. 従って, 目標性能が達成できたことが分かる.

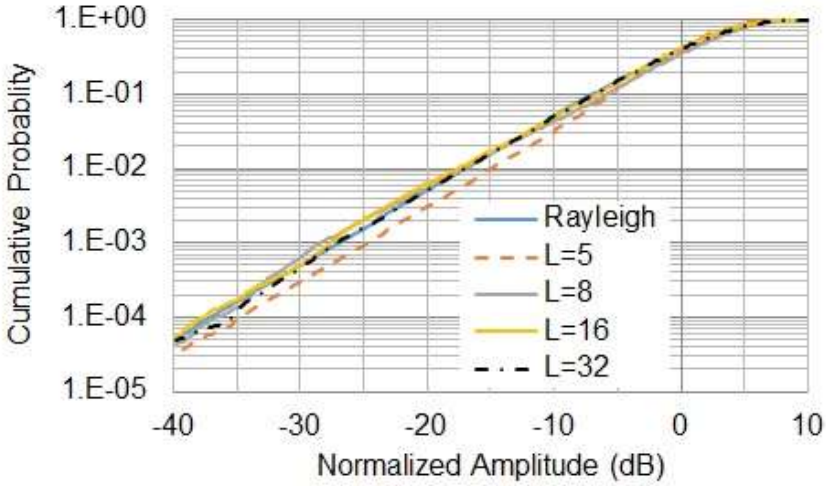


図 3-8 プローブアンテナ数の変化に対する振幅累積分布特性[3-2]

図 3-9 はプローブアンテナ数 L=8 本の場合において, 遅延時間 τ=0(μs) のレイリー分布を基準として, 遅延時間 τ を 1, 5, 10, 50, 100(μs) に変えたときの各振幅累積分布である. この測定では, Doppler Shifter の最大ドップラー周波数 334(Hz)は, 図 3.7 と同じ条件に設定した, 次に, 各遅延波の間隔より短いパルス信号を、遅延波の間隔より長い周期で繰り返し入力した. そのうえで, 時間軸上で分離して出力される各遅延波の振幅（IQ 成分の複素振幅）の統計値（振幅分布）を比較した. 図 3-9 より, 遅延時間変化に対し振幅累積分布がレイリー分布に一致しているため, 目標性能が達成できたことが分かる.

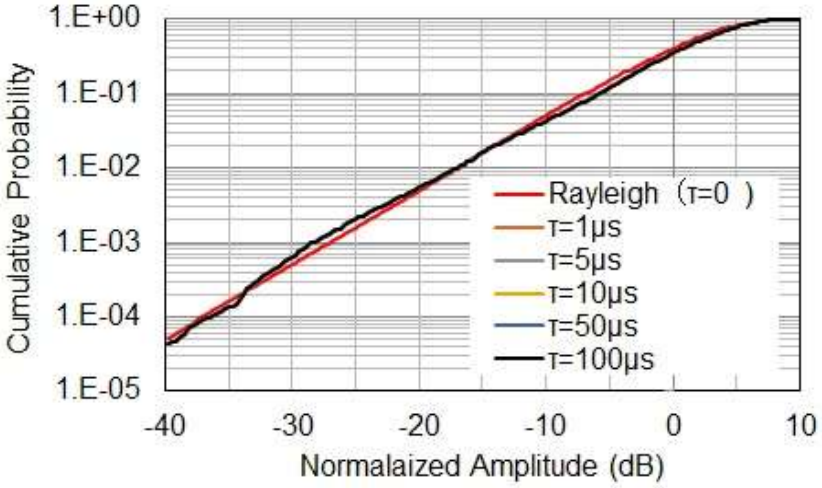


図 3-9　遅延時間変化に対する振幅累積分布特性[3-2]

図 3-7, 図 3-8, 及び図 3-9 に示した基本的な特性の性能検証から, 遅延波の生成とドップラーシフトの付加が正確に動作しており, 形成したマルチパス遅延環境では各遅延波が独立なレイリー変動をしていることが確認された, 従って, このフェージングエミュレータを用いることにより, 実際の電波環境特性が生成できると判定した.

3.2　衛星系ワイヤレスメディアに関する評価手法

近年, GPS を代表とする衛星測位の普及により, 世界的に車両を含めた位置情報に関する利用分野が広がっている. また, 測位に関するニーズの増大に伴い, EU の Galileo や日本の準天頂衛星などの実用化が進んでいる. このような衛星測位においては, 3 次元測位を行うために 4 個以上の衛星の信号が受信できる必要があり, 特に都市部においてはビルの遮蔽によって生じる可視衛星数の減少, 可視衛星の配置の幾何学的な限界による劣化, さらにはマルチパスの影響などにより, 位置精度の劣化と利用範囲の低下が避けられない[3-15]. また都市部において, 車両などを使って実証実験により位置精度を検証することは, 交通状況を考慮すると容易なことではなく, また車両の周囲における電波環境特性の変化などを考慮すると, 位置精度に関して再現性の点から課題があった.

本研究では, 実証実験に代わる手法として, 3D 地図とレイトレーシン

グ法を用いたシミュレーションによって自車位置の推定を目指した．このため，実証実験とシミュレーションに関して同一の座標系を作成するために，高精度位置計測システムを用いることにより，車の中心を基準座標の原点とすることができた．すなわち，実証実験とシミュレーションの結果は，基準座標からの位置精度として表すことができた．

3.2.1　先行研究の動向

現在，迅速に高精度な衛星測位技術である Global Navigation Satellite System(GNSS) の利用が急速に普及している．小西らは，都市部における GNSS の有用性を評価するシミュレーションシステム Location Quality Assessment System (LoQAS と呼ぶ)の研究開発を行った[3-16], [3-17], [3-18]．図 3-10 に LoQAS のシステム概念図を示す．LoQAS は衛星軌道モデル，信号伝搬モデル，及び 3 次元地図モデルから構成される．衛星の位置は衛星の軌道情報を用いて計算する．対象となるエリアは細かいセル状に分割され，各セル状において可視衛星数及び DOP が計算される．具体的には，セル状の中央点からある GPS 衛星への視線を遮るものが無い場合，この衛星は可視衛星と認識される．この検証を各衛星に対し，さらに各セルに対しても行うことにより，衛星測位が可能な領域が算出される．

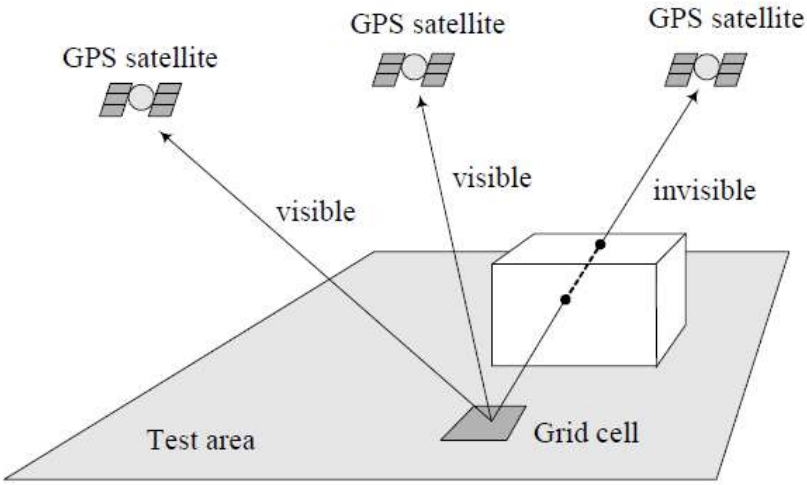


図 3-10 LoQAS のシステム概念図[3-18]

LoQAS を利用したシミュレーションによって，可視衛星数と利用可

能な範囲，衛星配置などを計算することが可能となり，例えば準天頂衛星など，GPS の補完技術についてその整備効果を定量的に評価することが可能となった．

李らは，上述の LoQAS を用いて，都市部におけるマルチパスの影響を軽減する手法として，空間統計アプローチに基づいた Global Navigation Satellite System (GNSS) 測位精度を改善する手法の開発を行った[3-19], [3-20]．一般にマルチパスが含まれている衛星から計算した受信位置は，真の位置から外れる傾向があり，その外れ傾向に大きく寄与する衛星は，マルチパス衛星である可能性が高い．このため李らは，マルチパスが発生している衛星からの信号を判別し，そして排除し，マルチパスの発生していない衛星だけの組み合わせにより受信位置を計算する手法を提案した．この手法を用いて，都庁近辺の高層ビルエリアを対象とし，シミュレーションで静止受信状態における適用可能性を確認している．

3.2.2　先行研究の課題

LoQAS を利用することによって，今後期待される Galileo や準天頂衛星システムが完成した時に，現状の GPS システムに対してどのように測位環境が改善されるかについて，定量的な考察を加えることが可能となった．しかし，LoQAS によるシミュレーション結果に対し，車両などを使った実証実験による妥当性の検証が未着手であり，シミュレーションと実測に関する基準座標の取り方についても課題があった．またマルチパス衛星の判別によって，ある程度の位置精度の改善は期待できるが，都市部における回折波の解析については未着手なため位置精度の信頼性については課題があった．さらに，都庁近辺の高層ビルの極めて限られた一部エリアを対象としているため，広範囲で長時間にわたる位置精度の信頼性についても課題があった[3-21], [3-22].

3.2.3　本研究手法の提案

従来報告されてきたシミュレーションと実測に関する位置精度の比較については，高精度位置計測システムなどを用いて，協定世界時 Coordinated Universal Time (UTC)ごとの高精度な自車の基準点を作り出していないため，シミュレーションと実測を使った走行中における車の自車位置を比較できない課題があった．また，シミュレーション

と実測の測位衛星が一致しなくなる可能性があることから，それぞれの衛星配置が異なってしまい位置精度が変わる．このためシミュレーションに関する位置精度の妥当性を実測で検証することはできなかった．本研究では，次節に述べる手法で課題を解決した[3-23].

3.2.3.1　本研究手法の構成

図 3-11 に本研究の提案手法である構成図を示す．提案手法は 3 つのパートから構成する．

(a) 高精度位置計測システム搭載テスト車両部.
(b) レイトレーシング法を用いたシミュレーション部.
(c) 高感度 GPS 受信機を用いた実測部.

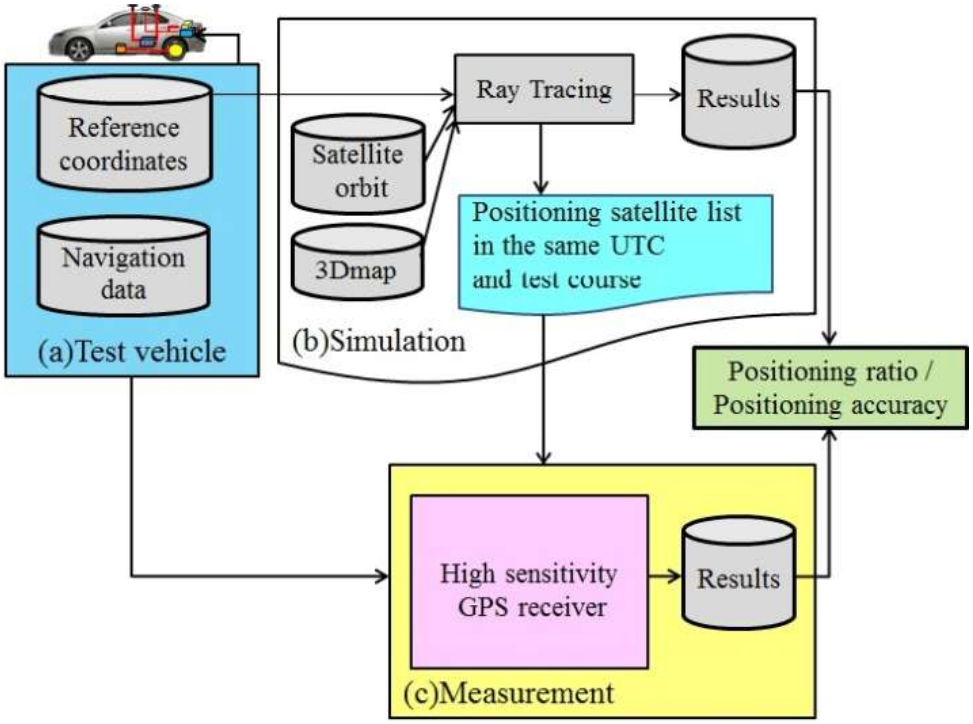


図 3-11 提案手法の構成図[3-23]

次に，概要について述べる．全衛星が送信する各 UTC の航法データ，及び高精度位置計測システムから得られる走行中の自車基準位置を車載レコーダに記録する．シミュレーションでは自車の基準位置，衛星の軌道情報，及び 3 次元地図を使って，レイトレーシング法を用いて各 UTC の走行車両の位置を推定する．同時に，位置推定に用いた各

UTC の「衛星番号のリスト」，及び受信点における到来波(直接波，反射波，回折波の有無)状態リスト」を作成する．実測に用いた受信機では，(a)から送られてくる航法データと(b)から送られてくる「各 UTC における衛星番号リスト」を照合して，シミュレーションと同じ衛星番号だけを抽出し，各 UTC の自車の基準位置を使い測位演算をする．

3.2.3.2　高精度位置計測システムの車両構成

テスト車両は高精度位置計測システム POSLV520(以下 POSLV)を搭載し，走行中，高精度に自車位置を検出する．車両のルーフ中心が，常に基準座標の原点となるよう設定した．
図 3-12 に，高精度位置計測システムを搭載したテスト車両を示す．

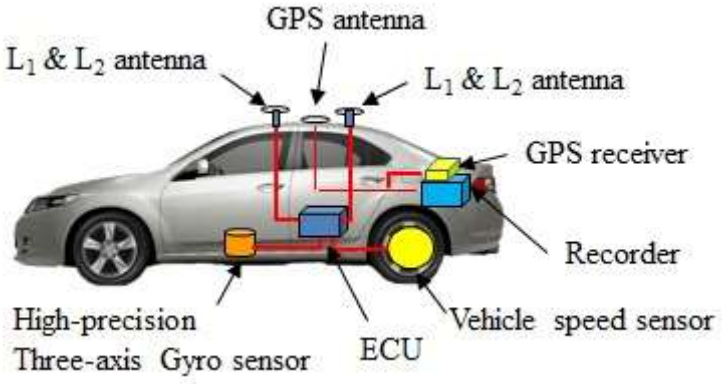


図 3-12 高精度位置計測システムを搭載したテスト車両[3-23]

POSLV は高精度 3 軸ジャイロセンサと Real Time Kinematic(RTK)方式から構成され，測位精度は(X=±12 cm, Y±12 cm)である．POSLV で算出する基準となる自車位置は，UTC 時間を用いてレコーダに記録する．同時に，市販の GPS 受信機で取得する航法データもレコーダに記録する．レコーダに記録した全データを使って，オフラインで自車の基準位置に対する市販の GPS 受信機の位置精度を計算する．POSLV はリアルタイムな高精度測位を可能とする RTK 方式を用いている．具体的には搬送波位相の利用と，GPS から送られてくる 2 つの周波数 L_1=1575.42 MHz, L_2=1227.60 MHz を同時受信する構成によって電離層遅延の誤差を小さくしている．このため POSLV の車載化においては，次に示すアンテナの条件が必要になる．

(1)L_1 と L_2 の 2 つの周波数で構成されたアンテナを用いる.
(2)L_1 と L_2 の 2 周波アンテナを 2 組用いて, 電波の位相差を正確に検出するため, アンテナ間距離は出来るだけ離して設置する必要がある.
具体的には, 図 3-13 に示す 2 周波アンテナ(L_1 信号と L_2 信号)は車両ルーフの左右端に設置した. 通常用いられる GPS は L_1 だけを使ったシステムであるため, 市販のパッチアンテナを用いた. また車両ルーフの中心を自車位置の基準と定め, 被測定アンテナである市販 GPS アンテナは, ルーフ中央に配置した. シミュレーションと実測から取得するデータは, それぞれ基準点からの測位誤差となる.

図 3-13 POLV 用アンテナと GPS 用アンテナのレイアウト[3-23]

測位精度にはさまざまな表記法[3-24]があり, 水平誤差のメジアン(50%値)は平均誤差半径 Circular Error Probable (CEP)と呼ばれ, 確率 0.5 で位置推定値が含まれる真位置を中心とした円の半径で定義する. 図 3-14 に示すごとく, POSLV によって取得できる基準座標(X_0, Y_0)はテスト車両のルーフ中心とした. 従って, 市販 GPS アンテナで取得した位置(X_i, Y_i)は, 基準座標(X_0, Y_0)からの位置のずれを示す.

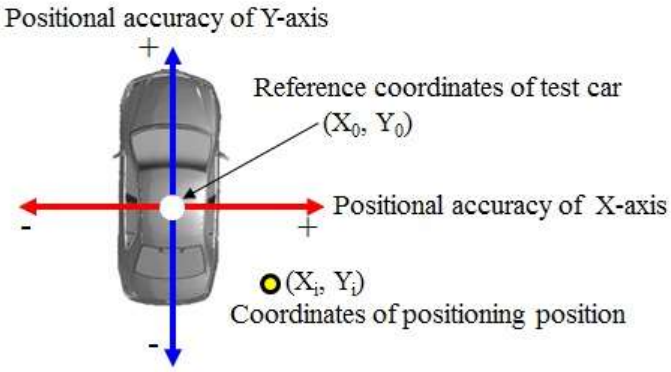


図 3-14 位置精度の座標系[3-23]

3.2.3.3　GPS 受信機を用いた自車位置の算出

実際の位置精度を算出するには，図 3-15 に示す相関器が使われる[3-24]．この相関器は少し位相を進めたレプリカ(Early)信号と，少し位相を遅らせたレプリカ(Late)信号を用いて GPS 受信信号との相関値を計測する．受信信号を捕捉すれば Early 相関器は相関関数の立ち上がりを捉え, Late 相関器は相関関数の立下りを捕らえる．

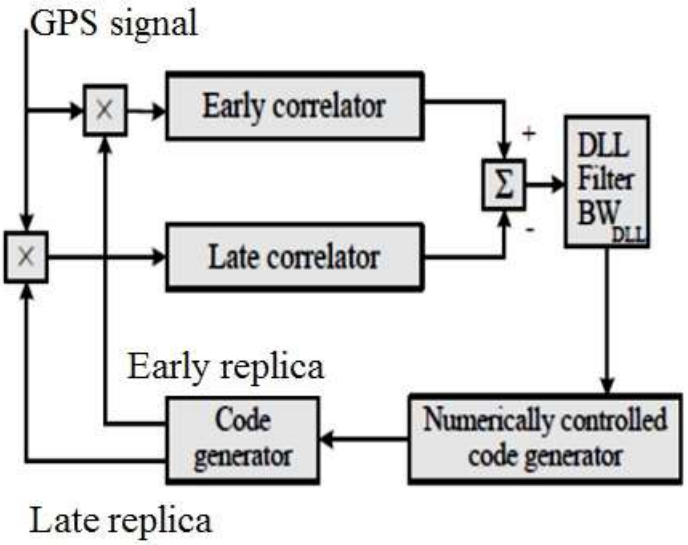


図 3-15. GPS 相関器のブロックダイヤグラム[3-23]

図 3-16 に，直接波受信の相関波形を示す．

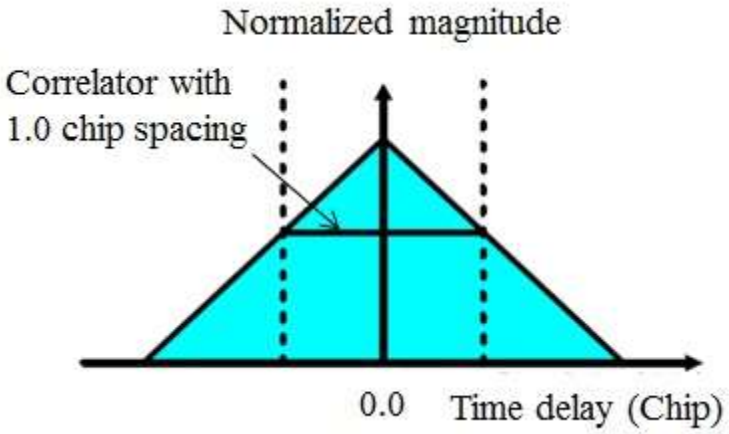


図 3-16 直接波だけを受信した時の相関波形[3-19]

図 3-17 に,直接波と反射波を受信したときの相関波形を示す.マルチパス波受信時の遅延誤差は,直接波だけから生成される相関ピーク(縦軸)と,コリレータ間隔(Late 相関波形と Early 相関波形の間隔)中点との差(Pseudorange Error)に相当する.コリレータ間隔はパラメータとして任意に与えられる.マルチパス波相関波形(赤線)は,直接波(青三角)と比べ,波形がひずんでいる.

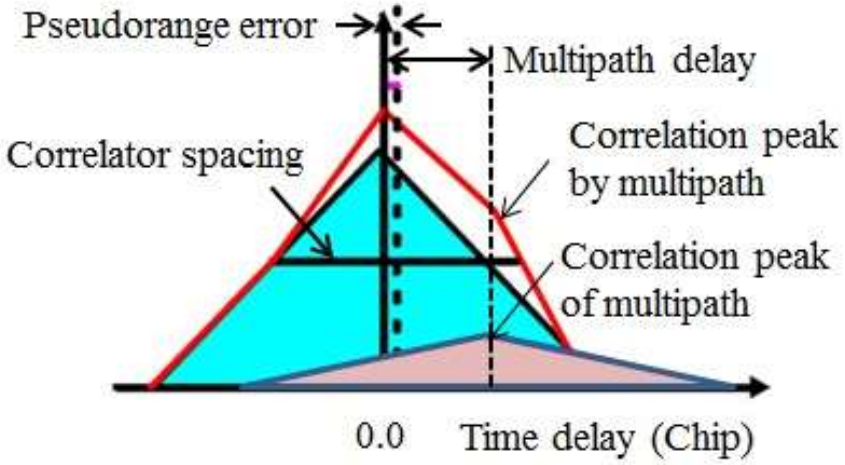


図 3-17 マルチパス波を受信した時の相関波形[3-19]

3.2.3.4 レイトレーシング法を用いた位置精度推定

シミュレーションを用いて,任意の時間における自車位置を推定するには,衛星軌道モデルから算出される衛星の位置座標と,自車位置の周辺における 3 次元地図モデル,及び衛星から受信点までの信号伝搬モデルなどの情報が必要となる.図 3-18 は市街地において,衛星からの GPS 信号を受信するときの伝搬経路モデルの原理図である[3-16],[3-23].

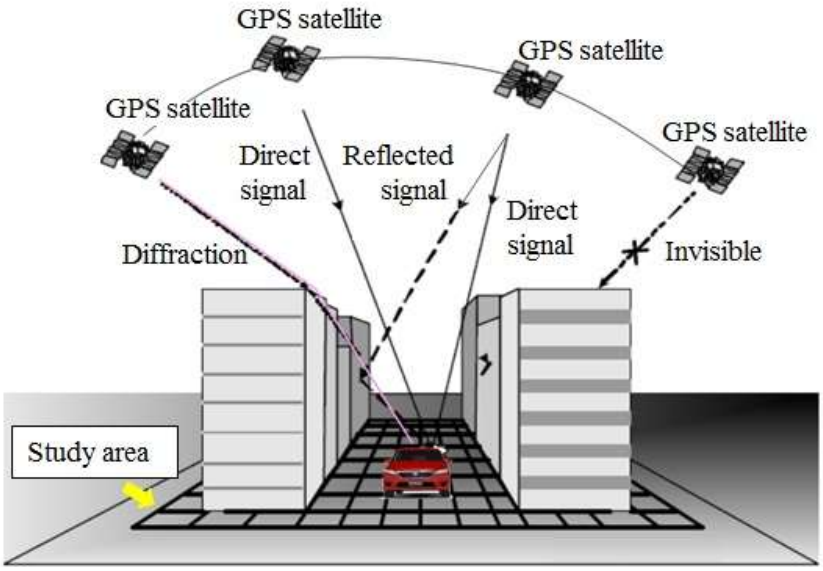


図 3-18 信号伝搬路モデル(直接波, 反射波, 回折波を含む)
[3-16], [3-23]

次に本手法に用いたシミュレーションモデルについて説明する.

(1)衛星の軌道モデル：インターネットで配信しているケプラー軌道要素（YUMA, NORAD　two-line element set）を使って, ケプラーモデルに基づいた軌道計算により衛星の位置座を推定する.

(2)3次元地図モデル：平成16年作成「東京都縮尺1/25000地形図」の建物3D建物データを用いた. 平面位置精度は±1.75(m), 標高精度は0.66(m)である.

(3)信号の伝搬モデル：上述の 3 次元地図モデルとレイトレーシング法を用いて, 衛星位置から受信点までのGPS信号の伝搬経路を計算する.

GPS信号を用いた伝搬経路の解析は, 文献[3-16], [3-18]に報告があり, これらを参考にした. 図 3-18 から自車を取り巻く周辺の環境によって, 衛星からの到来波が直接受信できる場合, 建物などに反射してくる場合, 建物のエッジなどで回折する場合, 及びこれらの到来波が組み合わさって受信する場合などが想定できる. このためシミュレーションを用いるときは, 受信点における到来波の受信状態を判定することが重要になる. 反射波の判定には, 可視衛星から受信点に到来する直接

波の伝搬距離を基準にして，任意の到来波が受信点に到来するときの伝搬距離，及び信号の大きさにより反射波の有無を決定する．実際の信号は多重反射するが，2 回以上の反射は減衰が大きいため位置精度への影響は小さい．従って，1 回反射だけとして信号減衰率は 30(%)と仮定した[3-25]．回折波の判定には，入射波の一部が建物のエッジなどにぶつかり回折されるナイフエッジ Knife-edge 効果を用いる[3-26]．Line of Sight (LoS) の仰角を少し変化させるだけで非可視になる可視衛星，および逆に可視になる非可視衛星からの到来波を回折波と定義する．衛星からの受信状態(直接波，反射波，回折波など)を調べるため，自車から半径 300m 以内にある建物を解析対象にした．

3.3　まとめ

3 章では地上系ワイヤレスメディアの評価手法において，無線端末の開発例を示し，先行研究の動向と課題について述べた．これより，車の地上系ワイヤレスメディアの評価手法としては Two-Stage 法を適用することによって，広い周波数にわたるメディアの車載受信特性の評価が可能となり，再現性ある評価手法が構築できることが分かった．また，Two-Stage 法の性能を決定するフェージングエミュレータの性能検証により，任意の電波環境特性の生成が可能であることを確認できた．このため，本研究では Two-Stage 法を用いた車載受信特性の評価手法を選んだ．

衛星系ワイヤレスメディアである GPS に関する評価手法の先行研究の動向と課題について述べた．この課題に対する解決手法として，本研究では，高精度位置計測システムの車載化により自車位置における基準座標を作った．また，この基準座標を基にして，3D 地図とレイトレーシング法を用いたシミュレーションによる位置精度の推定，及び実証実験による検証について述べた．すなわち，シミュレーションと実証検証に対して，時刻と場所，及び基準座標などの条件を一致させることにより，それぞれの測位誤差を低減させることが可能となった．

上述の Two-Stage 法を適用した，車載 FM 受信機の受信特性評価，及び GPS に関する提案手法を用いた測位率と位置精度の評価については，第 6 章で述べる．

第 4 章

仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法

4.1　MUSIC 法を用いた到来波推定法の原理

Two-stage 法の重要な課題は，実際の伝搬環境を計算機上に生成することである[4-1]．従って，実証実験などによって，実際の伝搬環境特性を正確に推定できる到来波の推定技術が不可欠である．従来から到来波方向の推定については多くの報告があり，最も基本的な方法としてフーリエ変換と同じ原理であるビームフォーミング法(Beam-forming)がある[4-2]．遅延時間の測定法としては，フーリエ変換法(周波数掃引法)や，M 系列など PN (Pseudo Noise) 符号の鋭い自己相関特性を利用した測定法(パルス圧縮法)などがある[4-3]．しかしながら，前者は分解能が低い，後者は特別な測定装置を必要とするなどの課題がある．いずれの方法も，到来方向と遅延時間の分解能が十分ではなく，さらに，これらを同時に推定できない課題がある．これに対して Multiple Signal Classification (MUSIC 法と呼ぶ)は到来方向と遅延時間の分解能が良く，同時に推定できる特長がある．
このため本研究では MUSIC 法を採用した．

4.1.1　MUSIC 法を用いた到来方向の推定原理

MUSIC 法はアレーアンテナの特性を利用している[4-4], [4-5].
図 4-1 に基本的な等間隔リニアアレーアンテナを示し，到来方向に関する推定原理を述べる．このアレーアンテナはアンテナ素子数を M 個，アンテナ素子間隔を d とし，各アンテナ素子は無指向性で，受信特性は全て等しいとする．到来波は角度 θ の方向から平面波として入射したと仮定する．

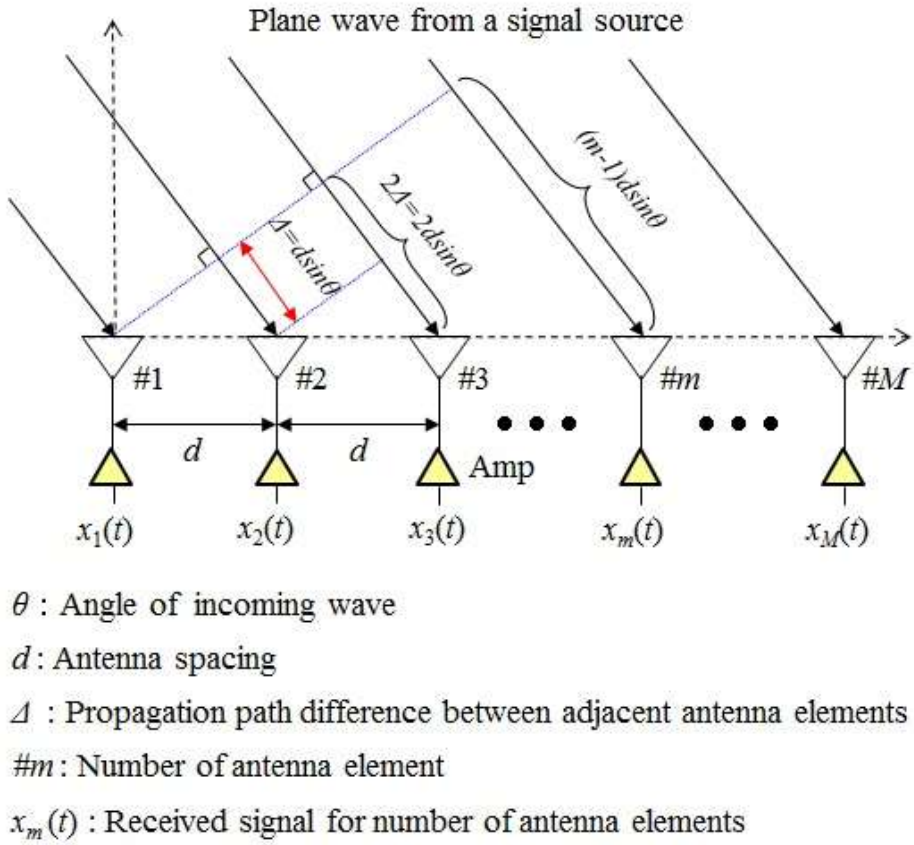


図 4-1 等間隔 M 素子リニアアレーアンテナ[4-1]

ここで，アンテナ素子#1 の受信信号 $x_1(t)$ を基準にとると，空間的なアンテナ素子の配置より，隣り合ったアンテナ素子では伝搬路に $d\sin\theta$ の距離差が生じる．従って，C_0 を電波の伝搬速度とすると，m 番目のアンテナ素子では(4-1)式のように τ_m だけ時間が遅れて受信される．

$$\tau_m = (m-1)\, d\sin\theta / C_0 \tag{4-1}$$

ここで，到来波の波長を λ ,周波数を f とすると，
$C_0 = f\lambda$ の関係があり，これを(4-1)に用いると (4-2)式が得られる．

$$\tau_m = (m-1)\, d\sin\theta / f\lambda \tag{4-2}$$

従って，m 番目のアンテナ素子の受信信号 $x_m(t)$ は，アンテナ素子#1 の受信信号 $x_1(t)$ を用いて(4-3)式で表すことができる．

$$x_m(t) = x_1(t - \tau_m) \tag{4-3}$$

実際の放送波は(4-2)式のような単一周波数ではなく，占有帯域幅 Bw を有する．しかし，狭い占有帯域幅のときは帯域内の位相の変化がないと考えられ，単一周波数と同様な扱いができる．
また，MUSIC 法を使った到来方向の推定原理は，アレーアンテナの指向性パターンにおいて，ヌル点が鋭い指向性をもつため，このヌル点の指向性を使って到来波を探査すれば，到来方向の正確な推定が可能になると解釈できる．

4.1.2　MUSIC 法を用いた遅延時間の推定原理

到来方向の推定が図 4-1 に示した空間に配置したアレーアンテナを用いるのに対し，遅延時間の推定は仮想的な周波数アレーを用いる[4-4], , [4-5], [4-6]．図 4-2 に周波数アレーの概念図を示す．
到来方向の推定では，図 4-1 のアンテナ素子#1 の受信信号 $x_1(t)$ を位相基準として定めた．これに対して遅延時間推定は，放送局からの直接波の到達時間を基準として定める．又，仮想周波数アレーは，放送波の周波数占有帯域幅 B_w を利用する．例えば，図 4-2 から占有帯域幅 B_w を一定間隔 Δf で M_f 個に分割すると，仮想周波数アレーの数は M_f 個になる．従って，周波数領域のデータを Δf の等間隔でサンプリングすると，推定可能な最大遅延時間 τ_{max} は，サンプリング定理により，

$$\tau_{max} = 1/\Delta f = M_f / B_w \tag{4-4}$$

となる．全てのアンテナ素子数が M 個で構成するアレーアンテナの長さが，送受信点間の距離に比べて無視できるときは，各アンテナ素子で検出する遅延時間は等しいと考えられる．従って，遅延時間の推定は，例えばアンテナ素子数の m 番目に位置するアンテナ素子を使って遅延時間を推定する．遅延時間の推定は，到来方向の推定と同じアルゴリズムが適用できる．

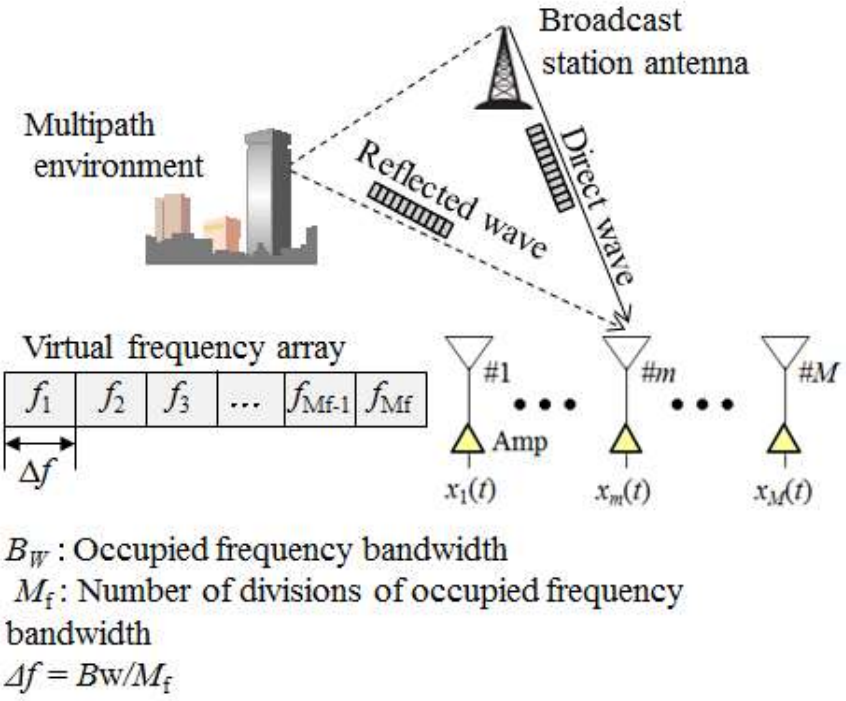


図 4-2 仮想周波数アレーアンテナの概念図[4-1]

4.1.3 SSP と MSSP の原理

本研究で想定している伝搬環境は，同一放送波を波源とするマルチパス環境であるため，到来波は互いにコヒーレントなマルチパス波となる．特に全ての到来波がコヒーレントの場合ばランク 1 となる．
従って，MUSIC 法のように固有値展開を用いる手法では，信号の固有値は 1 つしか現れない．このため，1 波の到来波を受信したようになり，正しい到来波の数と到来方向を推定できない課題がある．

上述の課題を解決する手法として SSP と MSSP[4-7], [4-8]がある．これらの目的は，ランク 1 に縮退した状態をフルランクに回復させることである．SSP の原理は，コヒーレント波の位相関係は受信位置で異なるため，受信点を平行移動させて相関値を求めると，その平均効果により相互相関値が低下し，コヒーレント波を分離できるというものである．通常は，物理的にアレーアンテナを動かさず，全体のアレーから同じ配列を持つサブアレーを複数個取り出し，それからの相関行列を平均する方法をとる．図 4-3 に M 素子リニアアレーから K 素子サブアレーを，1 個ずつ素子をずらしながら N (=$M - K + 1$) 個取り出している様子を示す．ここで到来波の数を L 個とすると，SSP を使って正確な

推定を行うために必要なランク回復条件は,

$$N = M - K + 1 \geqq L \tag{4-5}$$

MUSIC の適用条件として

$$K \geqq L + 1 \tag{4-6}$$

である. 従って, 上の二つの不等式より

$$M = N + K - 1 \geqq L + K - 1 \geqq 2L \tag{4-7}$$

となり, SSP を使って正確な到来波の数を推定するには, 到来波の 2 倍の数のアンテナ素子数が必要になる欠点がある. SSP の改良法として MSSP が考案された. MSSP は前進と後進方向の 2 つの平均化処理が特長であり, MSSP のランク回復条件は空間平均の要素数が $2N$ となるため(4-8)式になる.

$$2N \geqq L \tag{4-8}$$

従って, $K \geqq L + 1$ より

$$M = N + K - 1 \geqq L/2 + L \geqq 3/2L \tag{4-9}$$

となり, MSSP は SSP よりも少ないアンテナ素子数で, 優れた相関抑圧効果を有する.

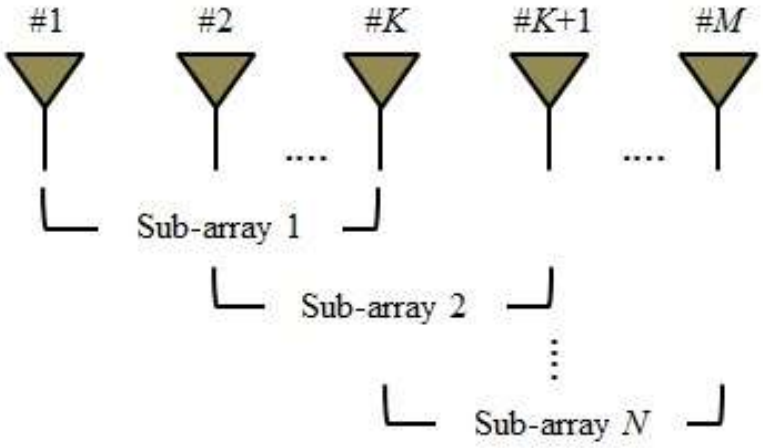


図 4-3 K 素子サブアレーと M 素子リニアアレーアンテナの関係[4-1]

4.1.4　MUSIC 法の技術課題

FM 波などの低い周波数に MUSIC 法を応用させる場合，下記(1)-(4)に示す課題から容易ではなかった．

(1)アレー素子数が多くなり，長いアレーアンテナが必要となる．
(2)アンテナ素子間隔を狭くすると電磁結合が強くなりアンテナ指向性が劣化する．
(3)各アンテナ素子と能動素子のバラツキのため，長い補正時間を必要とする．
(4)事前にアレーの数を決定するため，相関抑圧を作り出すサブアレー数の自由度が少なく，マルチパス波の分離性能に制限がある．

4.2　仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法

MUSIC 法の課題を解決するため，唐沢らは仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法を開発し，実際の受信環境において地上デジタル放送波の到来波の数，到来方向，遅延時間を同時に推定して報告した[4-9], [4-10]．しかしながら，この手法はデジタル放送波を始めとした，振幅と周波数の変化がなく、広い占有帯域幅を有する線形システムへの適用に限られていた．また，市街地におけるマルチパス波の分離性能については論じていなかった．このため本研究では，アナログ FM 放送

波などの非線形システムへの適用を可能とした，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法を開発して報告した[4-11]．また，この手法はアレー素子数とサブアレー素子数の組み合わせを任意に作れることから，市街地におけるマルチパス波の分離性能を改善できる可能性がある．

本節では，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法の原理と構成，FM 波に適用する場合の課題と対策，及びアレーアンテナを用いた MUSIC 法の特長について述べる．さらに，MUSIC アルゴリズムの動作検証として，PC 上に到来方向と遅延時間に関するシミュレーションモデルを作成し，このモデルを使った MUSIC 法の推定結果と比較した．これにより MUSIC アルゴリズムの動作検証をした．

4.2.1　原理と構成

図 4-4 に RF レコーダと SSP と MSSP 及び MUSIC 処理を組み合わせた仮想アンテナアレーによる到来波推定法の原理を示す[4-12], [4-13].

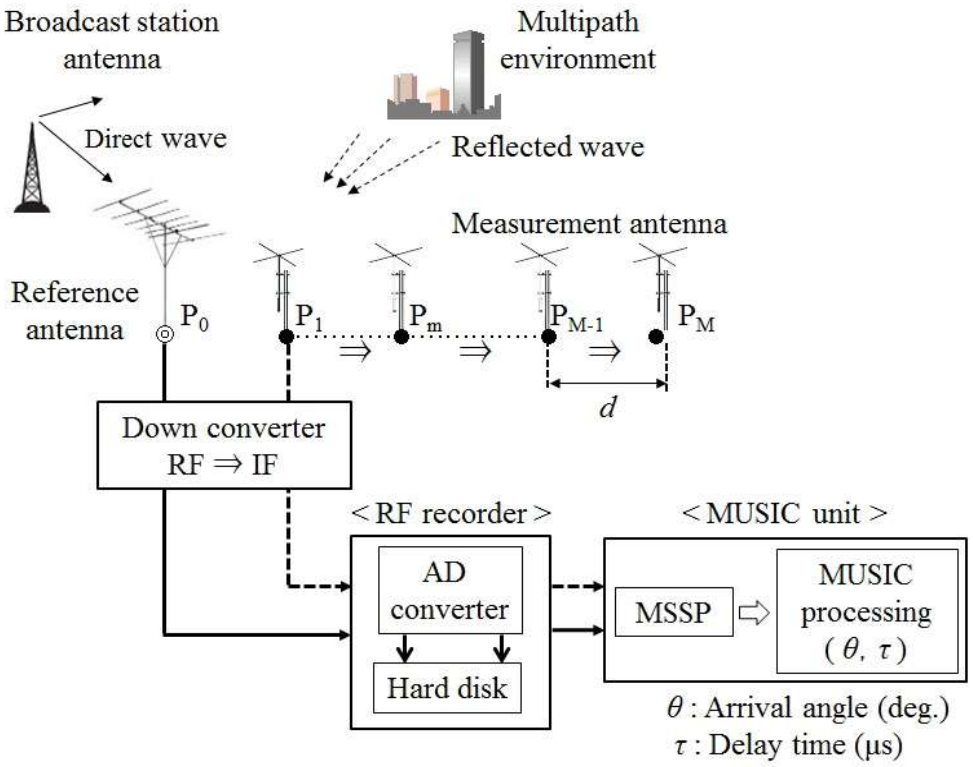


図 4-4 仮想アレーアンテナを用いた MUSIC-MSSP 法の構成図[4-1]

基準信号には高い Signal to noise ratio(SNR)を必要とするため，受信環境の良い見通し地点 P_0 に基準アンテナを固定し，基準信号である直接波を受信する．直接波は放送局の方向から到来するため，事前に直接波の方向が分かる．従って，基準アンテナにはアンテナ利得の大きい 5 素子八木アンテナなどを使い，実験によって高い SNR が得られるようなアンテナ方向とアンテナ位置 P_0 を決定する．

被測定アンテナは，全方向からの到来波を受信する必要から，無指向性を有するクロスダイポールアンテナを使い，地点 P_1 において被測定信号を受信する．被測定アンテナは間隔 d で移動させ，同時に基準信号と被測定信号を RF レコーダに収録してく．これより基準信号に対する被測定信号の位相と振幅情報を取得できる．従って，RF レコーダからのデータ再生時には，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法は，従来のアレーアンテナを使った MUSIC 法と等価な手法になる．

また仮想アレーアンテナの長さ P_1-P_M が，送受信点間の距離に比べて無視できる場合は，P_1 から P_M までの地点において，どの地点で遅延時間を測定してもほぼ同じ結果が得られる．従って，任意の地点 P_m における受信信号だけを使って，遅延時間の推定ができる．

さらに，RF レコーダに収録したデータをオフラインで SSP 及び MSSP 処理をすれば，コヒーレントな到来波の分離を可能にし，正確な到来方向と遅延時間の推定が実現できる．従って遅延時間推定は，到来方向の推定と同じアルゴリズムが適用できる．

4.2.2　FM 波に適用する場合の課題と対策

FM 放送における受信機の特徴として，平坦な周波数特性の雑音を受信した場合，周波数の高い成分ほど大きな復調出力になる性質があり，例えば音声の周波数成分は 0.5～1(kHz)程度をピークとし，それより高い周波数成分では周波数に反比例して小さくなるという特徴がある．従って，送信局側では変調信号のうち高い周波数成分を強調して変調し(プリエンファシスと言う)，受信機側では高い周波数成分を減衰して(ディエンファシスと言う)復調すれば，等価的に SNR の良い復調信号が得られる．図 4-5 は送信局におけるプリエンファシス特性，及び受信機におけるディエンファシス特性を示したものであり，総合的な周波数特性を平坦にし，等価的な SNR の改善を行っている[4-14], [4-15].

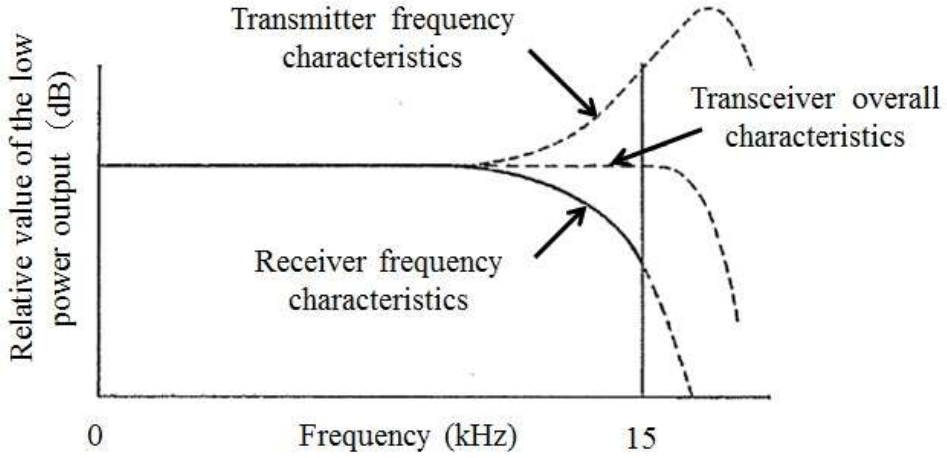


図 4-5 FM 放送のエンファシス特性[4-1]

上述より，FM の送信周波数は高域と低域の S/N 比が異なる特性を有する．従って，送信周波数の占有帯域幅を周波数アレーとして利用する MUSIC 法の遅延時間推定には，このままでは FM に適用できない課題があった．上述の課題を解決するため，基準信号と被測定信号の相関をとることにより，FM 放送局の送信周波数特性の影響を排除した周波数アレーを実現することができた．

図 4-6 に基準信号と被測定信号の相関ブロック図を示す[4-12], [4-13].

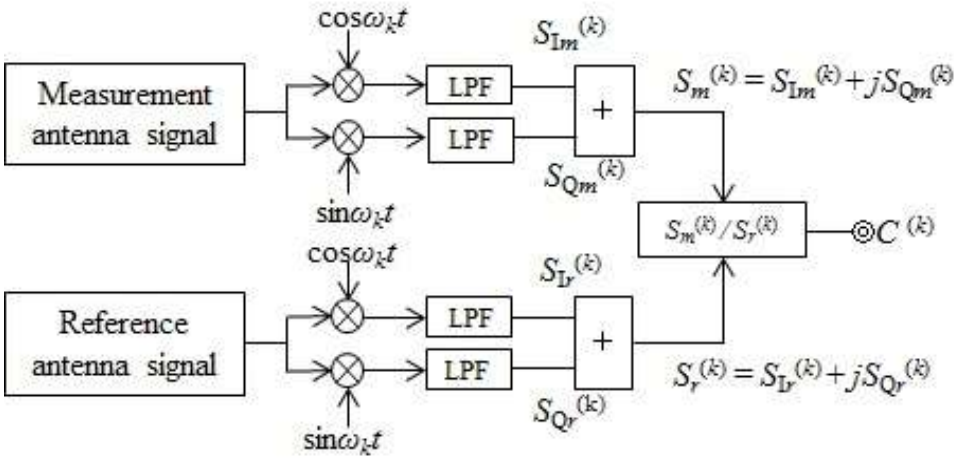


図 4-6 基準信号と被測定信号の相関ブロック図[4-1]

4.2.3　仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法の特長

MUSIC 法は多くのアンテナをアレー状に並べて到来波推定をするため，能動素子を含めた各アンテナ素子の性能変動が推定精度を劣化させる．このため，この性能補正には長時間のキャリブレーションを必要とする課題があった[4-16]．また，正確な到来方向の推定には，アンテナ間隔を適切な間隔にする必要があるが，各アンテナ間の電磁結合によりアンテナ指向性がひずみ，到来方向の推定精度が劣化する課題もあった．これらの課題に対して，本研究に用いる仮想アレーアンテナ方式は，基準アンテナと被測定アンテナの二本構成であるため，長時間のキャリブレーションが不要になり，またアンテナ間隔も物理的な制約を受けない構成であるため，アンテナ指向性がひずまない特長を有する．

さらに，市街地におけるコヒーレントな到来波についても，仮想アレーアンテナ方式に MSSP を応用することによって，アレー素子数とサブアレー素子数の組み合わせを任意に作り出せるため，従来のアレーアンテナ方式に比べて 実環境に適した分離性能の最適条件を見つけ出せる．従って，FM 放送波の電波環境において正確な到来波推定が実現できる．

一方，基準アンテナによって直接波が受信できない場合は，被測定アンテナに関する位相と振幅レベルの基準が作れないため，到来波の方向と遅延時間の推定は難しい．また，基準アンテナは被測定アンテナに比べアンテナ利得が大きく，基準アンテナで直接波を受信できない場合は，被測定アンテナを使っても直接波を受信できない．

4.3　MUSIC アルゴリズムの動作検証

本研究における仮想アレーアンテナ方式を用いた MUSIC アルゴリズムの動作検証を行うため，実環境の受信点において，基準アンテナを用いて雑音を含んだ基準信号を RF レコーダに収録した．この収録データを使って，PC 上に仮想的な直接波，及び任意の方向と遅延時間を有す反射波を作成して，仮想的マルチパス伝搬環境をモデル化した．この仮想伝搬環境モデルを用いて，装置に組み込まれた MUSIC アルゴリズムの動作検証を行った.[4-1]

4.3.1　到来方向の動作検証

表 4-1 に到来方向の検証に用いた仮想電波環境モデルを示す.

表 4-1 DOA 検証用の仮想電波環境モデル

Incoming Wave	Arrival Angle (deg.)
(A_D) Direct Wave	0
(A_1) Reflected Wave	-30
(A_2) Reflected Wave	60

DOA : Directional of Arrival

(A_D) が基準となる直接波, (A_1)と(A_2)はそれぞれの到来角における反射波であり, 直接波と 2 波の反射波が存在する 3 波の仮想電波環境モデルとした.

図 4-7 に MUSIC 法を使った到来方向に関する推定結果を示す.
到来角-29(deg.)にピーク (A_1), 到来角 0(deg.)にピーク (A_D), 到来角 64(deg.)にピーク (A_2) の 3 波の到来波が確認できる. これより, 図 4-7 の到来角と表 4-1 の到来角がほぼ一致していることが分かり, 仮想アレーアンテナ方式を用いた MUSIC アルゴリズムの動作検証ができた.

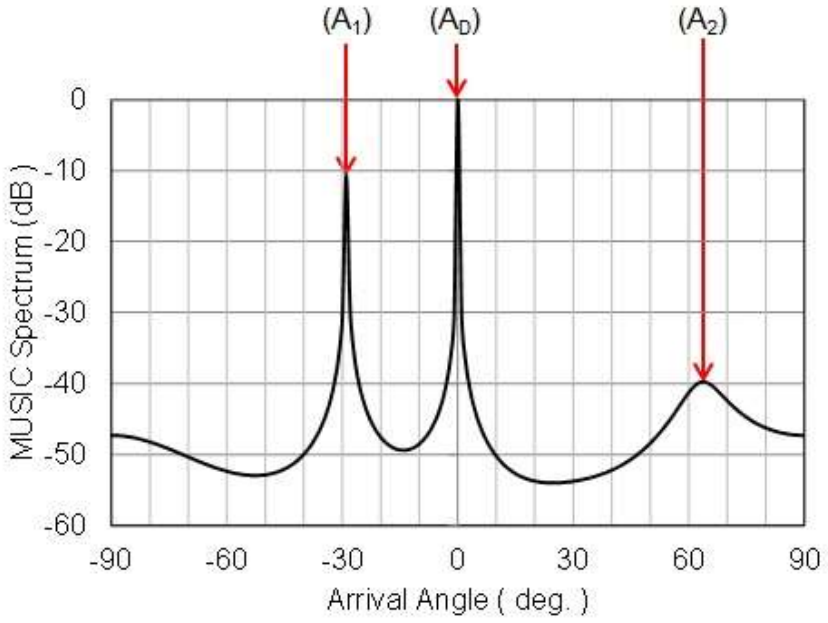


図 4-7. 仮想電波環境モデルを用いた DOA 推定[4-1]

4.3.2　遅延時間の動作検証

表 4-2 に遅延時間の検証に用いた仮想電波環境モデルを示す. (T_D) が基準となる直接波, (T_1)と(T_2) はそれぞれの遅延時間における反射波である. 3 波の仮想電波環境モデルとした.

表 4-2 TOA 検証用の仮想電波環境モデル

Incoming wave	Delay Time (μs)
(T_D) Direct Wave	0
(T_1) Reflected Wave	7.5
(T_2) Reflected Wave	20

TOA : Time of Arrival

図 4-8 に上記仮想電波環境を使った遅延時間に関する MUSI 法の動作検証結果を示す. 遅延時間 0(μs) にピーク (T_D), 遅延時間 7.5(μs) にピーク (T_1), 遅延時間 20(μs) にピーク (T_2) の 3 波の到来波が確認できる. これより, 図 4-8 の遅延時間と表 4-2 の遅延時間が一致していることが分かり, 仮想アレーアンテナ方式を用いた MUSIC アルゴリズムの遅延時間に関する動作検証ができた.

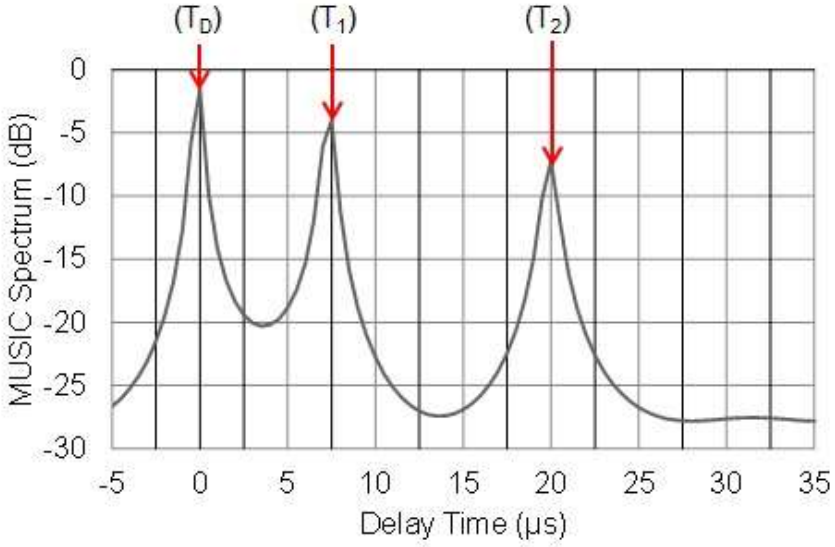


図 4-8. 仮想電波環境モデルを用いた TOA 推定[4-1]

4.4　まとめ

4 章では，高分解能な到来波推定法として用いられてきた MUSIC 法の原理と課題を述べた．この課題に対する解決手法として，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法を示し，手法の原理と構成，特長，及び動作検証について述べた．従来, MUSIC 法を使った FM 放送波への応用に関する報告がなかったが，基準信号と被測定信号の相関をとることにより，到来方向と遅延時間の推定に関する見通しが立った．
また, MUSIC アルゴリズムに関する動作検証として, PC 上に任意の到来方向と遅延時間を有するシミュレーションモデルを作成し，このモデルを使って MUSIC アルゴリズムの動作検証ができた．

第 5 章

仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法の到来波推定に関する実験結果

実際に到来波推定を実施した場所として，披露山公園(逗子)，Bakersfield(US)，及び東京海洋大キャンパスを選んだ．其々の受信点において，仮想アレーアンテナ方式を用いた MUSIC 法により，マルチパス環境における到来波の方向と遅延時間を推定し，本手法の有効性を検証した[5-1], [5-2], [5-3]．市街地における到来波の分離性能に関する，相関抑圧処理の効果を比較するため，①SSP の適用なし，②SSP の適用あり，③MSSP の適用あり，これら 3 つの場合に分けて比較した．さらに，3D 地図とレイトレーシング法を用いて，実際の市街地の受信環境をモデリングし，到来方向に関する数値計算を実施し実環境における MUSIC 法の推定精度を検証した．

5.1　披露山公園(逗子)における実験結果

披露山公園(逗子)における放送波は，コヒーレントなマルチパス波と考えられる．本節においては相関抑圧の前処理として SSP を適用した[5-1], [5-4].

5.1.1　受信環境と受信波の諸元

本節では，受信所望波として円海山の FM 放送局（神奈川県逗子市）から送信されている NHK-FM 81.9(MHz)を使った．受信測定点は逗子市の 披露山公園で，送受信点間の直線距離は約 7.6km で，送信点から直接波が受信できる標高約 80m の位置にある．基準信号として高い SNR を必要とするため，直接波ができるだけ受信できるように 5 素子八木アンテナを用い，高い SNR が得られるように実測しながら，所望の受信点を探して決定した．被測定アンテナには無指向性を有するクロスダイポールアンテナを使い，三脚台に設置して可搬できる構造にした．図 5-1 は送信点から受信点までの 2D 地図と 3D 地図を組み合わ

せたものである．この地形図の情報から，送受信点間は見通し伝搬環境であると考えられる．

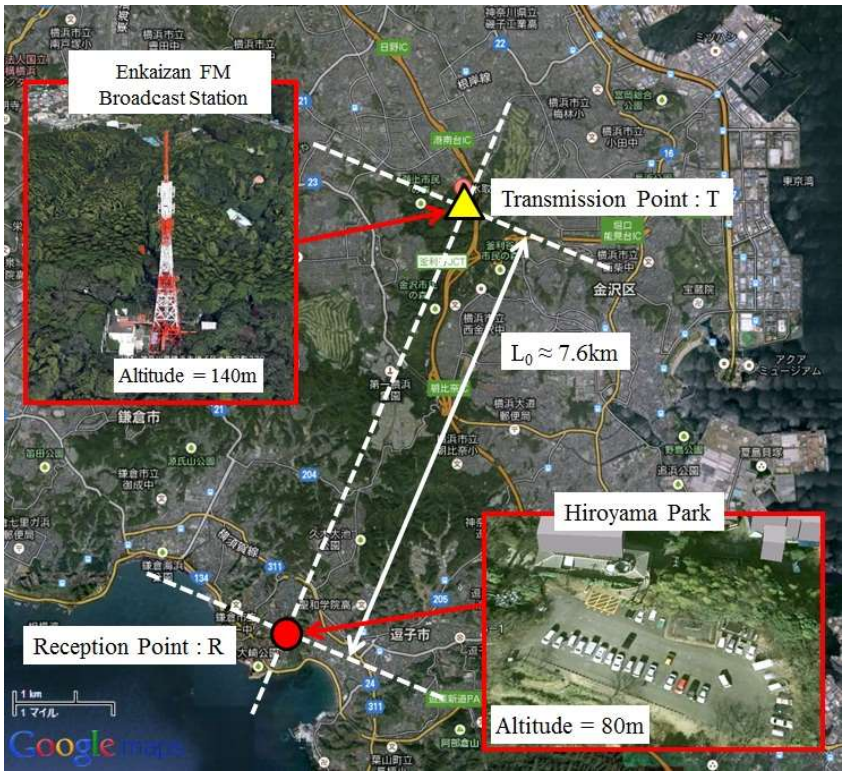


図 5-1 円海山送信局と披露山公園受信点の地形図[5-1]

5.1.2 受信データの取得環境

データの取得に関しては，本研究手法の原理構成である第 4 章の図 4-4 に従った．受信所望波の中心周波数が 81.9(MHz)であるため，被測定アンテナの移動間隔 d は，1/4 波長である 0.916m とした．仮想アレーアンテナの数は，収録信号に対して空間平均法を適用すること，及び五波の到来波を推定することを考慮し m=11 個 （直接波方向に対しほぼ直角となる直線上）とした．このため，被測定アンテナを 1/4 波長間隔で 11 点移動させた．被測定アンテナの信号（被測定信号）の収録は，全ての移動点 (移動点の位置：X_1, …, X_m) について行い，各位置で受信した信号を 1(MHz)の IF 信号に変換して，これを RF レコーダに収録した．サンプリング周波数は 5(MHz)で，収録時間は被測定アンテナの位置ごとに 10(s)とした．このときの基準アンテナで受信する基準信号は，被測定信号と併せて収録した．

5.1.3　到来方向に関する SSP の結果

図 5-2 は到来波の方向に関する空間スペクトルである．本節では，送信点から受信点を結ぶ直線を到来角 0(deg.)の基準にして，時計回り方向からの到来波を正とおき，反時計回り方向からの到来波を負とおいた．図 5-2 から，3 波の到来波が確認でき，最も大きなスペクトルである到来角 -2(deg.)にピーク (0) の直接波があり，到来角-53(deg.)にピーク (2)，到来角 26(deg.)にピーク (3) の反射波があることが分かる．直接波の到来角を基準の 0(deg.)に補正すれば，ピーク(2) の到来角は -51(deg.)，ピーク(3)の到来角は 28(deg.)になる．

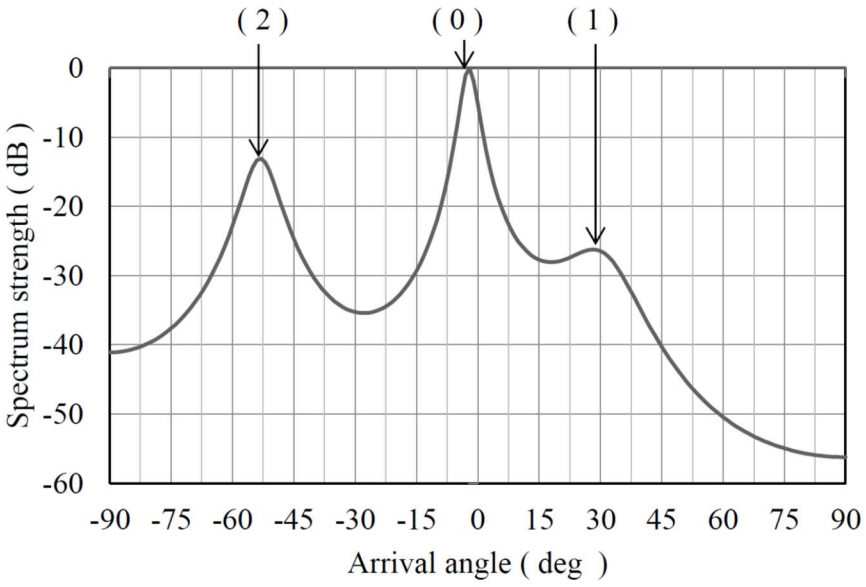


図 5-2 披露山受信点における DOA 推定[5-1]

5.1.4　遅延時間に関する SSP の結果

図 5-3 は到来波の遅延時間に関する空間スペクトルである．2 波の到来波が確認でき，最も大きなスペクトルである 遅延時間-0.5(μs)にピーク (A) の直接波があり，遅延時間 3(μs) にピーク (B) の反射波の存在が分かる．直接波の遅延時間を基準にすると ピーク(B)の遅延時間 $\Delta\tau_d$ は 3.5(μs)となり，この時の遅延距離は 1.05km に相当する．

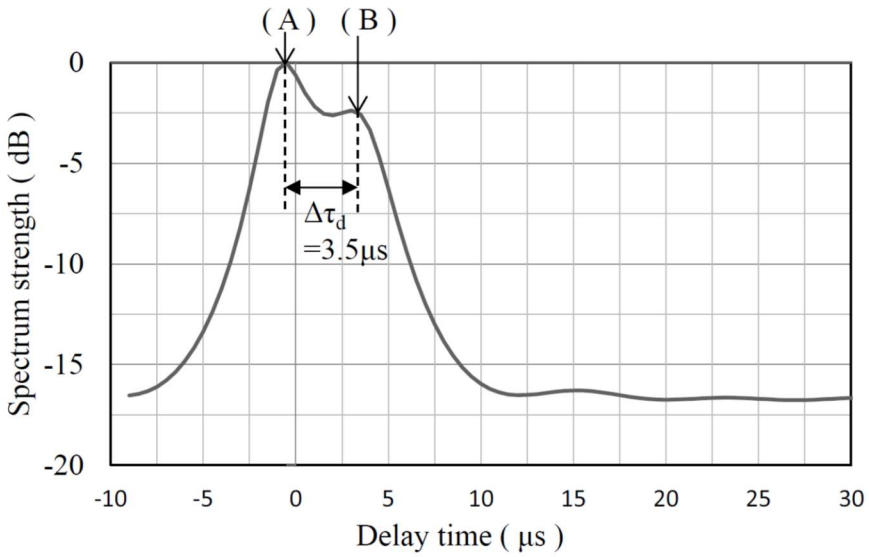


図 5-3 披露山受信点における TOA 推定[5-1]

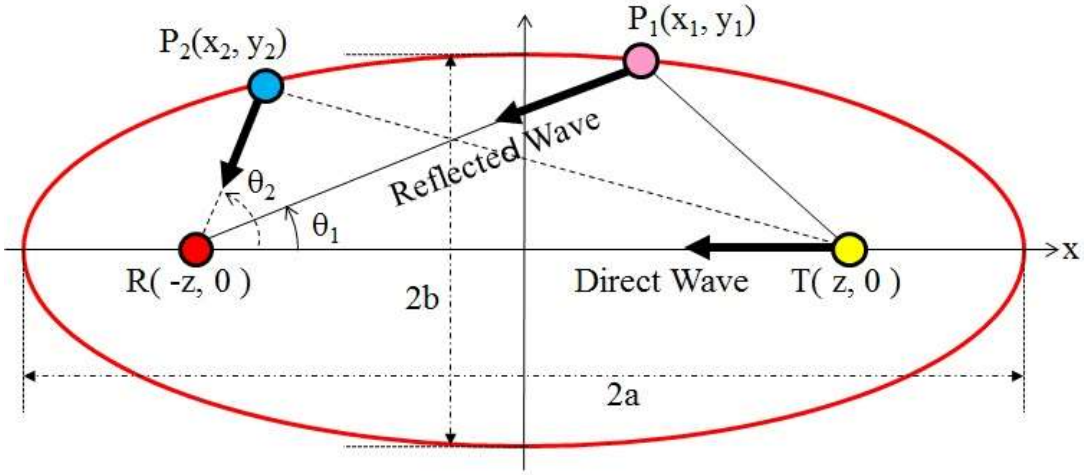
図 5-2 の到来方向の推定結果と図 5-3 の遅延時間の推定結果より，仮想アレーアンテナ方式を用いた MUSIC 法による披露山公園を受信点とした到来波推定の結果は表 5-1 になる．

表 5-1 披露山公園における到来波推定結果

Characteristics of Incoming Wave	Correction Value of Experimental Results		
Arrival Angle (deg.)	-51	0	28
Delay Time (μs)	3.5	0	3.5

5.1.5　披露山公園における到来波推定の結果

本研究では実際の放送波をサンプル信号として使っていること，到来方向と遅延時間が高精度に導出できることから，実環境下における反射源の推定が可能となる．例えば，実信号の解析により得られたマルチパス波が，1 回反射をして同じ遅延時間で到来したとする．このとき，図 5-4 に示すように，反射源 P (x, y) は送信点 T $(z, 0)$，受信点 R $(-z, 0)$ が焦点となる楕円の円周上に存在し，この円周上に存在する反射源から受信点に対して，例えば到来角 θ_1 と θ_2 で到来すると考えられる．$P_1 (x_1, y_1)$ と $P_2 (x_2, y_2)$ は，同じ遅延時間で，到来角 θ_1 と θ_2 から到来する二つの反射源の位置を示す[5-1], [5-5].



θ : Angle of the Incoming Wave, 2a : Major Axis of the Ellipse,
2b : The Minor Axis of the Axis,
L_0 : Straight Line Distance to the Transmitting Point T
from the Receiving Point R(L_0= 7.6Km),
ΔL : Path Length Difference with respect to the Direct Wave by τ
$\Delta L = C_0\tau$, C_0 : Speed of Light, τ : Delay Time,
Path Length RPT = 2a = ($L_0 + \Delta L$), $b = (a^2 - z^2)^{1/2}$, $z = L_0 / 2$,

図 5-4 同一遅延時間における反射源の特定[5-1]

図 5-5 は上述する解析手順に従って，遅延時間が 3.5 (μs)で遅延距離 1.05km の条件において，反射源 A 点と B 点を推定したものである．地形図から，反射源 A は鎌倉駅周辺で，この周辺には 6 階建ての建物があり，反射源 B には 10 階建てのマンションがあることを確認できる．これより，披露山公園で受信した FM 波はこれら建物の周辺から反射してくるマルチパス波と推定できる．

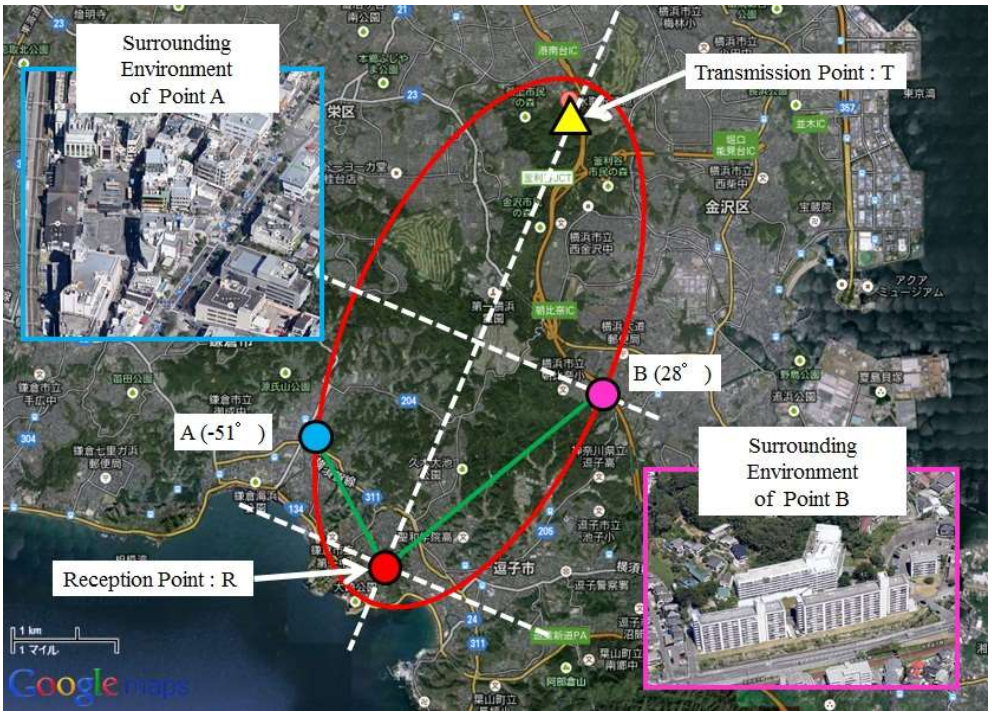


図 5-5 披露山公園における到来波推定の結果[5-1]

5.2 Bakersfield(US)における実験結果

Bakersfield(US)における放送波は，コヒーレントなマルチパス波と考えられる．本節においては相関抑圧の前処理として，(1)SPP の適用なし，(2)SSP の適用あり，(3)MSSP の適用あり，の 3 通りを実施してそれぞれのマルチパス波の分離性能を比較した[5-4], [5-6], [5-7].

5.2.1 受信環境と受信波の諸元

本節では，受信所望波として標高 339m の FM 放送局(KLLY)から送信されている周波数 95.3(MHz) を使った．受信点は緯度(35, 364519)，経度(-119, 068433)の Bakersfield 市内の公園である．送受信間距離は約 9km 送信点から直接波が受信できる位置にある．

図 5-6 は送信点から受信点までの地図，及び実験に使ったテスト車両の写真である．この地図から，送受信点間は見通し伝搬環境であると考えられる．基準信号として高い SNR が必要なため，基準アンテナには 5 素子八木アンテナを使い，高い SNR が得られるような場所に設置

した．現地の地図で放送局の位置を確認し，送信アンテナ方向に基準アンテナを向けて設置し，被測定アンテナは無指向性を有するクロスダイポールアンテナを使い車のルーフに設置した．それぞれのアンテナから得られる基準信号と被測定信号は，同軸ケーブルを使って，車に収納した Down Converter, RF レコーダ，及び MUSIC Unit に接続した．

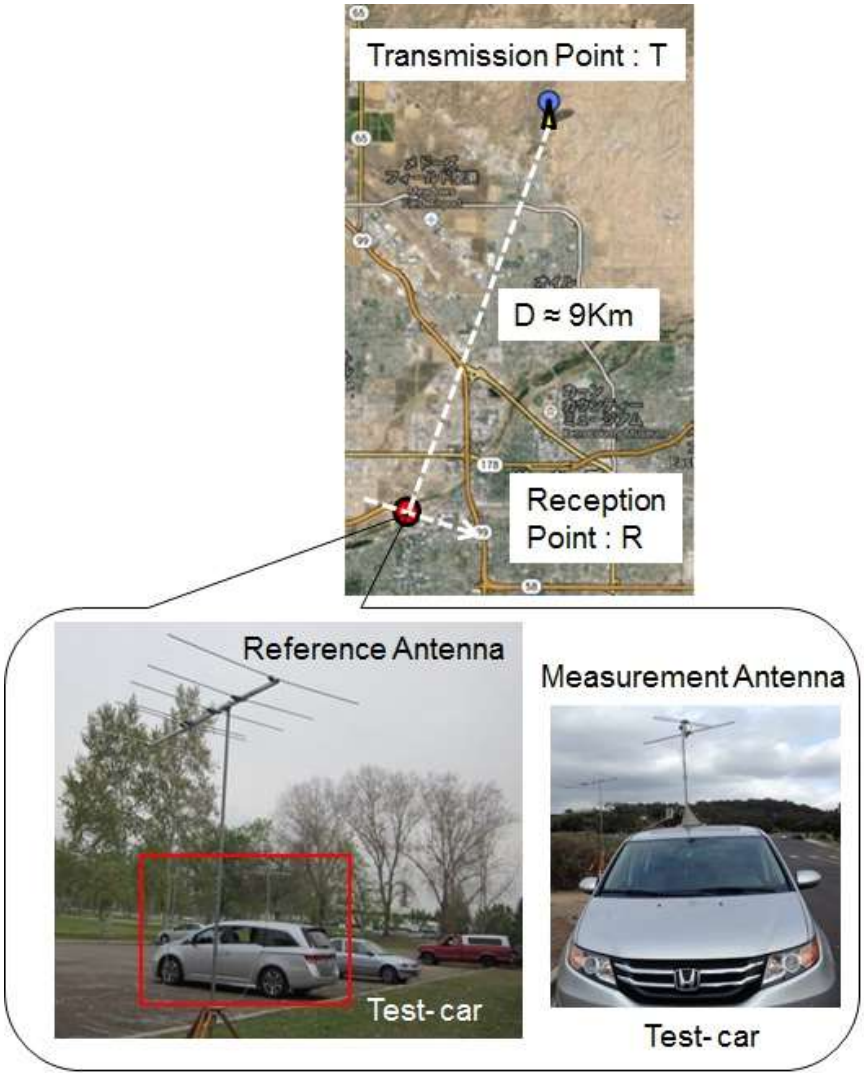


図 5-6 KLLY の FM-放送局と Bakersfied 受信点の地形図
及び受信点のテスト環境[5-2]

5.2.2　受信データの取得環境

受信データの取得に関しては，図 4-4 仮想アレーアンテナを用いた MUSIC-MSSP 法の構成図に従った．受信所望波の中心周波数は

95.3(MHz), 車のルーフに設置した被測定アンテナの移動間隔 d は, 1/4 波長(0.787m)とした. アレーアンテナの素子数 M は最大 24, 仮想周波数アレーの数 M_f は最大 25 とした. サブアレーの素子数 K と周波数サブアレーの素子数 K_f は, SSP と MSSP を適用する場合において任意に選べる構成にした. 被測定アンテナの移動方向は, 放送局の方向に対しほぼ直角となる直線上を移動させた. 被測測定アンテナの信号（被測定信号）の収録は, 全ての移動点（移動点の位置：$P_1, \ldots, P_M$）について行い, 各位置で受信した信号を 1(MHz)の IF 信号に変換して, これを RF レコーダに収録した. サンプリング周波数は 5(MHz), 収録時間は被測定アンテナの位置ごとに 10(s)とした. 基準信号は被測定信号と併せて収録した.
本節では, 送信点から受信点を結ぶ直線を到来角 0 (deg.) の基準にして, 時計回り方向からの到来波を正とし, 反時計回り方向からの到来波を負とした.

5.2.3 到来方向に関する SSP と MSSP の比較結果

到来波の数を 4 波と仮定し, 相関抑圧の前処理として, (1)SSP の適用なし, (2)SSP の適用あり, (3)MSSP 処理の適用あり, これら 3 通りについて到来方向に関する分離性能を比較した.
図 5-7 は到来方向に関する(1)SSP の適用なし, (2)SSP 適用あり, (3)MSSP の適用ありにおける MUSIC スペクトル特性である. この時のアレー素子数 M =15, サブアレー素子数 K =10 である. SSP の適用がない場合は、コヒーレントなマルチパス波を分離できず, SSP と MSSP を適用した場合は, いずれも 4 波の到来波を分離できていることが分かる. このため, SSP と MSSP は到来方向の相関抑圧として効果的であることが分かる. また SSP と MSSP に関し MUSIC スペクトラム特性を比較すると, MSSP の分離性能が良いことが分かる.

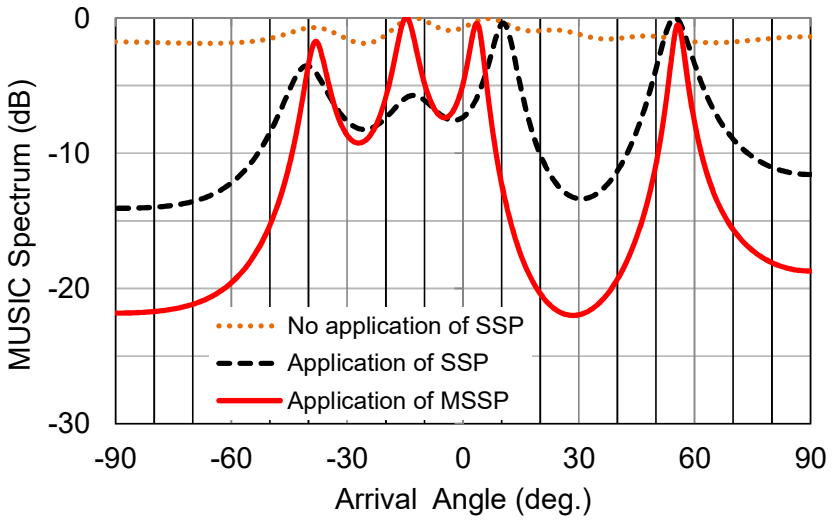


図 5-7 DOA 推定に関する SSP 処理と MSSP 処理の比較
(M=15, K=10)[5-2]

5.2.4 遅延時間に関する SSP と MSSP の比較結果

到来波の数を 4 波と仮定し，相関抑圧の前処理として，(1)SSP の適用なし(2)SSP の適用あり(3)MSSP 処理の適用あり，これら 3 通りについて遅延時間に関する分離性能を比較した．

図 5-8 は到来波の遅延時間に関する(1)SSP の適用なし，(2)SSP 適用あり，(3)MSSP の適用ありにおける MUSIC スペクトル特性である．この時の周波数アレー素子数 M_f=15，周波数サブアレー素子数 K_f=10 である．FM の占有帯域幅 Bw は，現地での測定から 200(KHz)である．従って，推定可能な最大遅延時間 τ_{max} は，(4-4)式から 75(μs)となる．また図 5-8 から，反射波は遅延時間 30(μs)以上から到来していないことが分かる．SSP の適用がない場合は、マルチパス波の分離ができない，SSP と MSSP を適用するとマルチパス波の分離ができることが分かる．従って，遅延時間推定においても SSP と MSSP に関して相関抑圧の効果があることが分かった．

SSP と MSSP に関する MUSIC スペクトラムを比較すると，MSSP は SNR に優れ分離性能が良いことが分かる．

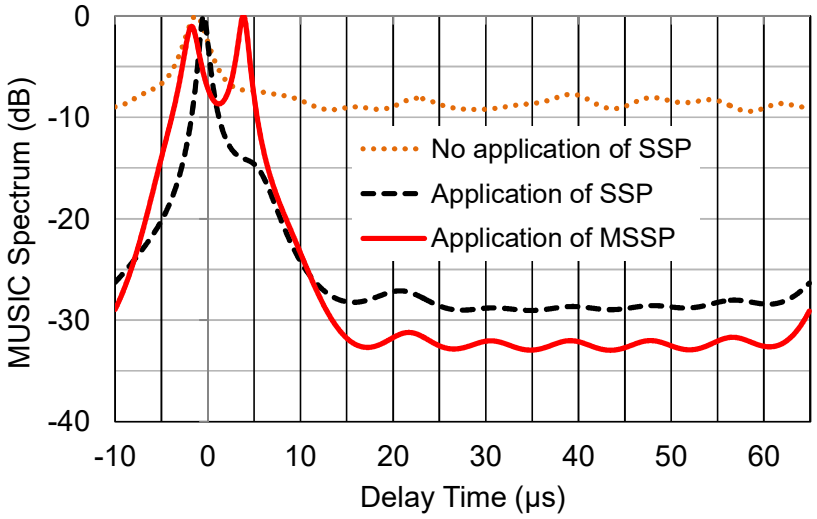


図 5-8 TOA に関する SSP と MSSP 処理の比較
(M_f=15, K_f=10)[5-2]

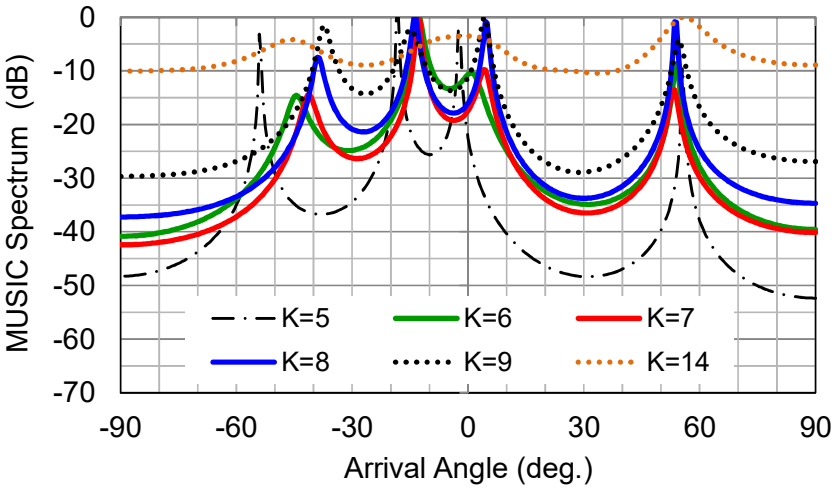
5.2.5　到来方向に関する MSSP の詳細推定の結果

5.2.3 に示した図 5-7 の結果から, MSS 処理はマルチパス波の分離性能に関して優れていることが分かった. 次に, 到来波の数を 4 と仮定し, MSSP を使って, 到来波方向の推定に関する詳細な解析をした.

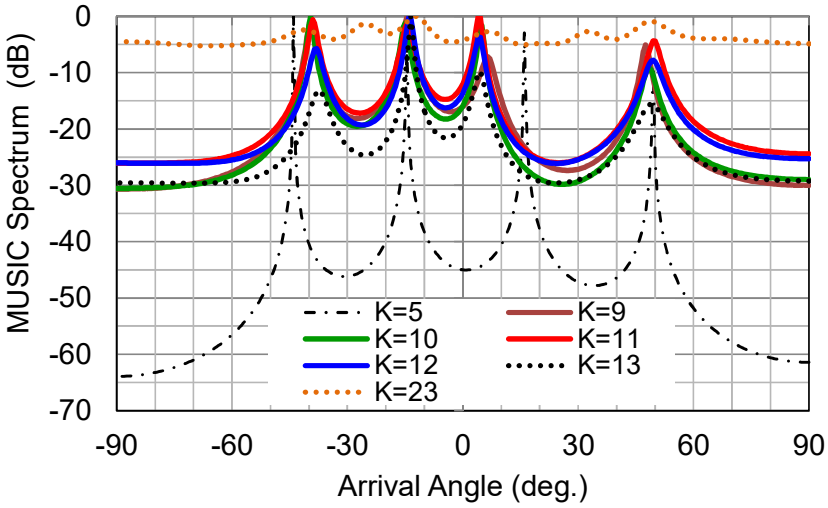
図 5-9-(a) にアレー素子数が M =15 の場合, サブアレー素子数 K の変化に対する到来方向の MUSIC スペクトラム特性を示す. サブアレー素子数が K =14 の場合は MSSP の適用がない状態に近くなり, コヒーレントな到来波の分離ができないことが分かる.

図 5-9-(b) にアレー素子数 M =24 の場合, サブアレー素子数 K の変化に対する到来方向の MUSIC スペクトラム特性を示す.

図 5-9-(a)に比べ, アレー素子数 M が増えているため, サブアレー素子数 K を増やしていくと, MUSIC スペクトラムが収束していることが分かる. 従って, 到来方向に関して相関抑圧をする場合, サブアレー素子数 K を増やしながら, 同時にアレー素子数を増やすことによって, 分離性能も向上し実環境に最適な条件を見出せることが分かる.



(a) M=15 のケース

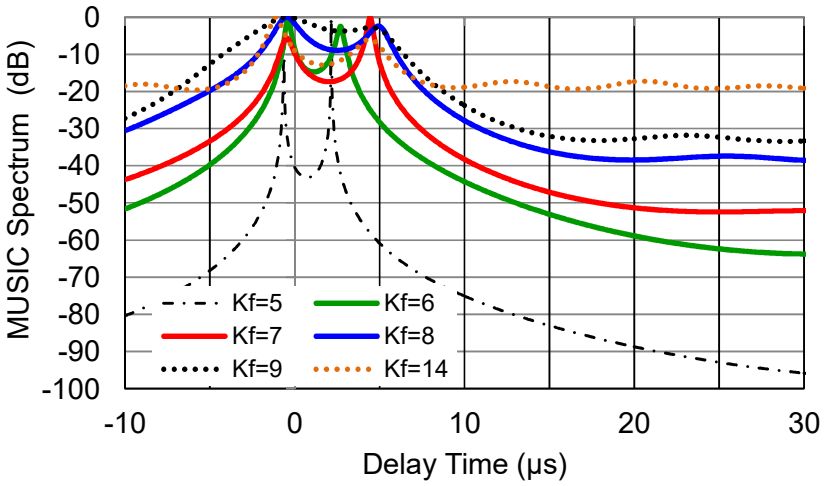


(b) M=24 のケース

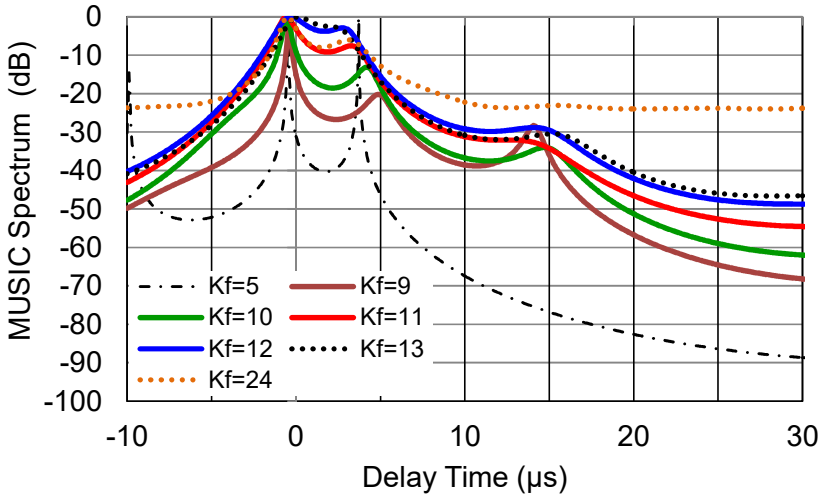
図 5-9 MSSP を用いた DOA 推定に関するサブアレー数の変化に対する MUSIC スペクトラム特性[5-2]

5.2.6 遅延時間に関する MSSP の詳細推定の結果

図 5-10-(a) に周波数アレー素子数 M_f =15 における周波数サブアレー素子数 K_f の変化に対する遅延時間の MUSIC スペクトラム特性を示す. 図 5-10-(b) に周波数アレー素子数 M_f =25 における周波数サブアレー素子数 K_f の変化に対する遅延時間の MUSIC スペクトラム特性を示す.



(a) M_f=15 のケース



(b) M_f=25 のケース

図 5-10 MSSP を用いた TOA 推定に関する
周波数サブアレー数の変化に対する MUSIC スペクトラム特性[5-2]

図 5-10-(a)と図 5-10-(b)を比べると，図 5-10-(b)は周波数サブアレー素子数 K_f を増やしていくと MUSIC スペクトラムが収束していることが分かる．従って，遅延時間に関する相関抑圧をするとき，周波数サブアレー素子数 K_f を増やしながら，同時に周波数アレー素子数 M_f を増やすことによって，実環境に最適な条件を見出せることが分かる．

5.2.7　Bakersfield における到来波推定の結果

図 5-11 は図 5-9-(b) において，サブアレー素子数 K=11 における到来方向の推定結果である．到来角 4(deg.)にピーク(A_D)の到来波があり，これは直接波と考えられる．本来，直接波は到来角 0 (deg.)にピーク(A_D)が現われるが，基準アンテナを送信アンテナ方向に向けて設置するときに，アンテナの設置誤差のため 4(deg.)ずれたためと考えられる．ピーク(A_1)，(A_2)，(A_3)は周辺の建物などから反射してくる反射波と考えられる．

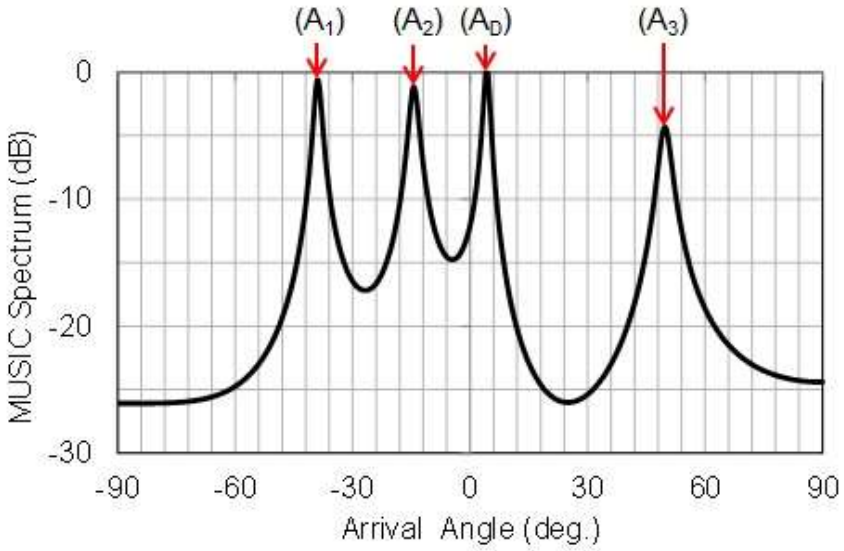


図 5-11 MSSP 処理を用いた DOA 推定 (M =24, K =11)[5-2]

図 5-12 は図 5-10-(b) において，周波数サブアレー素子数 K_f =10 における遅延時間の推定結果である．遅延時間-0.55 (μs) にピーク(T_D)の到来波があり，これは直接波と考えられる．本来，直接波は遅延時間 0 (μs)にピーク(T_D) が現われるが，基準アンテナと被測定アンテナを長さの異なるケーブルを使って計測系に接続したため，及び遅延時間の分解能によりずれたものと考えられる．ピーク(T_1)，(T_2)は周辺の建物などから反射してくる反射波と考えられる．

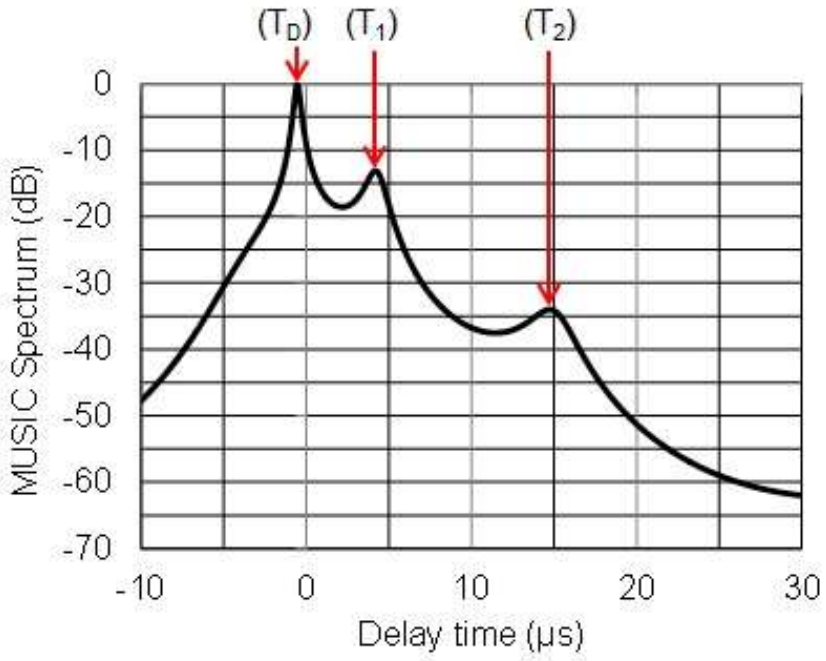


図 5-12 SSP を用いた TOA 推定 (M_f=25, K_f=10)[5-2]

表 5-2 は，図 5-11 に示す直接波の到来角を 0 (deg.) に補正した．

表 5-2 補正した DOA 推定結果

Characterristics of Incoming Wave	Estimation result of the correction			
Incoming Wave Number	A_D	A_1	A_2	A_3
Arrival Angle (deg.)	0	-43	-18.5	45.5

表 5-3 は図 5-12 に示す直接波の遅延時間を 0(μs)に補正した．

表 5-3 補正した TOA 推定結果

Characterristics of Incoming Wave	Estimation result of the correction		
Incoming Wave Number	T_D	T_1	T_2
Delay Time (μs)	0	4.75	15.3

5.3　東京海洋大における実験結果

都内の市街地において仮想アレーアンテナ方式を用いた MUSIC 法により，マルチパス波の到来方向と遅延時間を推定する．到来方向については，被測定アンテナ間隔を従来の λ/4 から λ/8 に細かくすることによって，市街地環境における到来方向の分離性能に関する改善効果を比較した．遅延時間推定については，FM 放送波を無変調と最大変調との場合に分け，占有帯域幅の影響を検討した．市街地の放送波はコヒーレントなマルチパス波と考えられ，前節の結果より，本節では分離性能に優れる MSSP を用いた．

5.3.1　受信環境と受信波の諸元

本節では，受信所望波として，高さ 331m(海抜高 351m)の東京タワーから送信されている周波数 80(MHz) を使った．このときの偏波特性は水平偏波であり，受信点は緯度(35.395863)，経度(139.473155)の東京海洋大学越中島キャンパスであり，送受信間距離は約 4.3km，送信点から直接波が受信できる位置にある．図 5-13 は送信点から受信点までの地図である．図 5-14 は海洋大（東京）受信点の実験環境であり，晴天時には受信点から東京タワーが直視できるため，送受信点間は見通し伝搬環境である．

基準信号として高い SNR が必要なため，基準アンテナは水平偏波特性を有する 5 素子八木アンテナを使い，高い SNR が得られるような場所に設置した．基準アンテナは東京タワーの方向に向けて設置し，被測定アンテナは無指向性を有するクロスダイポールアンテナを用いた．それぞれのアンテナから得られる基準信号と被測定信号は，同軸ケーブルを使って，テスト車両に収納した Down converter, RF レコーダ，及び MUSIC unit に接続した．

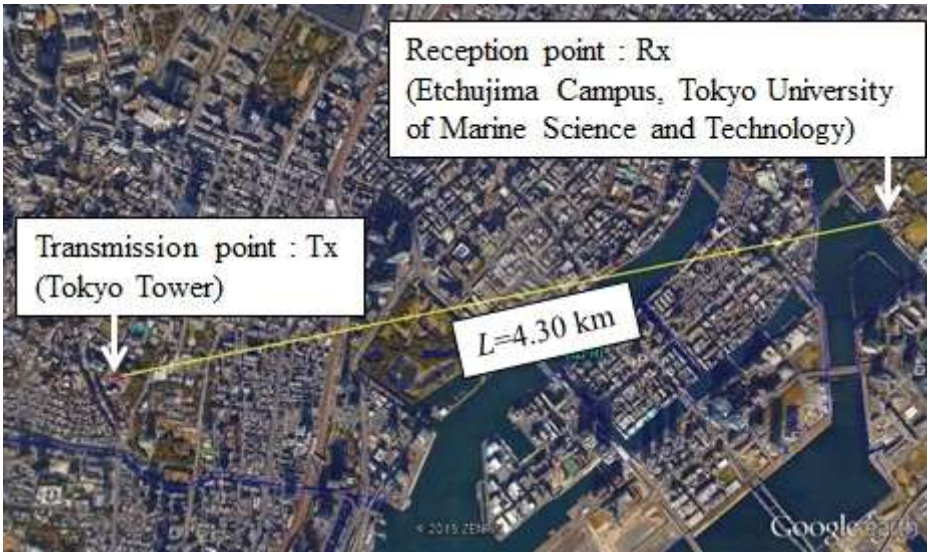


図 5-13 東京タワー送信点から海洋大受信点までの地図[5-3]

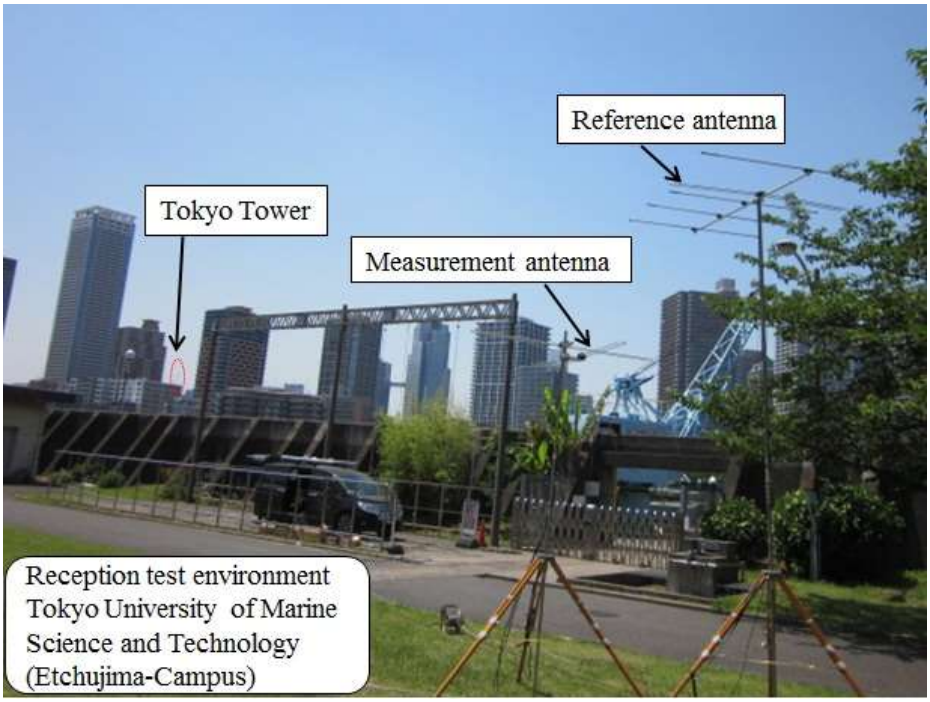


図 5-14　海洋大(東京)受信点の実験環境[5-3]

5.3.2　受信データの取得環境と測定座標

受信データの取得に関しては，図 4-4 の仮想アレーアンテナを用いた MUSIC-MSSP 法の構成図に従った．受信所望波の中心周波数は 80MHz,

被測定アンテナの移動間隔 d は 1/8 波長(0.470m)とした．アレーアンテナの素子数 M は最大 41，仮想周波数アレーの数 M_f は最大 25 とし， サブアレーの素子数 K と周波数サブアレーの素子数 K_f は MSSP を適用するときに，任意に選べる構成にした．到来角の虚像を取り除くため，被測定アンテナを x 軸と y 軸の 2 つの軸について測定し，後処理によって虚像をキャンセルした[5-5]．図 5-15 は受信環境における被測定アンテナの移動方向と放送局の位置関係である．被測定アンテナ 1 を x_1（赤線の点線）軸上に移動させ，被測定アンテナ 2 は x_2 (黒線の点線) 軸上に移動させた．

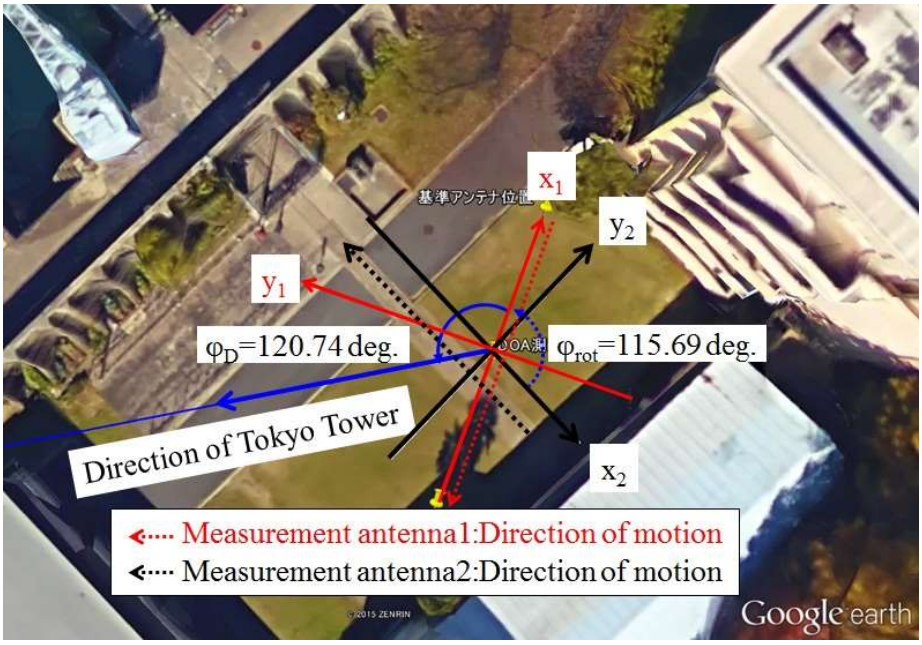


図 5-15 東京タワーの方向と受信点環境の地図[5-3]

被測測定アンテナの信号（被測定信号）の収録は，全ての移動点(移動点の位置：$P_1, \ldots, P_M$) について行い，各位置で受信した信号を 1(MHz) の IF 信号に変換して，これを RF レコーダに収録した．サンプリング周波数は 4(MHz)，収録時間は被測定アンテナの位置ごとに 10(s)とした．基準信号は，被測定信号と併せて収録した．

本節では，図 5-16 に示すように x 軸を基準にして，反時計回り方向からの到来波を正とした．

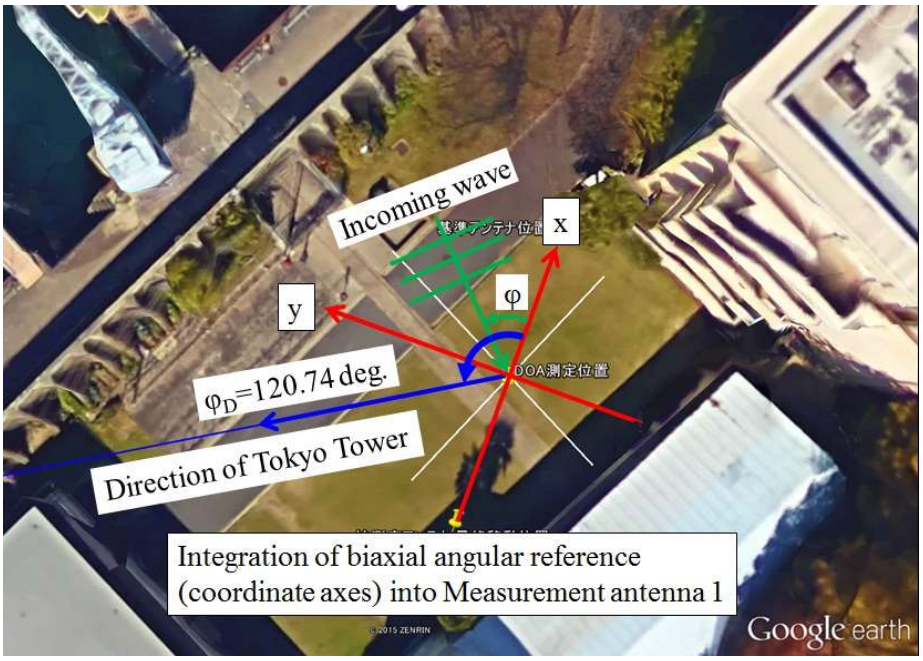


図 5-16 基準の座標系[5-3]

5.3.3 到来方向に関する MSSP の詳細推定の結果

市街地環境において到来方向に関する分離性能特性を検証するため，被測定アンテナの移動間隔 d とサブアレー素子数 K の変化に対する到来方向推定の実験を実施した．上述の結果より，最適な被測定アンテナ間隔 d とサブアレー素子数 K を決定し，市街地環境における到来方向を推定した．

被測定アンテナの移動間隔に対する到来波特性

図 5-17 は被測定アンテナ間隔 d を変化させた時の到来波方向に関する MUSIC スペクトラム特性である．このとき，d=λ/2 に関する全アレー素子数 M=11，サブアレー数 K=8，及び到来波の数 L=7 である．同様に d=λ/4 に関しては M=21，K=15，L=12，d=λ/8 に関しては M=41，K=30，L=12 とした． 被測定アンテナの移動方向については図 5-15 に従い，座標系の補正は図 5-16 に従った．

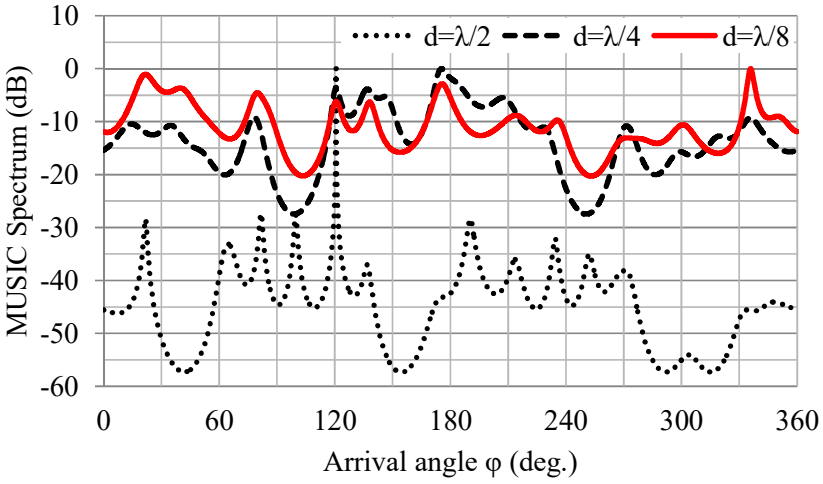
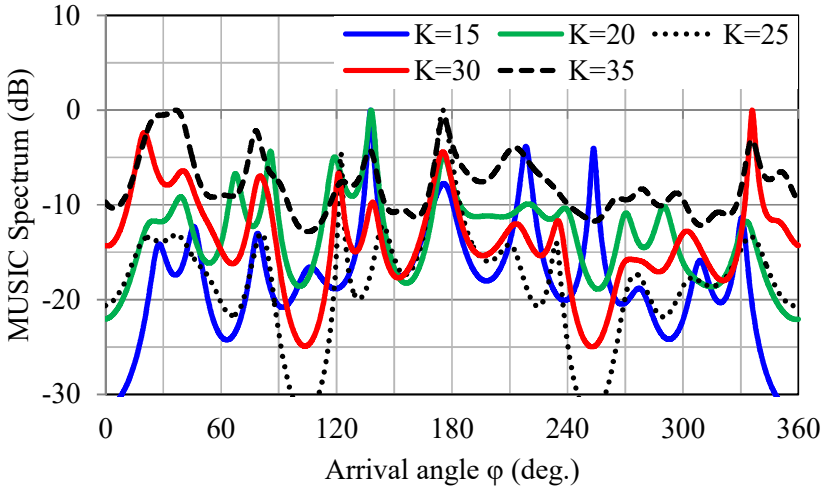


図 5-17 測定アンテナの移動間隔を変えた場合の DOA 特性[5-3]

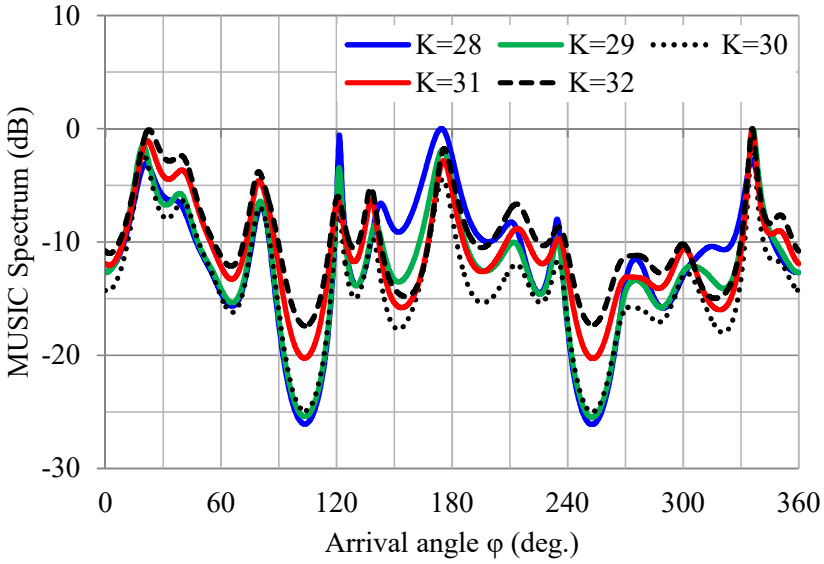
図 5-17 から, d=λ/8 が他のアンテナ間隔に比べて分離性能が改善していることが分かり, 被測定アンテナの間隔 d を λ/8 に定めた.

サブアレー素子数の変化に対する到来波特性

図 5-18 (a), (b)は全アレー素子数 M=41, 被測定アンテナ間隔 d=λ/8 のときのサブアレー素子数 K に対する到来波方向の MUSIC スペクトラム特性である. (a)は K=15, 20, 25, 30, 35 (b)は K=28, 29, 30, 31, 32 における到来方向の MUSIC スペクトラム特性を検証した. 上述より, K=31 が分離性能に優れていることが分かる. このため本研究ではサブアレー素子数 K=31 に定めた.



(a) K=15, 20, 25, 30, 35



(b) K=28, 29, 30, 31, 32

図 5-18 サブアレーの数を変化させた時の DOA 特性[5-3]

図 5-19 は受信点における到来方向の特性で，このときの条件は M=41, K=31 である．図 5-19 に示すごとく，東京タワーは受信点から 120.74(deg.) の方向にあり A_D が東京タワーからの直接波である．その他の A_1 - A_{11} は反射波と推定できる．

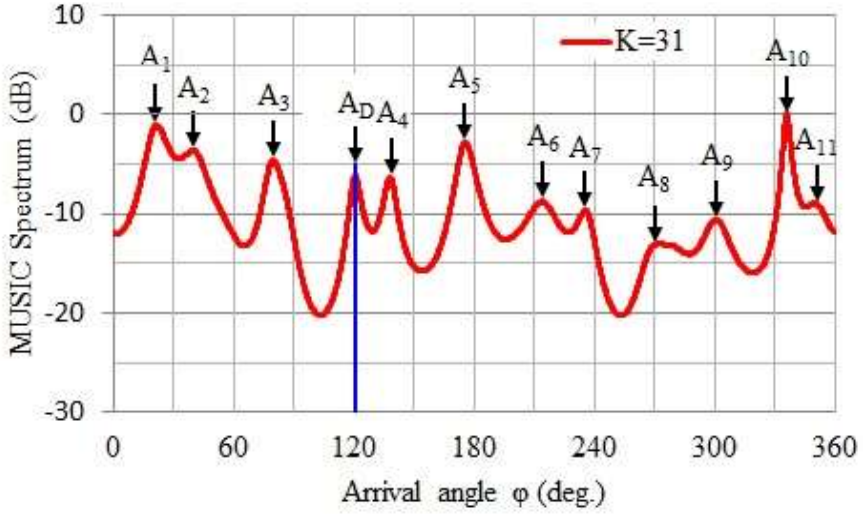


図 5-19 受信点における DOA 特性[5-3]

5.3.4 遅延時間に関する MSSP の詳細推定の結果

FM 放送においては，変調度の大小にかかわらず占有帯域幅の近似式は，下記(5-1)式で表される[5-8].

$$B_W = (\Delta f + f_m) \times 2 \tag{5-1}$$

B_W : FM 放送における周波数占有帯域幅
Δf : 最大周波数偏移 (日本仕様：75 kHz)
f_m : 音声信号の変調周波数 (日本仕様：無変調時は f_m =0, 最大変調時は f_m =15 kHz)

音声 FM 放送において，無変調時の占有帯域幅 B_{Wmin} は 150 (kHz), 最大変調時の占有帯域幅 B_{Wmax} は 180 kHz である.
遅延時間の推定に関しては仮想的な周波数アレーを用い，周波数アレーは放送波の周波数占有帯域幅 Bw を利用する．従って，FM 放送波において MUSIC 法を用いた遅延時間の推定をするには，上述の無変調時の占有帯域幅 B_{Wmin} と最大変調時の占有帯域幅 B_{Wmax} の影響を検証する必要がある．なお，市街地環境において遅延時間の推定を検証するために， 周波数サブアレー素子数 K_f の変化，及び周波数占有帯域幅 B_W 変化について遅延時間推定の実験を実施した．これらの推定結果より，仮想周波数サブアレー素子数 K_f, 及び周波数占有帯域幅 B_W を決定

し，市街地環境における遅延時間を推定した．

周波数占有帯域幅の変化に対する特性

図 5-20 は M_f=25, K_f=19, L=6 における周波数占有帯域幅変化に対する MUSIC スペクトラム特性である．図 5-20 から B_{Wmax} と B_{Wmin} は反射波の遅延時間特性がほぼ一致していることが分かり，本研究では B_W=180(kHz)を選んだ．

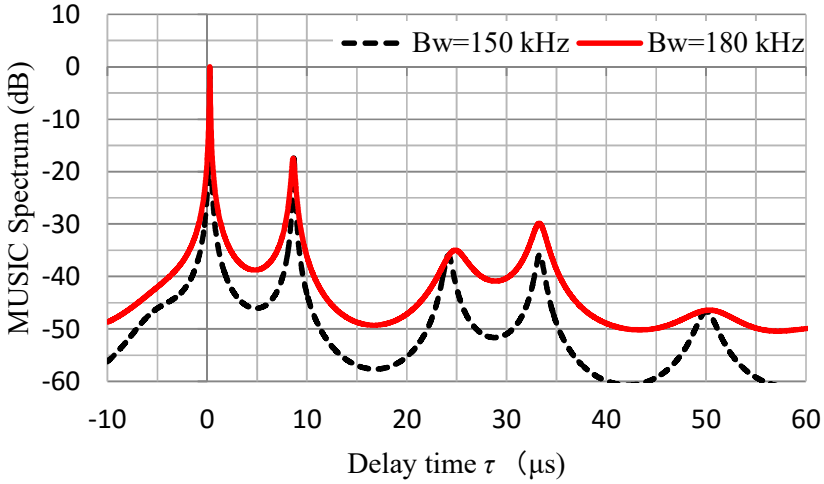
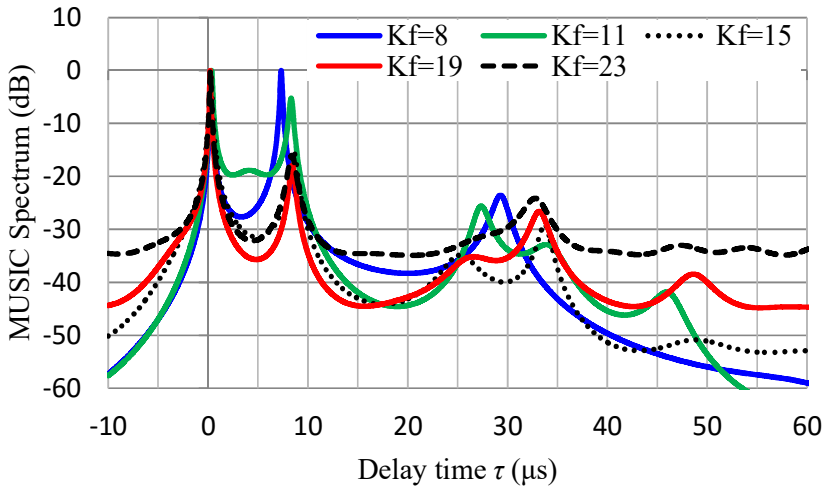


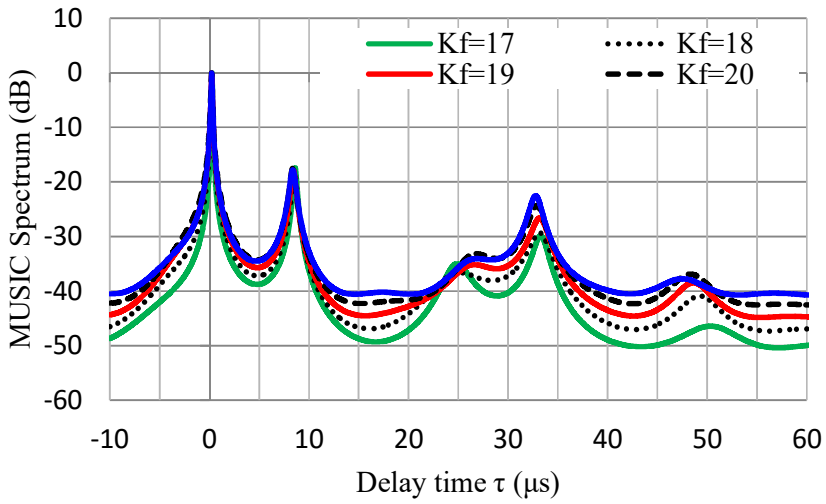
図 5-20 占有帯域幅変化に対する TOA 特性[5-3]

仮想周波数サブアレー素子数の変化に対する特性

図 5-21 は M_f=25, B_W=180(kHz)おいて，周波数サブアレー素子数 K_f の変化に対する MUSIC スペクトラム特性である．この結果から，K_f＝19 の分離性能が良いことが分かり，本研究では仮想周波数アレーK_f＝19 を選んだ．



(a) K_f＝8, 11, 15, 19, 23



(b) K_f＝17, 18, 19, 20, 21

図 5-21 周波数サブアレーの数を変えた時の TOA に関する特性[5-3]

図 5-22 は Pos03 における遅延時間の推定特性であり，このときの条件は M_f=25，K_f＝19，B_W=180(kHz)である．T_D は東京タワーからの直接波，T_1 ~ T_4 は反射波の遅延時間である．

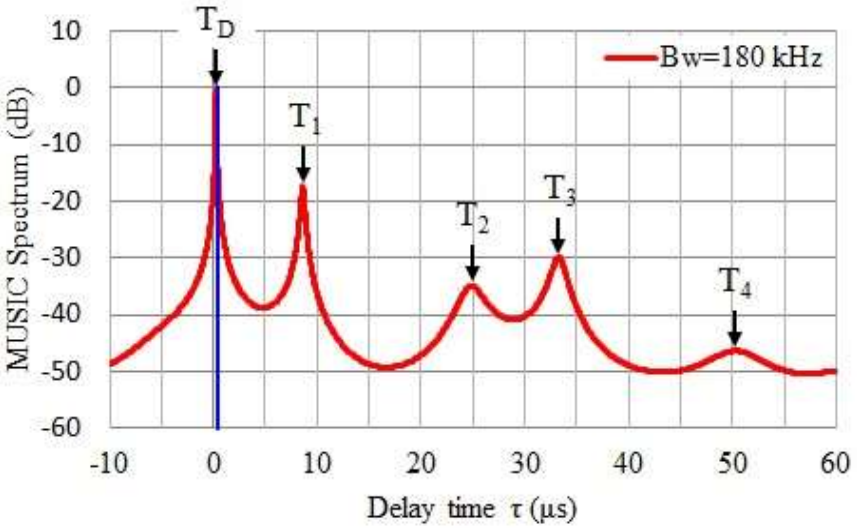


図 5-22 受信点における TOA 推定[5-3]

5.3.5 東京海洋大における到来波推定の結果

図 5-4 の反射源の特定に関する解析手順に従い，図 5-22 に反射源 A_1 - A_{11} の推定結果を示す．到来方向については図 5-19 を使った．遅延時間は図 5-22 の推定結果を使って，最も短い遅延時間 T_1=8.36 (μs)だけを選んだ．

図 5-23 より，それぞれの反射源に対して周辺に高い建物があることが確認できる．これより東京海洋大キャンパスで受信した FM 波は，これら建物の周辺から反射してくるマルチパス波と推定できる．

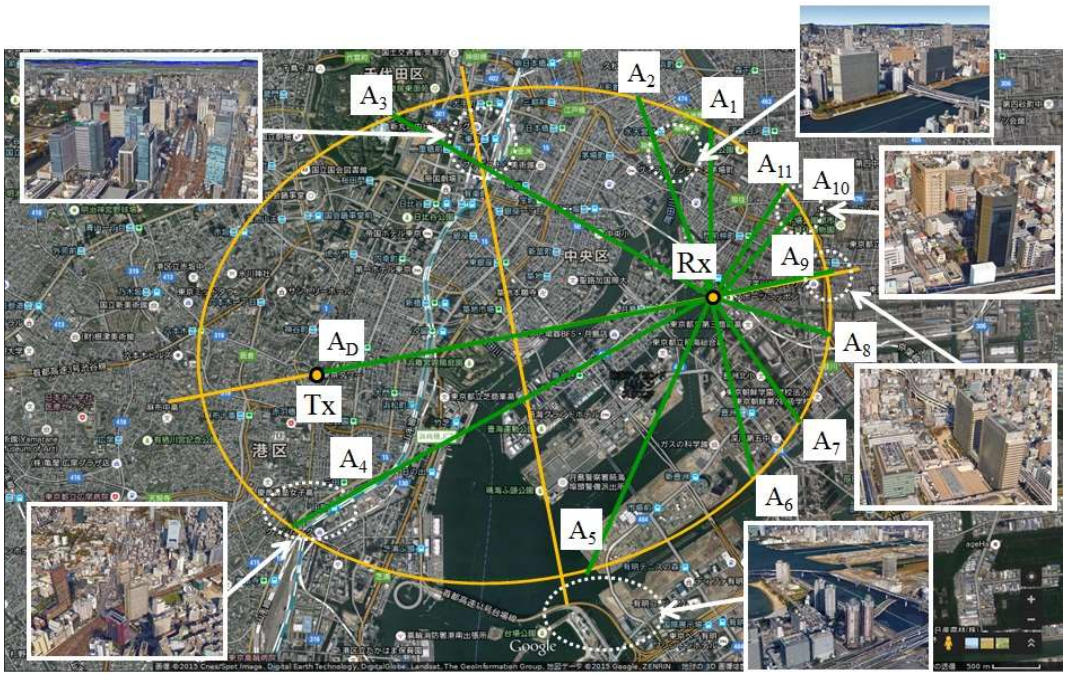


図 5-23 反射源の推定[5-3]

5.3.6 到来方向に関する MUSIC 法とレイトレーシング法の比較結果

前節で述べた仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法による到来方向の推定精度を検証するため, 3D 地図とレイトレーシング法を用いて到来方向に関する数値計算を実施した[5-9].

レイトレーシング法を用いた到来方向の推定

表 5-4 に本実験に用いた実際の市街地環境モデルの電気定数, 表 7 にレイトレーシング法の解析条件を示す.

表 5-4 解析モデルに対する電気定数

Medium		Dielectric constant ε_r and electric conductivity σ
(1) Building wall	Concrete	$\varepsilon_r = 7.0, \sigma = 0.0473$ S/m
(2) Ground surface	Dry asphalt	$\varepsilon_r = 4.9, \sigma = 0.00761$ S/m
(3) Water surface	Water	$\varepsilon_r = 80.0, \sigma = 0.01$ S/m

表 5-5　レイトレーシングに対する解析条件

Analysis condition		Value
(1) Max. num. of reflection		10
(2) Max. num. of diffraction		1
(3) Angular interval of ray	Wave source	About 4.0×10^{-3} deg.
	Diffraction point	About 5.1×10^{-3} deg.

図 5-24 にレイトレーシング法に用いた解析モデルを示す. (a)は送信局である東京タワーと受信点の越中島キャンパスの断面図, (b)は(a)を真上から見た図である.

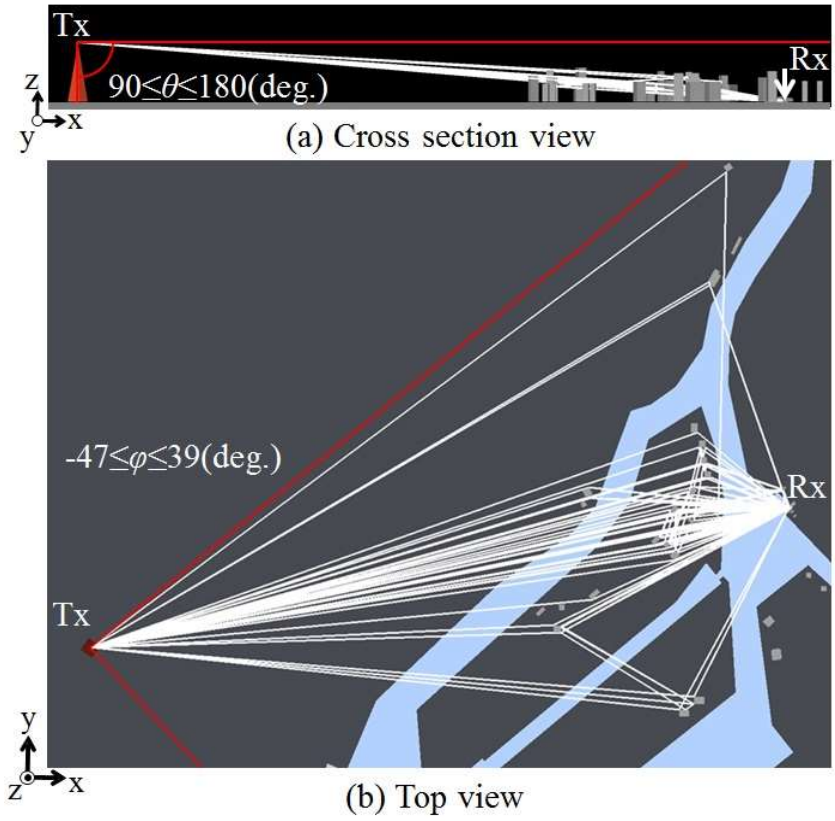


図 5-24 レイトレーシング法に対する解析モデル[5-3]

図 5-25 に東京タワーの FM 送信アンテナと受信点の位置関係 Pos01 ~ Pos05 を示す.

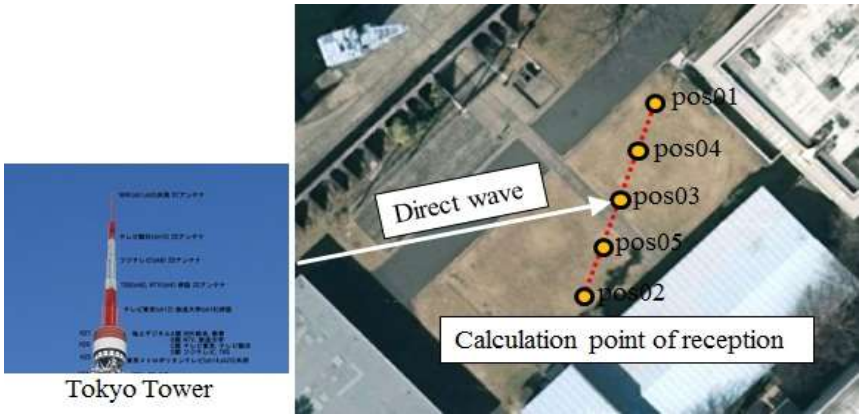


図 5-25 東京タワーと受信点[5-3]

図 5-26 は送信点から受信点間に存在する解析に用いた建物モデルと，送信点から受信点に到来する直接波と建物からの反射波のレイを数値計算によって示したものである．なお，送信アンテナの偏波特性は水平偏波とした．

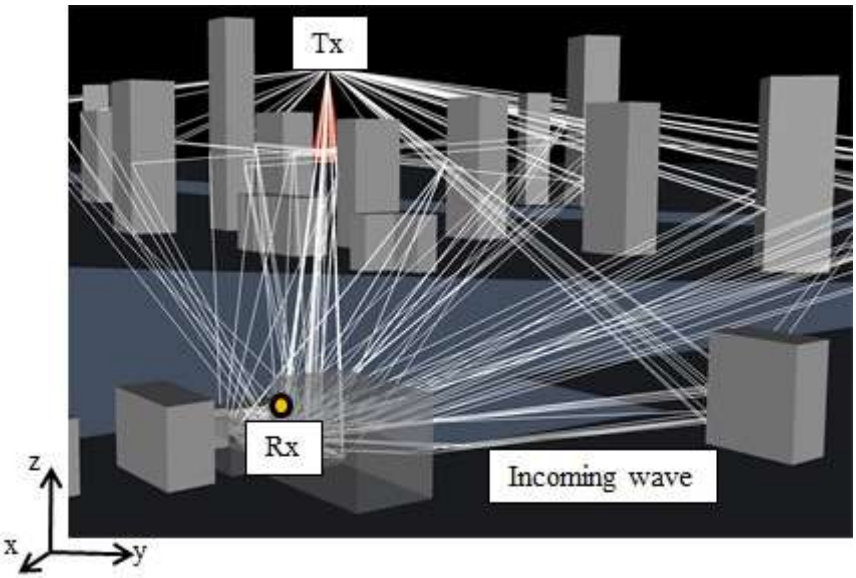


図 5-26 送受信間の建物モデルとレイの様子[5-3]

図 5-27 にレイトレーシング法を用いた Pos03 ポイントにおける到来波の到来方向（赤色の矢印）を示す．図 5-27-(a)は到来波の水平方向成分の電界強度の大きさである．図 5-27-(b) は到来波の垂直方向成分の電界強度の大きさである．図 5-27-(c) は図 5-27-(a)と図 5-27-(b)の方向

成分を合成した到来波の全成分の電界強度の大きさである．電界強度の大きさは，Pos03 における最大電界強度の大きさを 0(dB)として正規化した．図 5-27-(a)の青色の矢印は，東京タワーの方向である．

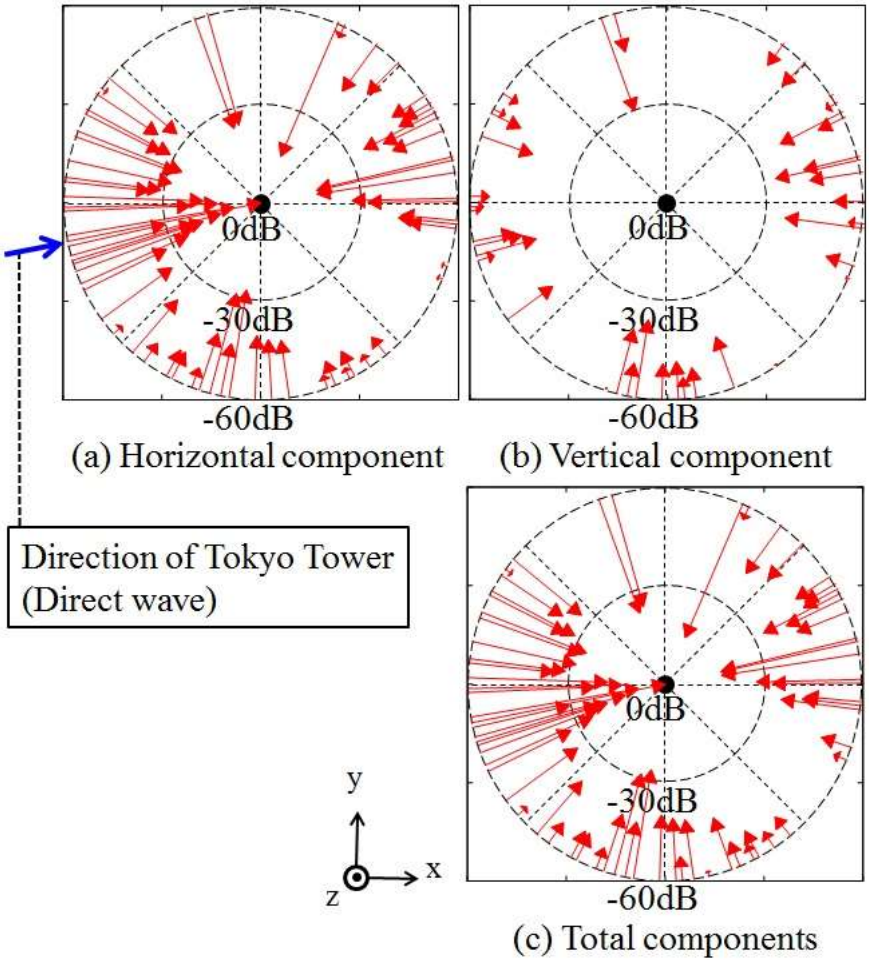


図 5-27 レイトレーシング法を用いた Pos03 点における到来波推定 [5-3]

図 5-27-(a)より，東京タワーの方向に大きな到来波があることが分かる．従って，この方向の到来波が直接波であると推定できる．
図 5-27-(b)の垂直成分の電界強度は，(a)の水平成分の電界強度に比べて約 30(dB)ほど小さいことが分かる．従って，送受信点の距離が約 4.3 km である受信点において，FM ラジオ受信評価に対しては水平成分の電界強度が大きく影響することを推定できる．

到来方向に関する MUSIC 法とレイトレーシング法の性能比較

MUSIC 法を用いた到来方向に関する推定精度を検証するため，3D 地図とレイトレーシングを用いて到来方向に関する数値計算を行った．なお, MUSIC 法とレイトレーシング法の受信点は Pos03 である．
図 5-28 は到来波の方向に関する MUSIC 法とレイトレーシング法を用いた推定結果の比較である．緑線の矢印が MUSIC 法の推定結果，赤線の矢印がレイトレーシング法を用いた推定結果である．青線の矢印は東京タワーの方向(直接波)を示す．

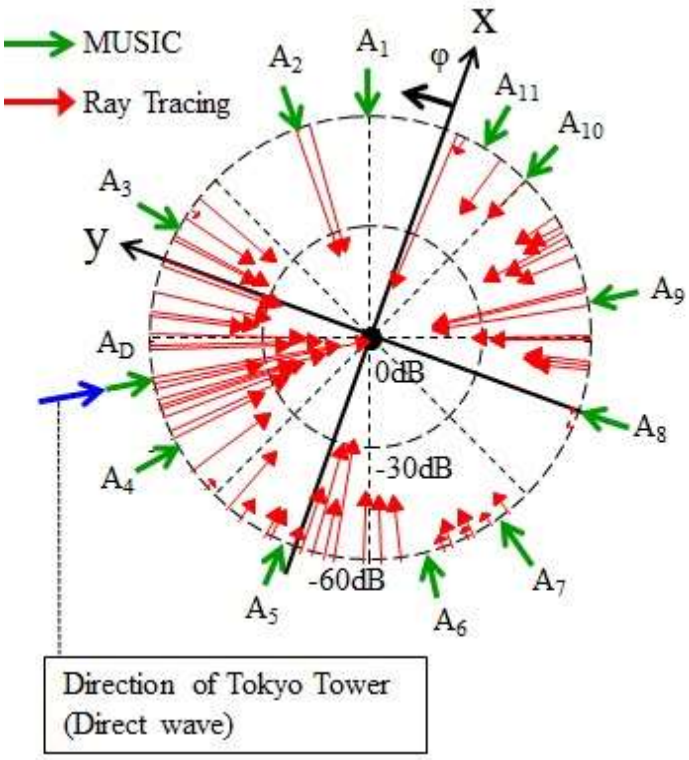


図 5-28 到来方向に関する MUSIC 法とレイトレーシング法の比較[5-3]

図 5-28 の到来方向に関する比較から，MUSIC 法とレイトレーシング法における直接波 A_D，及び反射波 A_2-A_{11} の到来角度がほぼ一致していることが分かる．唯一の違いは，レイトレーシング法の計算結果に A_1 19.7(deg.) の到来波が存在しないことだけであった．上述の結果より，市街地における FM 放送波の到来波推定に関して，MUSIC 法とレイトレーシング法を用いた本研究の有効性と新規性を示せた．また，実環境においては FM アンテナの制約から，垂直方向成分の電界強度を実

測することは簡単でない．このためレイトレーシング法を用いて，到来方向に関する水平と垂直の両方の成分を同時に解析することは重要である．従って，本研究における MUSIC 法とレイトレーシング法の 2 つの手法を用いた到来波推定の優位性を明示できた．更に，3D 地図とレイトレーシング法を用いて，実際の市街地の受信環境をモデリングし，到来方向に関する数値計算を行い，実環境における MUSIC 法の到来方向の推定精度の妥当性を初めて検証できた．

5.4　まとめ

仮想アレーアンテナを用いたMUSIC法によって，披露山公園（逗子）と Bakersfield(US)，及び東京海洋大キャンパスでの到来波推定に関する結果を示した．市街地におけるマルチパス波の到来波推定を正確に行うために，相関抑圧処理として(1)SSP の適用なし，(2)SSP の適用あり，(3)MSSP の適用あり，に分けて到来方向と遅延時間に関する相関抑圧の効果を比較し，MSSP が相関抑圧効果に優れていることが分かった．3D 地図とレイトレーシング法を用いていた検証より，MUSIC 法の妥当性を確認できた．

第 6 章

本研究手法を用いた評価結果

6.1　地上系ワイヤレスメディアに関する評価結果

FM ラジオを初めとする車載受信機の適合性は，実証実験を繰り返しながら評価してきた．しかしながら，交通状況などで車の周囲の電波環境が変わると音質に影響を与えるため，実証実験の評価は再現性と客観性の点から課題があった．

本研究では PC 上に仮想電波環境を生成し，走行中の FM 受信機の受信評価を可能とする Two-Stage 法を開発した．

FM 受信における音質劣化の主な原因は，マルチパスひずみであり，このため本研究では，Two-Stage 法を用いて任意の電波環境を走行するときの FM 受信機のマルチパスひずみの影響を解析した．マルチパスひずみの影響を定量化するため，走行中の音質評価の指標として，第 2 章でマルチパスひずみ率 M_{Dr} を定義した．

Two-stage 法を用いることにより，従来の実証実験と限られた被験者による主観的な評価に対して，再現性と客観性を有する FM 受信機の車載適合性の評価を初めて実現した．

6.1.1　仮想電波環境を用いたマルチパスひずみ率の評価結果

本節では，Two-Stage 法に直接波と反射波による 2 波の仮想電波環境特性を生成し，FM 放送波の変調周波数 f_m と遅延時間 τ に関するマルチパスひずみ率 M_{Dr} の大きさを解析によって明らかにした．この結果より，Two-Stage 法で必要となる最大遅延時間 τ_{Max} を予め決定することが可能となった[6-1].

また，(2-1)式で示した変調周波数 f_m と遅延時間 τ に関するマルチパスひずみ率 M_{Dr} の大きさを，Two-Stage 法を用いた解析によって明らかにした．次に，この M_{Dr} の大きさから Two-Stage 法を用いるときに必要となる遅延時間の上限値 τ_{Max} を決定する提案手法を示す．この手法より，下記(1), (2)の有効性が期待できる．

(1)Two-Stage 法を用いたマルチパスひずみ率 M_{Dr} の解析時間を大幅に削減できる.
(2)遅延時間の上限値 τ_{Max} は MUSIC 法を用いた到来波推定における最大遅延時間の指標となる.

6.1.1.1　2 波の到来波モデルを用いた遅延時間の上限値の決定

図 6-1 に, Two-Stage 法を用いてマルチパスひずみ率 M_{Dr} の解析に必要となる遅延時間の上限値 τ_{Max} を決めるための提案手法を示す[6-1], [6-2].

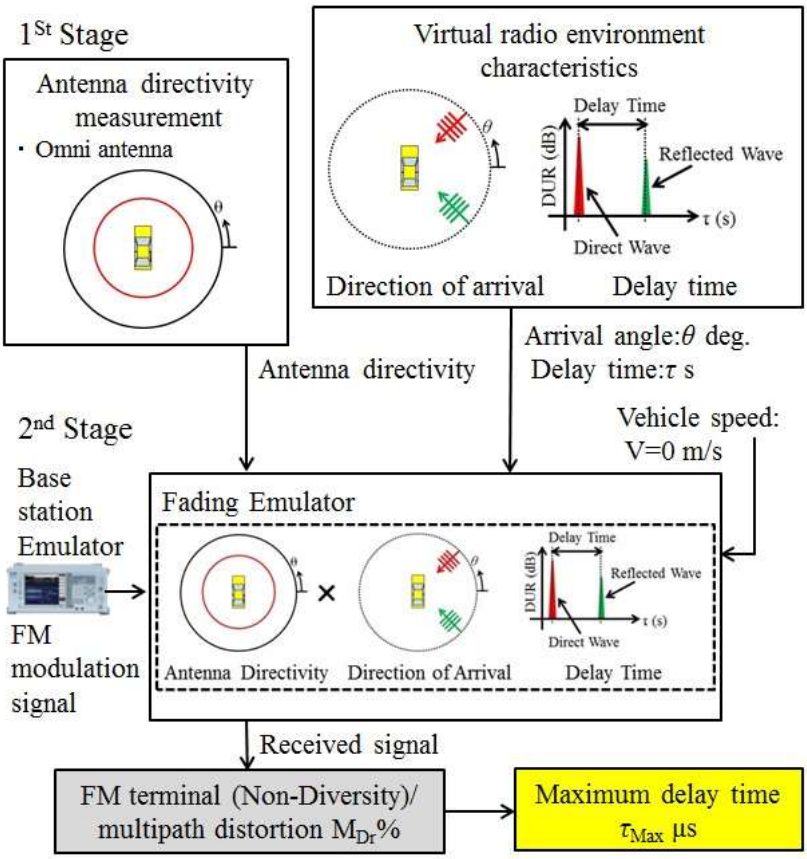


図 6-1 Two-Stage 法を用いた提案手法[6-1], [6-2]

仮想電波環境として直接波と反射波の 2 波の到来波を用いた. また, 実験を単純化するため下記の構成にした.

(1)アンテナは無指向性のオムニアンテナ.

(2)直接波と反射波の 2 波の到来波モデルで，反射波 τ を可変にした．
このときの条件は $1 \leq \tau \leq 40$, $\delta\tau=0.5$(μs)である．

(3)直接波と反射波に関する Desired signal to Undesired Signal ratio(DUR)の大きさは，DUR=3, 10, 20(dB) の 3 つの場合とした．

(4)ベースステーションの信号は，シングルトーン(純音)を用いた．
変調周波数 f_m の変化範囲は，$1 \leq f_m \leq 15$(KHz)で 100(%)変調であり，
f_m=15(KHz)は FM の最大変調周波数である．FM の評価信号としては，ミュージック放送などにスペクトラムが類似しているマルチトーン信号が用いられる．しかし，本実験でマルチトーンを用いるとマルチトーンによるひずみ成分が現れて，マルチパスひずみ率 M_{Dr} 大きくなる可能性があるためシングルトーン信号を用いた．

(5)FM 受信機は Non-Diversity，ディエンファンシス有りとした．

(6)ドップラー効果を無視するため，車は静止状態とした

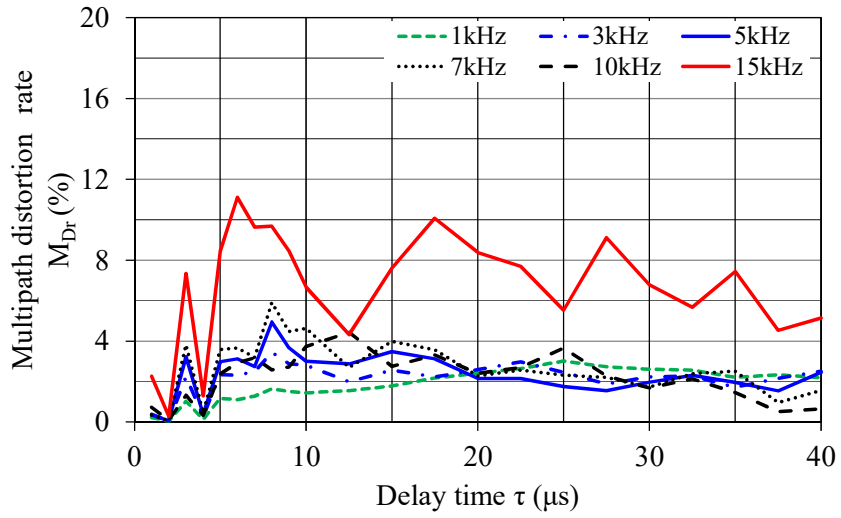
図 6-2 は，図 6-1 の提案手法を用いて，変調周波数 f_m を変化させた場合の遅延時間 τ に関するマルチパスひずみ率 M_{Dr} であり．(a)はモノラル受信，(b)はステレオ受信であり，いずれの場合も DUR=3dB である．
図 6-2 の結果から，下記に示すことが明らかになった．

(1)同じマルチパス環境において，ステレオ受信はモノラル受信に比べて大きな M_{Dr} が発生する．従って，マルチパス環境において，ステレオ受信からモノラル受信に切り替える方式は効果的である．

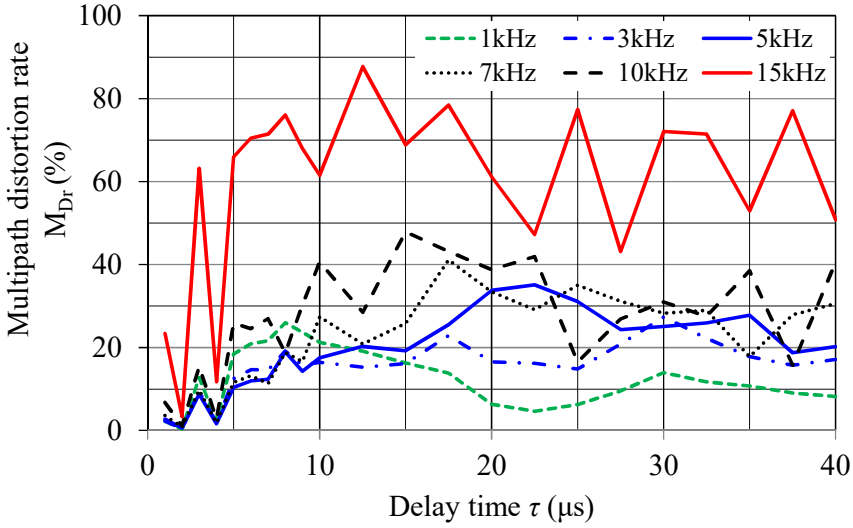
(2)f_m を変化させたとき，f_m=15(kHz)で M_{Dr} が最も大きく，M_{Dr} はステレオ受信において遅延時間 τ=12.5(μs)で最大になる．

(3) f_m と τ の関係において，τ が 20(μs)以上になると M_{Dr} の大きさが大きく変化しないことを示している．

上述の結果から，遅延時間の上限値 τ_{Max} は 20(μs)程度を上限値とすれば良いことが分かる．



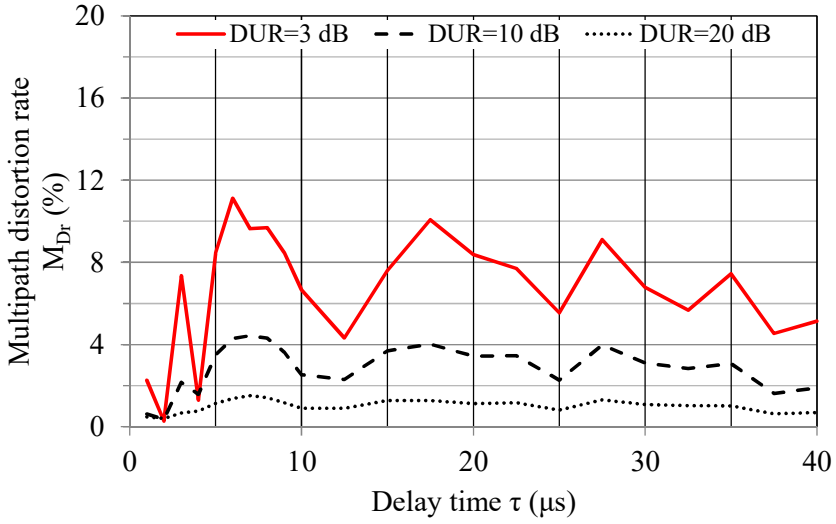
(a) モノラル方式



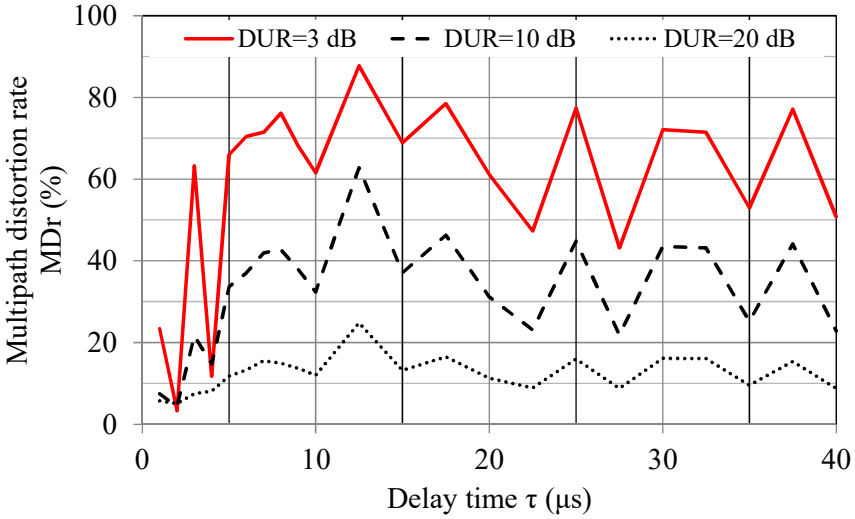
(b) ステレオ方式

図 6-2 受信方式における変調周波数と遅延時間に関する
マルチパスひずみ率特性[6-1], [6-2]

図 6-3 は，変調周波数 f_m=15(kHz)を一定とした場合の遅延時間 τ に関するマルチパスひずみ率 M_{Dr} 特性であり，また DUR を 3, 10, 20(dB)と変化させた. (a)はモノラル受信, (b)はステレオ受信である.



(a) モノラル方式



(b) ステレオ方式

図 6-3 変調周波数 fm=15 kHz の場合の受信方式における
遅延時間に関するマルチパスひずみ率特性[6-2]

図 6-3 の(a)モノラル受信，(b)ステレオ受信の結果から，DUR の変化に対するマルチパスひずみ率 M_{Dr} の特性は，(2-1)式で示したごとく線形であることが分かる．図 6-2 の結果と同様に図 5-3 の結果からも，遅延時間の上限値 τ_{Max} としては 20(μs)程度を上限値とすれば良いことが分

かる.なお，本論文以外にも上述と同一条件のもとで，遅延時間 τ>40(μs) 以上の解析をし，同様な結果であることを確認している.

6.1.1.2　複数の到来波モデルを用いたマルチパスひずみ率の評価結果

本節では Two-Stage 法に複数の到来波を生成し, Two-Stage 法を用いて仮想市街地モデルのマルチパスひずみ率 M_{Dr} の測定を行った. この結果から，本手法が市街地，郊外地など広範囲な仮想電波環境として適用可能な有効性と新規性を示した[6-1], [6-2]. 表 6-1 は仮想電波環境を構成するときに用いた直接波と反射波の特性であり，車両の進行方向は θ=0(deg.)である.

表 6-1 仮想電波環境の構成時における直接波と反射波特性

Wave condition	D	R1	R2	R3	R4
Arrival angle θ (deg.)	0	-60	-30	25	50
Delay time τ (μs)	0	2.5	5	10	20

Direct wave : D,　Reflected wave : R,　DUR=3 dB

次に, Two-Stage 法を用いてマルチパスひずみ率 M_{Dr} の測定を行った. 実験の条件を下記に示す.

(1) アンテナは無指向性のオムアンテナ.

(2) シングルトーン信号(純音)を用いた.

(3)変調周波数 f_m は 15(kHz)を用いた. 放送方式はモノラル受信.

(4)FM 受信機は Non-Diversity, ディエンファンシス有りとした.

(5)車速は 50(km/h)である.

仮想電波環境の受信点は市外地を想定しているため，Two-Stage 法の

各プローブアンテナは，市街地で実測した受信電力と等しくなるように設定した．解析条件は文献[6-3] に従い，音質の良し悪しを判定する最小聴感時間 T_{min}=5(s)，音質評価の判定基準となる閾値は S_0/N_0=20(dB)．音質の評価時間 T は 10 分間とした．図 6-4 は，表 6-1 に示す直接波とそれぞれの反射波を組み合わせた到来波モデル(以下 IW と略)のマルチパスひずみ率 M_{Dr} である．

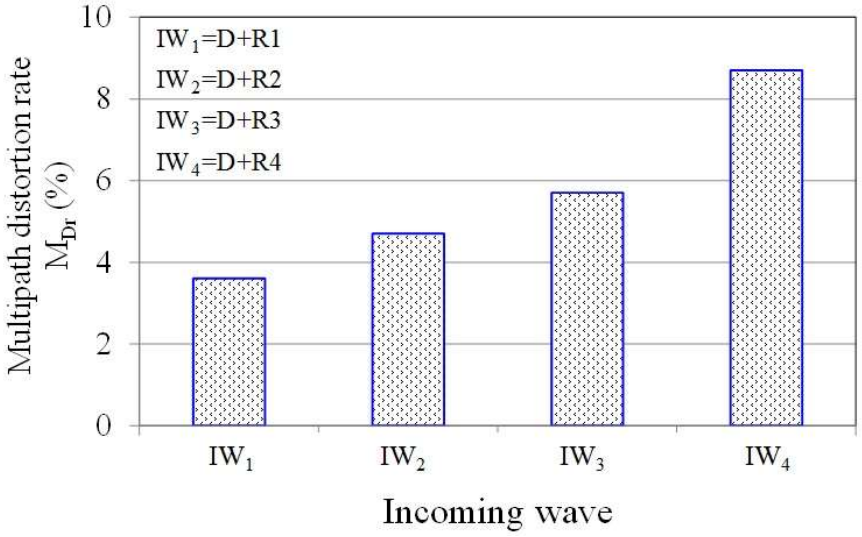


図 6-4 到来波の変化に対するマルチパスひずみ率特性[6-1], [6-2]

図 6-4 に示す IW_1～IW_4 におけるマルチパスひずみ率 M_{Dr} の変化は，図 6-2-(a)の遅延時間 τ に対する M_{Dr} の特性とほぼ同じ傾向を示している．上述から，Two-Stage 法を用いた仮想電波環境の再現が確認できた．

図 6-5 は，市街地を想定した電波環境特性に対する到来波モデル IW_A-IW_D に対するマルチパスひずみ率 M_{Dr} である．

図 6-5 のマルチパスひずみ率 M_{Dr} が図 6-4 の M_{Dr} に比べて，大きくなっていることが分かる．この理由は図 6-5 の到来波の数が 3 波から 5 波に対し，図 6-4 は 2 波であるため，FM 受信機において，それぞれの反射波で生成されるマルチパスひずみ成分が増えたためと考えられる．上述より，Two-Stage 法を用いることによって，到来波の数，遅延時間など，様々な到来波特性を任意に生成が可能となる．従って，市街地，郊外地，山間などの広範囲な地域，及び電波環境特性の推定が難しい地域などにおいて，仮想電波環境特性を任意に生成が可能となり本手法の有効性と新規性を示せた．

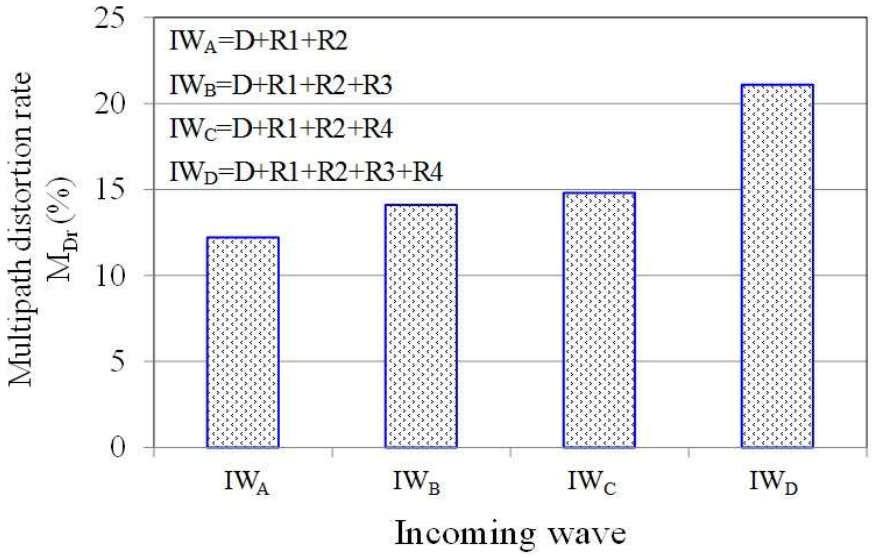


図 6-5 市街地の到来波を想定したマルチパスひずみ率特性[6-1], [6-2]

6.1.2 実際の電波環境特性を用いたマルチパスひずみ率の評価結果

本研究の目的である Two-Stage 法を用いた FM 受信に関するマルチパスひずみ率の評価に先立ち, 3.1.4.3 節で Two-Stage 法を構成するフェージングエミュレータの性能検証について述べた. 従って, 実際に近い形で FM 電波環境を再現するには、4 章と 5 章で述べた仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法により, 正確な到来波推定ができることが重要である. また本研究により, 到来波の方向と遅延時間については正確な推定が可能なことを, 3D 地図とレイトレーシング法によって検証できた. しかし, マルチパス環境における到来波の電力推定には課題がある. この理由は, 市街地などにおける放送波は, 建物に反射して互いにコヒーレントなマルチパス波となって到来するため, 1 波の波のように観測され, 直接波と反射波のそれぞれの受信電力を個別に測定できないためである. 従って, MUSIC 法に SSP 処理, MSSP 処理などの空間平均処理を用いて到来波の分離をして, 其々のスペクトラムを算出することになるが, このスペクトラムの大きさは電力を表していない. すなわち, 仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法の原理で述べたように, 直接波から得られる基準信号が測定信号の位相と振幅の基準となるため, スペクトラムの大きさは相対比(dB 表示)を表している. このため, 到来波の電力を知るには, MUSIC 法で示す直接波のスペク

トラムに対応する電力を計測し，これを基準電力とする必要がある．しかし，実際にはマルチパス環境における直接波の受信電力の計測は容易ではなく，直接波のレベルが高い受信環境で計測することになる．一方，コヒーレントなマルチパス環境では，実験による電力推定が困難であるためシミュレーションによる電力の推定が必要である．
上述から，実際の受信環境のもとで，到来波の方向と遅延時間を推定できても，実際の受信電力を正確に推定することは難しいため，FM マルチパスひずみ率に関する評価基準を作ることは容易ではない．このため，本研究においては受信電力の正確な推定は実施せず，DUR については，MUSIC 法で推定した到来方向に関するスペクトラムの大きさを使った．また，この時の受信電力はスペクトラムアナライザーを使って計測した．

従って本研究では，図 6-6 に示すように，同じ電波環境特性において，車載評価パラメータ(アンテナ指向性，受信機，受信方式など)の変化に対する相対評価を重要と考えた．

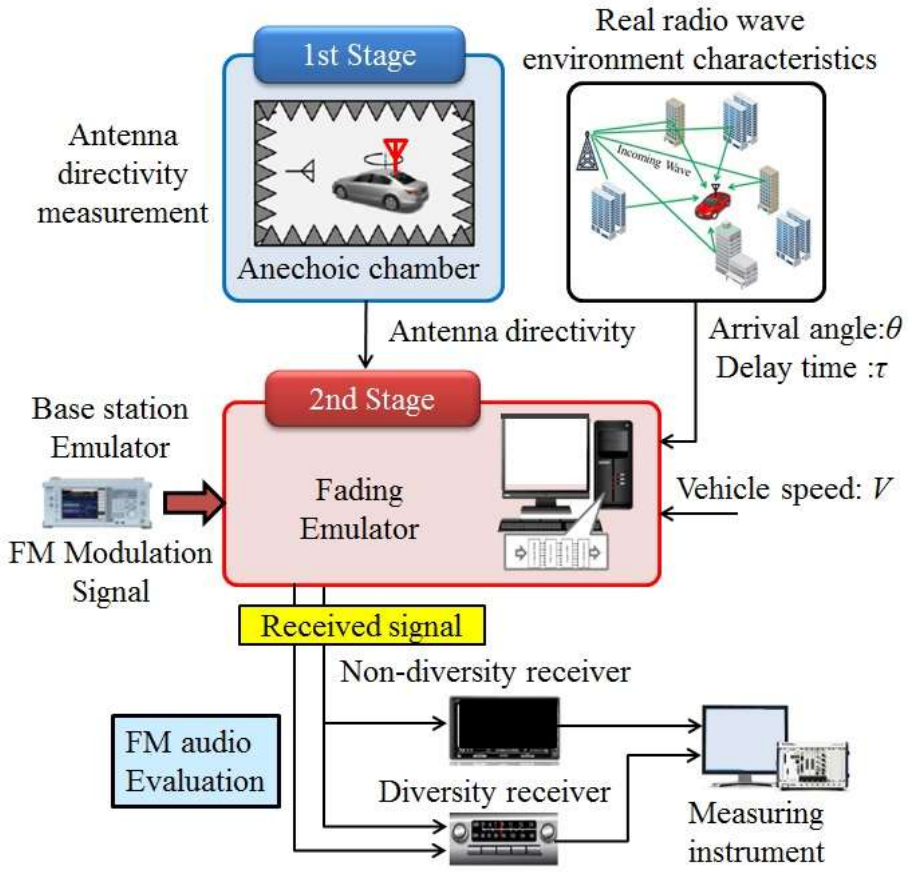


図 6-6 Two-Stage 法を用いたマルチパスひずみ率の測定[6-1], [6-2]

本章では第 4 章で説明した仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法により，実際の FM 放送波を使って，受信点における到来波の方向 θ と遅延時間 τ などの電波環境特性を推定した．ここで推定した電波環境特性を Two-Stage 法に生成し，Two-Stage 法を用いて，マルチパスひずみに影響する FM 受信機，放送方式(モノラル/ステレオ)，及び車載アンテナ特性などの車載パラメータを変えた場合のマルチパスひずみ率 M_{Dr} を測定した．なお，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法で電波環境特性を推定した．推定場所は披露山公園(逗子)と Bakersfield(US) であった[6-3], [6-4].

本節では図 6-6 に示す Two-Stage 法を用いて FM 受信機のマルチパスひずみ率の評価を行った．この評価に使った電波環境特性における到来波の方向 θ と遅延時間 τ は，表 5-1 で示した披露山公園(逗子)，及び表 5-2 と表 5-3 で示した Bakersfield(US) の推定結果を用いた．図 6-6 に示す構成を用いることにより，Non-Diversity と Diversity の 2 種類の FM 受信機を，同一電波環境特性で同時に比較できる．FM 放送波の評価信号としては，一般の音楽放送にスペクトラムが類似しているマルチトーン信号が用いられる．従って，実際の放送波を使い被験者が聴感判定をする環境に近づけるため，ベースステーションエミュレータにはマルチトーン信号を用いた．下記の条件でマルチパスひずみ率 M_{Dr} を比較した．

(1)FM 受信機特性(Non-Diversity と Diversity)

(2)受信方式(モノラル受信とステレオ受信)

(3)アンテナ指向特性(オムニと車載ガラスアンテナ)

(4)車速は 70(km/h)の一定速．

表 6-2 は披露山公園(逗子市)の電波環境特性を使ったマルチパスひずみ率 M_{Dr} の比較結果，表 6-3 は Bakersfield(US)の電波環境特性を使ったマルチパスひずみ率 M_{Dr} の比較結果である[6-3], [6-4].

表 6-2 披露山公園の電波環境特性におけるアンテナと受信機，
放送方式の違いによるマルチパスひずみ率の比較(at DUR=3 dB)

FM terminal type	Broadcasting signal	Type of mobile antenna and multipath distortion ratio M_{Dr} (%)	
		Ideal omni antenna	Automotive glass antenna
Non-diversity receiver	Monophonic	1.8 (%)	0 (%)
	Stereophonic	44.4 (%)	3 (%)
Diversity receiver	Stereophonic	42.4 (%)	0 (%)

表 6-3 Bakersfield(US)の電波環境特性におけるアンテナと受信機，
受信方式の違いによるマルチパスひずみ率の比較 (at DUR=2.5 dB)

FM terminal type	Broadcasting signal	Type of mobile antenna and multipath distortion ratio M_{Dr} (%)	
		Ideal omni antenna	Automotive glass antenna
Non-diversity receiver	Monophonic	6.8 (%)	5.6 (%)
	Stereophonic	59.2 (%)	59.2 (%)
Diversity receiver	Stereophonic	45.3 (%)	44.9 (%)

日本と US では FM 放送の仕様が若干異なるが，日本と US における各電波環境特性において，FM 受信機特性，受信方式(モノラル/ステレオ)，及びアンテナ指向特性の違いによって，マルチパスひずみ率 M_{Dr} が異なっていることが分かる．また表 6-3 は表 6-2 に比べ Diversity 方式及び車載ガラスアンテナのマルチパスひずみ率 M_{Dr} の改善効果が小さいことが分かる．上述より，2 つの電波環境によってマルチパスひずみ率 M_{Dr} の改善効果が大きく異なることが分かる．特に，アンテナ指向性の違いによる M_{Dr} の改善効果は，電波環境によって大きく異なり，到来波の状態とアンテナ指向性の関係が密接に関係することが分かる．従来から実放送波を用いながら実証実験の繰り返しによって，マルチパスひずみに関する定量評価を実現することは困難であった．しかしながら，本手法を用いることによって，その定量的な評価が可能になった．更に，本手法を用いることにより電波環境特性の物理的なメカニズムを明らかにすることが可能となった．

6.2　衛星系ワイヤレスメディアに関する評価結果

GPS などを用いて自車位置をリアルタイムに精度よく測位できることは，車両制御を行う上で非常に重要である．また自車位置を地図座標で取得できれば，当該地点の地図と重ねることができ，地図上に情報として記載されている安全施設や交通規制等の情報を容易に参照できて利便性が高い．さらに ITS 研究で進められている車々間通信においても，高精度な自車位置の情報は重要である．しかしながら，自車の位置精度は周囲の建物の状況により大きく影響を受けるため，実証実験で検証することは容易ではない．このため GPS の 3D シミュレータなどを用いて，事前に位置精度を推定することは有益である[6-5], [6-6].

6.2.1　GPS の 3D シミュレータの概要

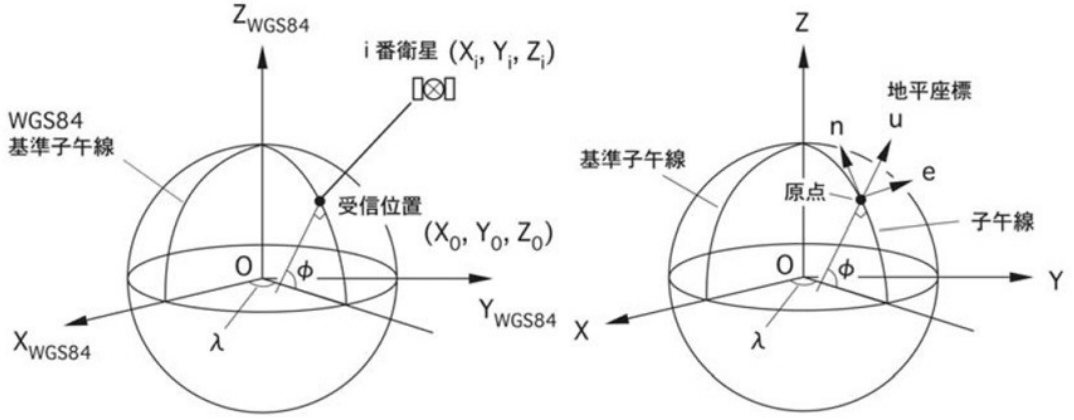
GPS 衛星から到来する電波は，市街地における建物などで反射と回折を繰り返しながら受信される．このため建物などの 3D 地形データを利用して，GPS 衛星からの送信される測位信号の反射や回折をレイトレーシング法によってシミュレーションすることで，測位精度を推定することが可能となる．これを本研究では GPS の 3D シミュレータと呼び，(1)衛星軌道モデル，(2)3D 建物モデル，(3)信号伝搬路モデルで構成される．このシミュレータの性能検証として，仰角マスクの効果と 衛星の可視性について評価した．さらに，本研究では実証実験と 3D シミュレータの位置精度の比較を実施し，本シミュレータの妥当性を検証した．

6.2.1.1　シミュレータの構成

GPS の 3D シミュレータは，(1)衛星軌道モデル，(2)3D 建物モデル，(3)信号伝搬路モデルで構成されている[6-7], [6-8].
次にそれぞれのモデルについて概要を述べる[6-9].

(1)衛星軌道モデル：衛星位置と受信点を同じ測地座標系で比較するために，衛星の位置や速度を地球中心慣性 Earth-Centered Inertial(ECI)座標系から地球中心地球固定 Earth-Centered Earth-Fixed(ECEF)座標系

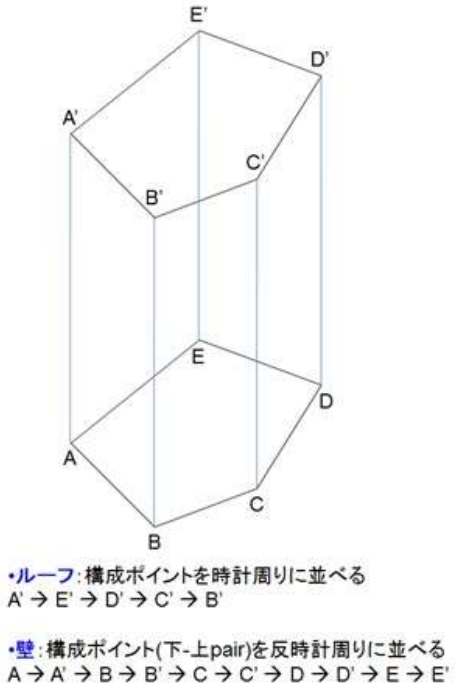
に座標変換し，GPS 受信機の位置を表す経度/緯度，及び高度を計算することが多い.その際に，地球を記述する物理モデルを必要とし，GPS 測位に採用されている地球標準物理モデルは世界測地系 1984，すなわち World Geodetic System 1984(WSG-84)である．ECEF 座標系を用いると，地球上または空間の位置を(X, Y, Z)で表すことができる.しかし，実際に必要な量は，自分の立ち位置から見た対象物の距離や方位角，仰角である．このため，地平直交座標を定義し，ECEF 座標系から変換する必要がある．従って，本研究は衛星軌道を ECEF 座標に変換し，さらに地平直交座標に変換した．図 6-7 に衛星位置を決定するための座標変換を示す. (a)は WGS84 座標系, (b)は地平座標系である.

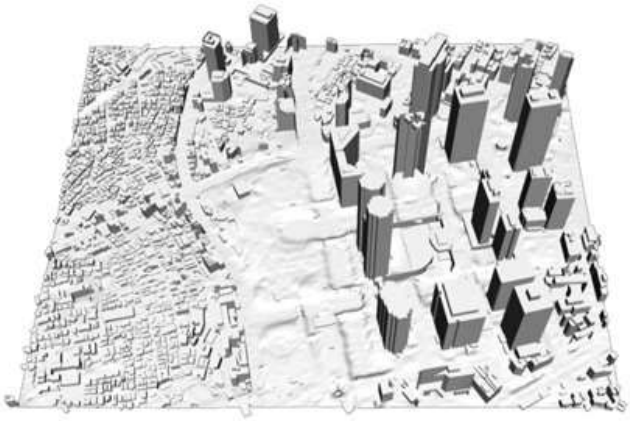


(a) WSG84 座標系　　(b) 地平座標系

図 6-7 衛星位置を決定する座標変換[6-9]

(2)3D 建物モデル：図 6-8 に示す 3D 建物データにおいては, DiaMap の Drawing Exchange Format (DXF)ファイルを用い 3 次元構造が構成された．DiaMap は建物のルーフと壁など複数の表面を 3D 多角形で表すときに用いた．(a)に示すごとく，ルーフは各ノードを反時計回りに，壁は時計回りに並べた．また(b)に示すごとく，シミュレータでは東京デジタル地図(TDM)データを DiaMap の DXF に変換し 3D 建物モデルを作成した.





(a) 3D ポリゴンの構成　　(b) DiaMap の 3D 建物サフェースデータ

図 6-8 3D 建物モデル[6-9]

(3)信号伝搬路モデル:本シミュレータは 3 次元建物データとレイトレーシング法を用いて，衛星位置から受信点までの信号伝搬路を計算する信号伝搬モデルを利用した．このモデルでは衛星信号を直接波，反射波，回折波に区別する．次に(a)反射波と，(b)回折波の判別について述べる．

(a)反射波: 図 6-9 に示すごとく，マルチパスは同一の入射角と反射角を持つ鏡面反射の原理をもちいる．すなわち，衛星からの電波が，衛星→地物の表面→受信機と言うような経路において鏡面反射に該当すると，その衛星からの電波はマルチパスを生じていると判定する． 実際のマルチパスはより複雑な反射過程を通じて発生しているが，反射により経路が長い電波が受信機に到達することを計算すれば，マルチパスによる擬似距離誤差は再現できたと考えられる．ある受信機に到達するマルチパスを判別するためには，可視衛星ごとの位置と共に，受信機の位置から一定半径以内の全ての地物の表面に対して，鏡面反射の有無を調査する必要がある．このときに，2 回以上の反射は信号強度が大きく減衰するために含めないことにした．計算環境でマルチパ

スと判定した電波からマルチパス誤差を算出するには，コリレータのような計算が必要である．つまり，直接波と反射波の経路長の違いによるコリレーションを計算する．

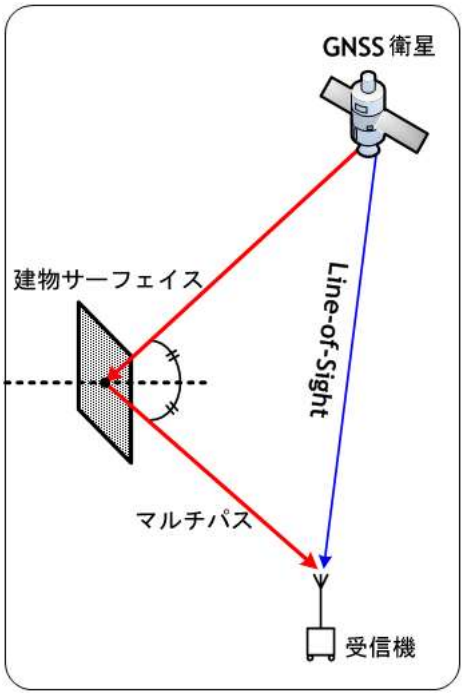


図 6-9 マルチパスの鏡面反射[6-8]

(b)回折波: 回折波の判別は，入射してくる電波の一部が建物のエッジにぶつかり回折されるナイフエッジ効果を用いる．具体的には，可視衛星の中で，少し移動させることにより非可視になる可能性が高い場合，或いは，非可視衛星の中で，少しの移動で可視になる場合が判別対象になる．上述の可視変化に対する回折波の判別チェックを図 6-10 に示す．一定間隔のメッシュ空間で，受信点が衛星方向の 5 つのセルに移動した際に，図 6-10-(a)に示すごとく可視衛星となる．または，図 6-10-(b)に示すごとく受信点が衛星逆方向の 5 つのセルに移動した際に，非可視衛星が可視になる．従って，図 6-10 のような状況においては，回折波の候補となる．この中で，衛星と受信点を結ぶラインと回折点と受信点を結ぶラインの間の角度によって回折波の判別した．

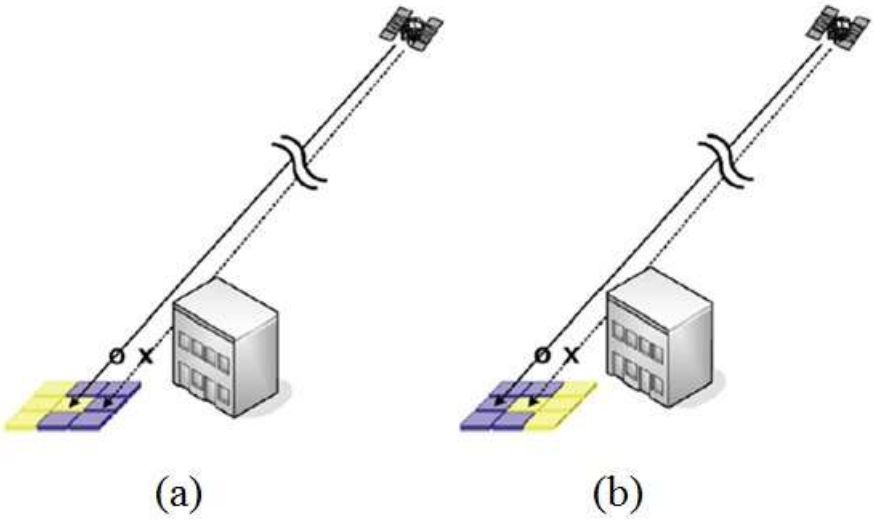


図 6-10 回折波判別のための LOS Shift[6-9]

6.2.1.2　シミュレータの仰角マスクの検証

本研究の 3D シミュレータの機能検証をするために，西新宿の都庁ビル周辺を対象として衛星の可視化，反射、及び回折波の判別のテストを実施した．日時は 2011 年 4 月 1 日午前 9 時とした．衛星の可視性は，軌道上の衛星の位置と受信点周辺の建物配置などによって影響を受ける．従って，マルチパスが発生する可能性が大きい低仰角の衛星を排除するために，仰角マスクを適用した．図 6-11 に仰角マスクを 0(deg.)，10(deg.)，20(deg.)とした場合の可視衛星数の比較を示す．それぞれの可視衛星数は，平均 4.66，4.15，3.56 であり，仰角マスクを大きくするに従い，可視衛星数の減少が確認できる．
図 6-12 は可視衛星数の統計を示す．東京のような大都市では可視衛星が 4 個未満になる場合が多いため，低仰角の衛星に対して仰角マスクを使って除外する方法はトレードオフの関係になる．

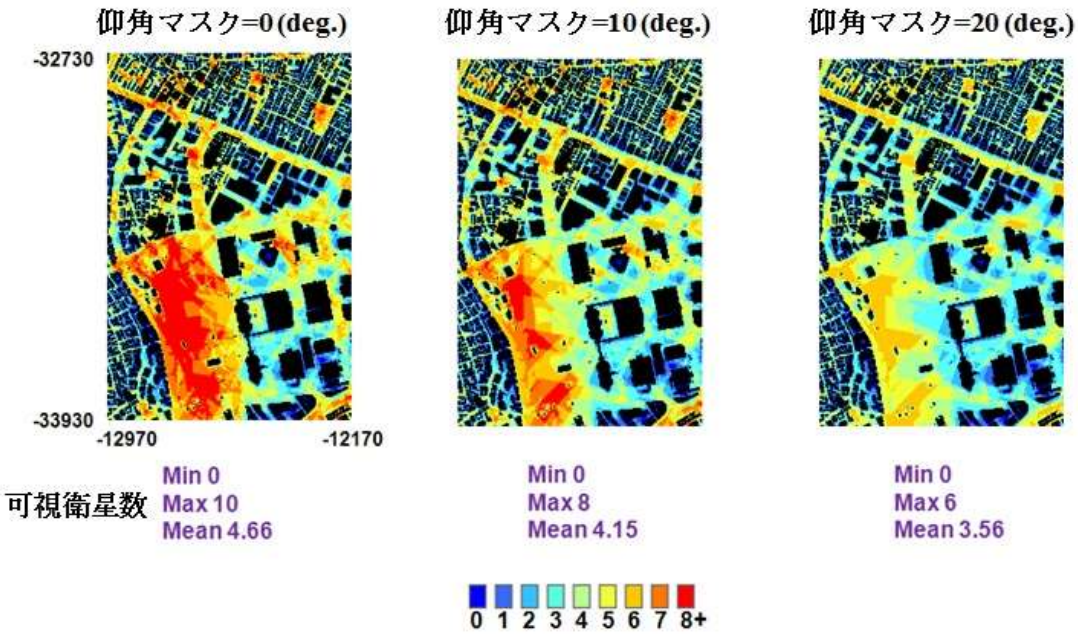


図 6-11 仰角マスク特性に対する可視衛星数の比較[6-9]

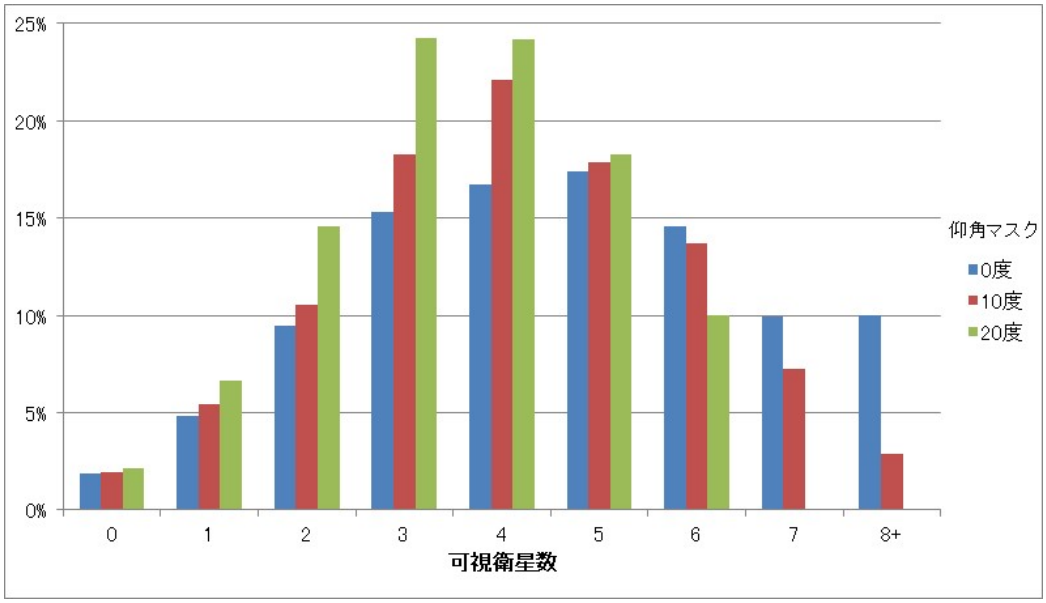


図 6-12 可視衛星数の統計[6-9]

6.2.1.3 シミュレータの可視性の検証

GPS 衛星は約 12 時間間隔で軌道運動をするため，衛星配置により衛星の可視性と電波の到来状態(直接波，反射波，回折波など)が変わる．従って，任意の時間において衛星の可視性をチェックするため，魚眼

レンズと同じ原理である天空図シミュレーションを用いた．図 6-13 は同一地点で上空を見上げた時の魚眼レンズと天空図の比較である．

Fish-eye lens　　天空図シミュレーション

図 6-13 同一地点における魚眼レンズと天空図の比較[6-9]

図 6-14 に，天空図を用いた各衛星の配置と衛星からの到来波の受信状態を示す．非可視衛星は黄色，直接波の衛星は青色，回折波の衛星は青緑色，直接波+反射波の衛星は赤紫色，回折波+反射波の衛星は赤色で区別している．

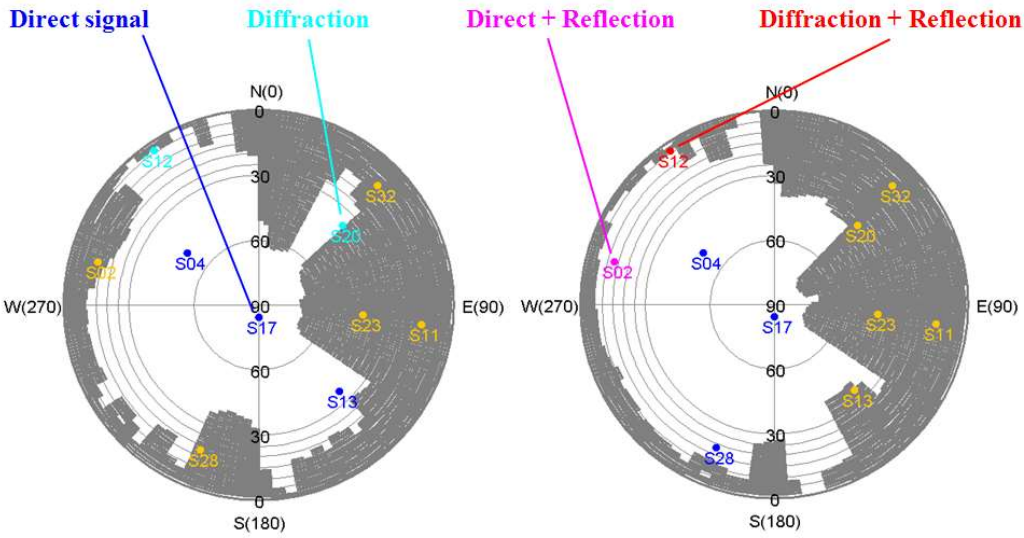


図 6-14 各衛星の到来波の受信状態[6-9]

6.2.2　実証実験とシミュレータの比較評価の結果

6.2.2.1　測定走行ルート環境と UTC タイムテーブル

衛星からの信号が周囲の高層ビルによって，マルチパス波の発生と遮蔽の可能性が高くなる西新宿地域を選び，シミュレーションによる位置精度の推定と繰り返し走行実験による実測をした[6-10].

図 6-15 に走行ルート(赤線)と，シミュレーションと実測の時刻を一致させるために用いた UTC のタイムテーブルを示す.

図 6-16 は, 3D 地図による周辺の建物の様子と走行ルート(黄線)である. 走行ルートは全長約 3 km で，道路沿いに多くの高層ビルが林立する. 1 周走行平均時間は約 10 分，実験開始から終了までは 5 時間 22 分. テスト車両を使った走行実験では，車速がほぼ一定速になるようにした. また，実測には高感度受信機である U-blox を用いた.

Round number		UTC
No.1	Start time	2:55:34
	Finish time	3:05:54
No.2	Start time	3:06:41
	Finish time	3:16:20
No.3	Start time	5:16:28
	Finish time	5:26:40
No.4	Start time	6:18:48
	Finish time	6:29:56
No.5	Start time	6:31:29
	Finish time	6:42:13
No.6	Start time	7:10:01
	Finish time	7:17:42

図 6-15 新宿テストコースと UTC テーブル[6-11]

図 6-16 新宿テストコースの 3 次元地図[6-11]

6.2.2.2 従来手法を用いた測位率と測位誤差に関する評価

図 6-15 の西新宿テストコース環境と UTC タイムテーブル，及び高精度位置計測システムを車載化したテスト車両を用いて，測位率と位置精度に関するシミュレーションと実証実験による実測値の比較をした[6-11].
ここで，測位率と位置精度に関する定義を下記に示す.
測位率: GPS データを記録する時間間隔(Epoch と呼ぶ)において，測位に必要な衛星数が捕捉できる割合. Epoch は一般に 15~60(s)である.
位置精度: 図 6-15 に示す走行ルートと UTC に基づき，6 周分の全位置精度データから相対度数分布を求めた. この相対度数分布の標準偏差 σ を位置精度とした.
第 3 章の図 3-11 に示した本研究の提案手法の前に，ここでは実測値に対し，1(Hz)当たりの Carrier Power-to-Noise Density (C/N_0)を使って，受信感度しきい値を 20, 25, 30, 35(dB-Hz)に分けることにより測位率と位置精度の変化を整理し，この整理の仕方を従来手法と名付けた. また，シミュレーションと実測値に対して，下記(1)と(2)の条件を設定した.

(1)車速などの情報を用いて，位置精度の補正処理はしない.
(2)仰角 10 (deg.)以下の到来波は，仰角マスク(Elevation Mask Angle)処理を使って取り除く.

表 6-4 は測位率と位置精度に関するシミュレーションと実測(従来手法)の比較である．シミュレーションでは全ての測位衛星からの到来波を受信出来るとした．

表 6-4 測位率と位置精度に関するシミュレーションと実測の比較

	Conditions of reception	Positional ratio (%)	Positional accuracy	
			±X (m)	±Y (m)
Simulation	All GPS satellite reception	99.3	24.6	22.8
Measured	C/N_0>20 (dB-Hz)	97.4	38.5	34.8
	C/N_0>25 (dB-Hz)	96.6	38.5	34.7
	C/N_0>30 (dB-Hz)	92	37.6	31.1
	C/N_0>35 (dB-Hz)	76.6	28.3	24.4

表 6-4 に示す測位率において，シミュレーションでは 99.3(%)，実測では受信感度しきい値 C/N_0>35(dB-Hz)の場合を除くと 92（%）以上であり，C/N_0を徐々に下げていくと測位率が大きくなることが分かる．これは受信感度をさげることによって測位衛星の数が増えるためである．一方，C/N_0>35 (dB-Hz)に設定すことは，受信レベルが低下した衛星からの電波を除外することであり，このため測位率が低下する．

位置精度は，受信感度しきい値 C/N_0>35 (dB-Hz)の場合，実測とシミュレーションがほぼ一致することが分かる．これは実測において，衛星電波が反射と回折により受信レベルが低下するマルチパス衛星の電波を排除したため，位置精度が改善されたためである．

以上のことから．実測における受信感度のしきい値を変える手法では，シミュレーションの妥当性を検証できないことが分かる．また，この他に西新宿テストコースで，1 周の平均時間が約 30 分で，16 回を周回して延時間約 8 時間にわたって，長時間の測位率と位置精度の実測データを取得した．上述の従来手法を用いて解析したところ，表 6-4 と同様な傾向を示した．

従って，従来手法では，シミュレーションを用いた測位率と位置精度の推定に関して，実測でその妥当性を検証できないことが分かった．

6.2.2.3　実証実験とシミュレータの比較評価の結果

シミュレータによる電波の受信状態の解析

表 6-5 は，図 6-15 に示したコースと UTC の条件に基づいて，各衛星から受信点に到来してくる電波の状態特性(直接波，反射波，回折波など)を数値計算したものである．

表 6-5 各衛星から受信点に到来してくる電波の状態特性[6-11]

UTC	Satellite number								
	5	9	12	15	18	21	26	27	28
6:31:37	(3)	(1)	(2)	(1)	(1)	(1)	(3)	(1)	(3)
6:31:38	(3)	(1)	(2)	(1)	(1)	(1)	(3)	(1)	(5)
6:31:39	(3)	(1)	(3)	(1)	(1)	(1)	(3)	(1)	(4)

Conditions of incoming wave :
(1)Direct wave, (2)Direct wave+Reflected wave
(3)Direct wave+Diffractive wave, (4)Reflected wave, (5)Diffractive wave

表 6-5 から次のことが分かる．UTC が 1(s)変わると，各衛星から受信点に到来してくる電波の状態が変化する．具体的には，衛星番号 12 では，初め直接波と反射波の組み合わせが，次に直接波と回折波の組み合わせに変化している．また衛星番号 28 では，初め直接波と回折波の組み合わせが，次に回折波だけ，更に反射波だけに推移していることが分かる．
上述より，各衛星から直接波として到来してくる電波が，衛星が移動することによって，受信点に到来してくる途中で，新宿の高層ビルなどで反射，或いは回折しながら受信点に到達してくるメカニズムが推測できる．

本提案手法(直接波と反射波)の評価

本研究の 3D シミュレータを用いて，図 6-15 に示した各 UTC において衛星から到来してくる電波の受信状態が (1)直接波と (2)直接波+反射波になる測位衛星の番号を抽出して位置精度を算出した．上述と同じ条件のもとに，実測においてシミュレーションと同じ測位衛星の番号だけを抽出し，受信機を用いて位置精度を算出した．

表 6-6 は，同じ UTC で測位率と位置精度(X 軸と Y 軸)に関するシミュレーションと実測の比較である．このときの到来波は(1)直接波，(2)直接波+反射波である．

表 6-6. 本研究手法を用いた測位率と位置精度に関する
シミュレーションと実測の比較
[到来波: (1)直接波, (2)直接波+反射波]

Conditions of incoming wave		Positional ratio (%)	Positional accuracy	
			±X (m)	±Y (m)
(1), (2)	Simulation	68.5	14.8	11.7
	Measured	61.8	15.3	14.1

Conditions of incoming wave :
(1)Direct wave, (2)Direct wave+Reflected wave

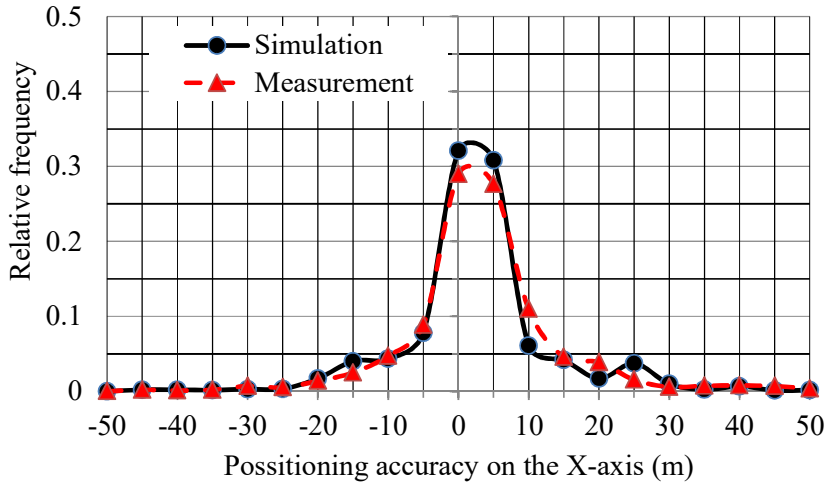
表 6-6 の測位率は，シミュレーションと実測で 60%台と低い値を示している.この理由は，全衛星からの到来波を(1)直接波と(2)直接波+反射波に限定したことにより，測位衛星の数を減らしたためである．

位置精度は，シミュレーションと実測でほぼ一致している．この理由は，測位衛星の番号を一致させることにより，衛星配置と衛星から受信点における伝搬経路がほぼ一致したためである．

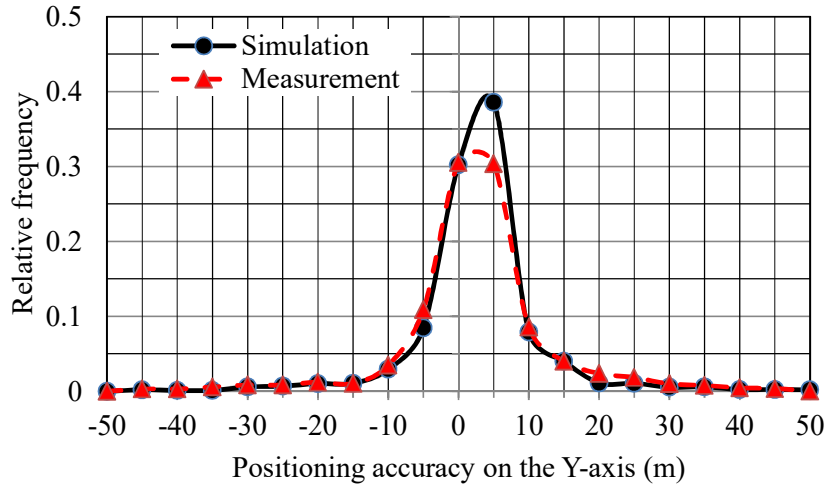
次に，X 軸と Y 軸方向の位置精度に関するシミュレーションと実測の差について考察する．X 軸方向のシミュレーションと実測の差は+0.5 (m)，同様に Y 軸方向の差は+2.4(m)である．Y 軸方向の位置精度が X 軸方向より大きいことが分かる．しかしながら，本テストコースのような市街地では，車両からみた周囲の建物は一様でなく非対称であり，建物などから反射してくる到来波の方向も一様でなく偏りをもち，コースの選定によって変化すると考えられる．このため市街地コースにおける測位精度に関する表記法は，Circular Error Probable (CEP)と比較して X 軸と Y 軸に関する表記法が，コース選定などの条件に対して位置精度の違いが明確になり有効と考えられる．

図 6-17-(a)は表 6-6 に示した X 軸方向における位置精度に関する相対度数分布であり，階級の幅は 5 (m)とした．図 6-17-(b)は表 6-6 に示した Y 軸方向における位置精度に関する相対度数分布であり，階級の幅は 5 (m)とした．シミュレーションと実測の位置精度相対度数分布がほぼ一致していることが分かる．本提案手法によって，初めてシミュレー

ションと実測が一致できた.



(a) X 軸方向の位置精度に関する相対度数分布



(b) Y 軸方向の位置精度に関する相対度数分布

図 6-17 位置精度に関するシミュレーションと実測の比較
[到来波: (1)直接波, (2)直接波+反射波の場合][6-11]

本提案手法(直接波, 反射波, 及び回折波)の評価

表 6-7 は, 同じ UTC で測位率と位置精度(X 軸と Y 軸)に関するシミュレーションと実測の比較である. このときの到来波は(1)直接波, (2)直接波+反射波, (3)直接波+回折波, (4)反射波, (5)回折波である.

表 6-7 本研究手法を用いた測位率と位置精度に関する
シミュレーションと実測の比較
[到来波: (1)直接波, (2)直接波+反射波,
(3)直接波+回折波, (4)反射波, (5)回折波]

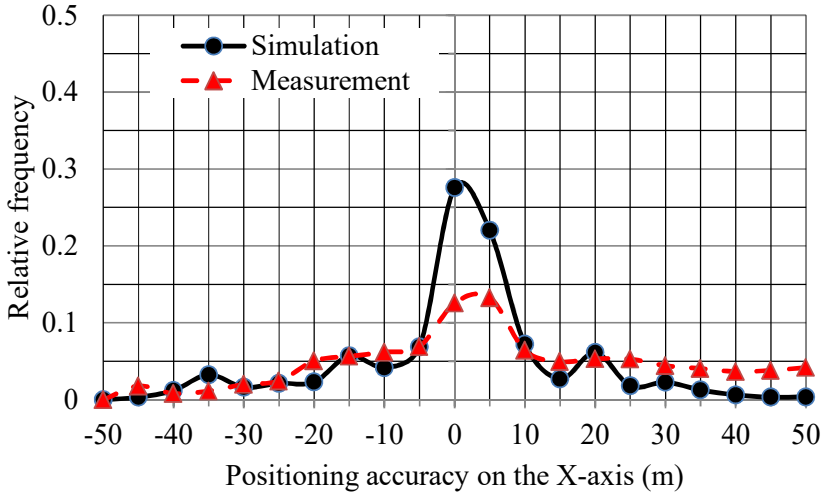
Conditions of incoming wave		Positional ratio (%)	Positional accuracy	
			±X (m)	±Y (m)
(1), (2), (3), (4), (5)	Simulation	99.3	24.6	22.8
	Measured	91.7	45.3	40.4

Conditions of incoming wave :
(1)Direct wave, (2)Direct wave+Reflected wave
(3)Direct wave+Diffractive wave
(4)Reflected wave, (5)Diffractive wave

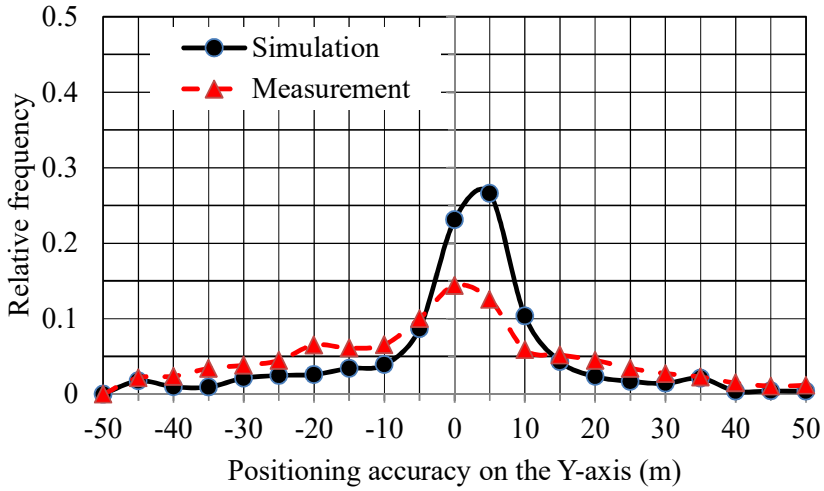
表 6-7 の測位率は，シミュレーションと実測の測位率が 90 %以上を示し，表 6-6 の測位率に比べて大きく改善している．この理由は，表 6-6 の到来波に対して (3)直接波+回折波，(4)反射波，(5)回折波を増やしたことにより，測位衛星の数が増加したためである．

一方，表 6-7 の位置精度は，表 6-6 に比べて大きく低下していることが分かる．

図 6-18-(a)は表 676 に示した X 軸方向における位置精度に関する相対度数分布である．階級の幅は 5(m) とした．図 6-18-(b)は表 6-7 に示した Y 軸方向における位置精度に関する相対度数分布である．階級の幅は 5(m) とした．



(a) X 軸方向の位置精度に関する相対度数分布



(b) Y 軸方向の位置精度に関する相対度数分布

図 6-18 位置精度に関するシミュレーションと実測の比較
[到来波: (1)直接波, (2)直接波+反射波,
(3)直接波+回折波, (4)反射波, (5)回折波）][6-11]

図 6-18 の X 軸および Y 軸方向の相対度数分布の最大値は，図 6-17 に比べて小さく，位置精度は低下している．この理由は，図 6-17 の到来波に対して(3)直接波+回折波，(4)反射波，(5)回折波を加えたことにより，マルチパス波が多くなったためである．また，シミュレーションと実測が一致しない理由は，回折波に関するシミュレーションモデルの構築の難

しさにある[6-12]．市街地環境を厳密に反映させた回折波モデルの構築には，3D 地図を使って，建物上部のエッジの高さを正確に算出して，建物上部のエッジから道路上における車載 GPS 受信機までの経路距離を正確に算出する必要がある．しかしながら，これらは道路上における車両の位置，道路の高低差，道路の幅，及び車両の位置と衛星の相対位置などによって影響を受けるため正確な算出は容易ではない．また，実際の市街地環境には高架，立体交差，トンネル，及び街路樹などがあり，これらの環境条件に対して現状の 3D 地図を用いて正確に読み取ることも容易ではない．従って，これらの環境条件を考慮に入れた厳密な回折波に関するシミュレーションモデルの構築が今後の課題である．

今回は擬似距離のみを用いた測位のため，標準偏差などの精度は悪い．しかしながら，シミュレーションと実測の差を小さくすることによって，シミュレーションだけを用いて様々な地域における測位率と位置精度の推定ができる可能性は大きい．

6.4　まとめ

本研究で提案した，地上系ワイヤレスメディアと衛星系ワイヤレスメディアに関する評価手法を用いた評価結果について述べた．

地上系ワイヤレスメディアとしては，Two-Stage 法を用いた FM マルチパスひずみ率について，仮想電波環境特性と実際の電波環境特性における評価結果について述べた．

衛星系ワイヤレスメディアとしては，実証実験と 3D シミュレータを用いた測位率と測位誤差について，様々な電波解析条件における評価結果を述べた．

第 7 章

結論

まとめ

本研究では，車のワイヤレスメディアの車載受信性能に関する評価手法を対象とし，地上系メディアには FM 受信を選び，衛星系メディアには GPS 測位を選んで，地上系と衛星系メディアを統合評価できるような手法に主眼を置いた．その手法としては，新たに大型設備と大掛かりな実証実験を必要せず，Two-Stage 法をベースにして PC 上に仮想電波環境を作成することにより，車載受信性能に関する評価手法の構築を目指して研究を進めた．

第 2 章では，車のワイヤレスメディアに関する開発概要を説明し，開発における技術課題を示して，再現性ある評価手法の必要性を述べた．
地上系メディアとして FM 受信を選び，その基本特性と FM 受信の際の音質評価に影響を与えるマルチパスのメカニズムについて述べ，評価指標としてマルチパスひずみ率を定義した．
衛星系メディアには GPS 測位を選び，衛星航法に関する基礎的な測位原理と位置精度の算出法について述べた．また，自車の位置精度に影響する測位誤差と要因，及び衛星配置について述べた．

第 3 章では，地上系と衛星系メディアの評価手法に関する先行研究の動向と課題を述べ，本研究を取り組む意義と重要性について述べた．
FM 受信の評価手法には，Two-Stage 法を用いたフェージングエミュレータ方式を選び，Two-Stage 法の原理と構成、及びフェージングエミュレータの機能について述べた．また評価手法に関する性能検証の指標として，レイリー分布の成立性によって判定した．
GPS 測位の評価手法には，高精度位置計測システムを用いることにより車の中心を基準座標の原点とした．従って，シミュレーションと実測は，車の中心からの位置精度として表すことが可能となり，実証実験とシミュレーションの位置精度に関する条件は，場所と時刻，及び基準座標を一致させることができた．

第 4 章では，高分解能な到来波推定法である MUSIC 法の原理と，課題について述べた．この課題の解決手法として，本研究のテーマである仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法を示し，この手法の原理と構成，及び特長について述べた．また直接波が到来波しない環境では，MUSIC 法が成立しないことを述べた. MUSIC アルゴリズムの動作検証は，PC 上に任意の到来方向と遅延時間を有する到来波モデル作成し，このモデルを MUSIC 法で正確に推定できることを検証した.

第 5 章では，仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法により，披露山公園と Bakersfield での FM 放送波の電波環境特性を推定した．市街地における到来波の相関抑圧に関する前処理として，(1)SSP 処理無し，(2)SSP 処理あり，(3)MSSP 処理ありの 3 通りを実施し，MSSP 処理が最も優れていることが分かった．この MSSP 処理を用いて，東京海洋大キャンパスにおける電波環境特性の推定ができた．さらに，3D 地図とレイトレーシング法を用いたシミュレーションで到来波推定を実施することにより，MUSIC 法の推定結果に対する妥当性を検証できた.

第 6 章では，Two-Stage 法を用いて実際の FM 電波環境特性を模擬した仮想電波環境特性を作成した．また FM 放送波のパラメータである変調周波数と DUR に着目し，これらパラメータの変化に伴う反射波の遅延時間変化に対するマルチパスひずみ率特性を解析した．この結果から，反射波の遅延時間に関する上限値を定めることができた．さらに，第 5 章で得られた推定結果を Two-Stage 法に作成し，同一電波環境における車載パラメータ(アンテナ指向性特性と受信機特性，及び受信方式など)変化に対する，それぞれのマルチパスひずみ率特性を解析した.
次に，GPS の 3D シミュレータの概要と構成について述べ，この 3D シミュレータの機能検証として，仰角マスクの効果と衛星の可視性について検証した．本研究手法を用いて シミュレーションによって受信点における到来波の状態(直接波，反射波，回折波，及びそれらを組み合わせた波)解析できた．この結果から，実験における受信点の到来波の状態を推定することが可能となり，実験結果に対する物理的な考察ができる見通しが立った.

以上のように，車のワイヤレスワイヤレスメディアに関する評価手法として，Two-Stage 法を用いる手法に着目した.
FM の車載受信性能の評価については，先ず仮想アレーアンテナを用

いた MUSIC 法により，実際の電波環境特性を推定できた．次にこの推定結果を Two-Stage 法に作成し，同一電波環境特性における車載評価パラメータ(アンテナ指向性，受信機，受信方式）の違いによる FM マルチパスひずみ率を比較できた．

GPS の受信性能の評価は，3D 地図とレイトレーシング法を用いたシミュレーションにより自車の位置精度を算出し，実証実験によって検証できた．なお，実測データの取得に際し高精度位置計測システムを用いて，各時刻の自車位置に関する基準座標ができた．このため実測とシミュレーションで得られるそれぞれの自車位置は，この基準座標からの位置精度として表すことが可能となった．

今後の課題と問題点

今後の課題は，地上系メディアの電波環境特性を正確に推定することである．この推定には本研究で述べ手法によって，電波環境特性に関する到来波の方向と遅延時間について推定可能であるが，到来波の電力推定については課題がある．実際の市街地などにおける放送波は，互いにコヒーレントなマルチパス波となって到来し，あたかも 1 波のように観測されるため，MUSIC 法に MSSP 処理などを適用して，コヒーレントな到来波を分離する．しかしながら，この手法で分離されたそれぞれのスペクトラムの大きさは，電力を示していない．この理由は仮想アレーアンテナを用いた MUSIC 法の原理で述べたごとく，直接波を使った基準信号を測定信号の位相と振幅の基準とするため，スペクトラムの大きさは相対比(dB 表示)を表している．従って，到来波の電力を知るには，MUSIC 法で示す直接波のスペクトラムに対する電力を計測する必要がある．しかし，前述からも実際のコヒーレントなマルチパス環境では，直接波だけの受信電力を計測することが容易でない．このため直接波のレベルが大きく，反射波が小さい受信環境において，スペクトラムの大きさと受信電力を対応付けるか，或いは シミュレーションによる電力の推定が必要になる．

GPS に関しては，回折波の正確なシミュレーションモデルの構築が課題である．回折波モデルの構築には，3D 地図を使って，建物上部のエッジの高さを正確に算出し，建物上部のエッジから道路上における車載 GPS 受信機までの経路距離を正確に算出する必要がある．しかし，これらは道路上における車両の位置，道路の高低差，道路の幅，及び車両の位置と衛星の相対位置などにより影響を受け，正確な算出に課題がある．一方，実際の市街地

には高架，立体交差，トンネル，及び街路樹などがあるが，これらは．コースを事前に精査し除外することによって改善できる．

今後の問題点は，研究開発が活発に進められている車々間通信システム，及び高精度 GPS を始めとした ITS 領域に，本研究で述べた評価手法を応用していくことである．車々間通信システムは，マルチパス環境を通信伝搬路として利用する MIMO 技術の応用が前提であり，また高精度 GPS に求められる自車の位置精度は，市街地のマルチパス環境において±1.5(m)である．このため，ITS においては市街地環境における車載受信性能の評価が重要になるが，本研究で述べたごとく実証実験における評価は容易でない．

このため，本研究で述べた手法を ITS の評価に応用することは有効である．例えば本手法を車々間通信システムに応用すると，走行中における車々間通信の受信特性は，次の手順で評価できる．第 1 段階では，MUSIC 法を用いて車間距離に対する周辺の電波環境特性を推定し，また車載アンテナ特性を測定する．第 2 段階では，上述の推定結果と車載アンテナ特性，及び相対速度情報を Two-Stage 法に挿入し演算する．この演算結果を受信信号として受信機へ送ることにより，走行中の車々間通信の受信特性の評価が可能となる．

謝辞

本論文をまとめるに当たり，論文の方向性に対して，常に有益かつ的確なご指導を頂いた，主査の東京海洋大学・海洋工学部海事システム工学科准教授 久保信明先生に心より感謝を申し上げます.

また，副査の庄司るり教授，坂井丈泰准教授，渡部大輔准教授には，研究内容に関する様々な視点からの助言と今後の方向性についての見地をいただくことができました．ここに，心より感謝の意を表します.

本論文において主要な技術要素となっているTwo-Stage法と仮想アレーアンテナを用いたMUSIC法に関し，重要なご指導，ご助言を頂くとともに，その他にも種々の貴重なご助言を頂いた元電気通信大学・電気通信学部電子工学科 唐沢好男教授に深く感謝申し上げます.

東京大学・空間情報科学研究センター 柴崎亮介教授には，「三次元地図データを使ったGNSSシステムの位置精度の算出」に関する共同研究において，貴重なデータとご助言を頂き深く感謝申し上げます.

北見工業大学・電気電子工学科 柏研究室の皆様には，MUSIC法に関する実験データの解析に関して多大なご協力を頂きました．心より感謝の意を表します.

株式会社構造計画研究所における関係者の皆様には，車のワイヤレスメディアに関する評価手法の構成について御協力を頂きました．心より感謝の意を表します.

株式会社ベストメディアの鈴木律雄氏には，Two-Stage法とMUSIC法に関するソフト開発，及び到来波推定に関する現地での実験などに対して多大なご協力を頂きました．心より感謝の意を表します.

株式会社本田技術研究所四輪R&Dセンター第8技術開発室の皆様には多大なご支援を頂きました．特に，現地での到来波推定の実験，及び関連する準備などでご協力を頂いた，芹沢幸宏氏，長尾朗氏には心より感謝致します.

最後に，研究を遂行するにあたり私の研究生活を支えてくれた家族に感謝致します.

著者論文等リスト

[1] 小松覚, 芹澤幸宏, 長尾朗, 今井卓, 田口健治, 柏達也, “FM 放送波の多重波到来方向と伝搬遅延時間の MUSIC 推定に関する実験的検討,” 自動車技術会論文集, vol. 46, no. 2, pp. 565-570, Mar. 2015.

[2] Komatsu, S., Imai, S., Taguchi, K., and Kashiwa, T., “Development of Tool for Evaluation of Automotive Conformity of FM Receivers Using Two-Stage Method,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 8(1):2015, doi:10.4271/2015-01-0225.

[3] 小松覚, 唐沢好男, “Two-Stage法フェージングエミュレータを用いた車載FM受信機のマルチパスひずみ率の測定法,” 自動車技術会論文集, vol. 47, no. 1, pp. 215-220, Jan. 2016.

[4] Komatsu, S., Imai, S., Taguchi, K., and Kashiwa, T., “Incoming Wave Estimation Characteristics by MUSIC Method Using a Virtual Array Antenna in Urban Reception Conditions,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0077

[5] Komatsu, S., Karasawa, Y., Kashiwa, T., Taguchi, K., and Imai, S., “Development and Application of FM Multipath Distortion Rate Measurement System Using a Fading Emulator Based on Two-Stage Method,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0082.

[6] Komatsu, S., Nagao, A., Suzuki, T., and Kubo, N., “Positioning Simulation Using a 3D Map and Verification of Positional Estimation Accuracy in Urban Areas Using Actual Measurement,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0083

参考論文

[1] 栗林裕, 小松覚, 福丸智之, 柏達也, 田口健治, “FDTD 法を用いた実車大規模電磁界シミュレーションと測定,” 電気学会自動車研究会(東京), VT-04-8, Mar. 2004.

[2] K. Taguchi, M. Uchiya, T. Kashiwa, K. Hirayama, H. Kuribayashi, S. Komatsu, “FDTD large-scale parallel supercomputing and its application to the analysis of radiation characteristics of an antenna mounted on a vehicle,” Int. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering., vol. 14, no. 3, pp. 253-261, May 2004.

[3] H. Kuribayashi, S. Komatsu, T. Fukumaru, T. Kashiwa, K. Taguchi, “Large-scale electromagnetic simulation of a full automobile model using the FDTD method and measurement,” SAE (Society of Automotive Engineers) World Congress, 01-0777, Detroit, Michigan, USA, Mar. 2004.

[4] 塩見崇峰, 川村雅彦, 嶌森陸郎, 小松覚, 秦 正治, 富里繁, “移動通信の伝搬損失推定における建物占有面積率の近似方法,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集 2008 年 通信(1), 9, 2008-09-02

[5] 土屋潤三, 小佐古昂, 高崎和之, 唐沢好男, 小松覚, “GPS トータルレコーディングシステムによる測位誤差解析に関する検討,” 2009 信学総大, A-17-24, 2009.03.

[6] 小佐古昂, 土屋潤三, 高崎和之, 唐沢好男, 小松覚, “GPS トータルレコーディングシステムの開発,” 2009 信学総大, A-17-23, 2009.03.

[7] 久保信明, 岩張, 新宮望, 小松覚, “ソフトウエア GPS 受信機による観測データの精度解析 ,” 電子情報通信学会技術研究報告. SANE, 宇宙・航行エレクトロニクス 110(160), 31-35, 2010-07-23

[8] S. Imai, K. Taguchi, T. Kashiwa, H. Kuribayashi, and S. Komatsu, “Analysis of multipath propagation characteristics for digital terrestrial broadcasting in UHF band on urban street using ray tracing method,” ISAP, pp. 644-647, Nagoya, Japan, Oct. 2012.

[9] 芹澤幸宏, 小松覚, 長尾朗, 唐沢好男, “Two-stage 法を使った FM マルチパスひずみの解析,” 自動車技術会学術講演会前刷集, No. 104-13, pp.1-4 (2013)

[10] 長尾朗，小松覚， Yang-Won Lee，柴崎亮介, “LoQAS を使った GPS の位置精度推定とその検証,” 自動車技術会学術講演会前刷集， No.104-13, pp. 5-8 (2013)

[11] 今井卓，田口健治，柏達也，栗林裕，小松覚, “地上デジタル放送波における市街地道路上の電波伝搬特性,” 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J96-C, no. 6, pp. 160-163, June 2013. (レター)

[12] K. Taguchi, S. Imai, T. Kashiwa, H. Kuribayashi, and S. Komatsu, “Distance dependence of electric field pattern for an antenna mounted on a car in UHF band,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 55, no. 9, pp. 2182-2186, Sept. 2013. (Letter)(Published Online: 27 June 2013, DOI: 10.1002/mop.277

[13] R. Aoyama, K. Taguchi, S. Imai, T. Kashiwa, H. Kuribayashi, and S. Komatsu, “Distance property of electric field patterns for an antenna mounted on a car in UHF band,” PIERS, p. 477, Taipei, Taiwan, Mar. 2013.

[14] S. Komatsu, S. Yukihiro, A. Nagao, K. Asami, Y. Karasawa, “Analysis of FM Multipath Distortion Using the Two-Stage Method and MUSIC Methods,” SAE Technical Paper 2014-01-0286, 2014, doi:10.4271/2014-01-0286

[15] Imai, S., Taguchi, K., Kashiwa, T., and Komatsu, S., “Estimation of The Incoming Wave Characteristics by MUSIC Method Using Virtual Array Antenna,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 8(1):146-155, 2015, doi:10.4271/2015-01-0222

[16] S. Imai, K. Taguchi, T. Kashiwa, and S. Komatsu, “Analysis of radio propagation at intersection considering car antenna positions for inter-vehicle communications,” EuCAP, P2.19, Lisbon, Portugal, Apr. 2015.

[17] S. Komatsu, S. Imai, K. Taguchi, and T. Kashiwa, “Evaluating Method of the On-Board FM Receiver Characteristics Using MUSIC Method and the Two-Stage Method,” MIKON, M13.4, Krakow, Poland, May. 2016.

参考文献

第 2 章

[2-1] ARIB STD-B31, “地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式標準規格,” 電波産業会, 2001.

[2-2] H. Kuribayashi, S. Komatsu, T. Fukumaru, T. Kashiwa, K. Taguchi, “Large-scale electromagnetic simulation of a full automobile model using the FDTD method and measurement,” SAE World Congress, 01-0777, Detroit, Michigan, USA, Mar. 2004.

[2-3] 土田健一, 岡野正寛, 高田政幸, “４ブランチダイバーシティ受信による地上デジタル HDTV 移動受信エリア性,” 映情学技報, BCT2005 79, Jul. 2005.

[2-4] 木村智, 土田健一, 高田政幸, “シンボル毎伝送路推定による地上デジタル放送の高速移動受信特性,” 映情学技報, BCT2005 69-72, Jun. 2005.

[2-5] 生岩量久 著, “デジタル通信・放送の変復調技術,” コロナ社, 2008 年.

[2-6] 立野敏, “初歩者のための FM 入門,” オーム社, 1978 年.

[2-7] 伊藤祐弥, 藤井章, “わかりやすい FM 技術,” 産報出版, 1978 年.

[2-8] 高橋良, 倉掛泰治, “VHF-FM 放送波の多重伝搬経路による受信ひずみ,” NHK 技術研究, 第 12 巻第 6 号通巻 51 号, pp. 469-479, November.1960.

[2-9] 大原光雄, “FM 放送のマルチパスひずみの解析,” テレビジョン学会誌, 第 32 巻第 3 号, pp. 224-230, 1978.

[2-10] T SAEKI, “A Method for Estimating Psychological Response to Fluctuating Random Noise in A Long Time Scale by Use of That in A Short Time Scale,” Japan Ergonomics Society Trans. Commun. (Japanese Edition), Vol.36, No. 2, pp. 63-71, 2000.

[2-11] 進士昌明, “無線通信の電波伝搬,” 電子情報通信学会, 1992.

[2-12] Komatsu, S., Imai, S., Taguchi, K., and Kashiwa, T., “Development of Tool Evaluation of Automotive Conformity of FM Receiver Using

Two-Stage Method," *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron.Electr. Syst.* 8(1):2015, doi:10.4271/2015-01-0225.

[2-13] Chalupper, J. & Fastl, H, "Dynamic loudness model DLM for normal and hearing impaired listeners", Acta Acustica, vol.88, pp.378-386, 2002.

[2-14] 日本測地学会編著, "新訂版 GPS-人工衛星による精密測位システム,"日本測量協会, 1989.

[2-15] 土屋, 辻, "GPS 測量の基礎,"日本測量協会, 1995.

[2-16] 坂井丈泰, "GPS 技術入門," 東京電機大学出版局, 2003.

[2-17] 坂井丈泰, "GPS/GNSS の基礎知識 (2007)," <http//www.enri.go.jp/~sakai/pub/symp07_tutorial.ppt>

[2-18] Pratap Misra, Per Enge, "Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance Second Edition," Ganga-Jamuna Press, 2006.

第 3 章

[3-1] S. Komatsu, Y.Serizawa, A.Nagao, K.Asami, Y.Karasawa, "Analysis of FM Multipath Distortion using Two-Stage and MUSIC Methods," SAE Technical Paper 2014-01-0286, 2014. doi:10.4271/2014-01-0286

[3-2] Komatsu, S., Imai, S., Taguchi, K., and Kashiwa, T., "Development of Tool Evaluation of Automotive Conformity of FM Receiver Using Two-Stage Method," *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron.Electr. Syst.* 8(1):2015, doi:10.4271/2015-01-0225.

[3-3] Komatsu, S., Karasawa, Y., Kashiwa, T., Taguchi, K., and Imai, S., "Development and Application of FM Multipath Distortion Rate Measurement System Using a Fading Emulator Based on Two-Stage Method," *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0082.

[3-4] H. Arai, "Measurement of mobile antenna systems" Artech House, 2001.

[3-5] 岩井浩, 阪口啓, 坂田勉, 山本温, "携帯端末アンテナ評価用空

間フェージングエミュレータの提案," 信学論(B), Vol. J91-B, no.9, pp960-971, 2008.
[3-6] 坂田勉, 山本 温, 小川 晃一, "角度スペクトラムが設定可能な端末 MIMO アンテナ測定用空間多重波生成装置," 信学技報, A.P2008-3, pp. 13-18, April 2008.
[3-7] C.L. Holloway, D.A. Hill, J.M. ladbury, P.F. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, "On the use of reverberation chmbers to simulate a Riccian radio environment for the testing of wireless devices," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 54, no.11, pp. 3167-3177, 2006.
[3-8] P. Corona, G. Ferrara, and M. Migliaccio, "Reveberating chamber electromagnetic field in presence of unstaired component," IEEE Trans. Elecromagtn. Compat., Vol. 42, no.2, pp. 111-115, 2000
[3-9] P.S. Kidal and K. Rosengren, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficenciency, and diversity gain of teir antennas: Simulations an measurements in a reverberation chamber," IEEE Commun. Mag., vol.42, no.12, pp. 104-112, Dec. 2004.
[3-10] Y. Jing, Z. Wen, H. Kong, S. Duffy, M. Rumney., "Two-stage over the air (OTA) Test Method for MIMO Device Performance Evaluation," 2011 IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation., pp71-74, Spokane, Washington, July (2011).
[3-11] 中田克弘, 唐沢好男, "簡易型 MIMO-OTA システム信号処理部の FPGA 実装と評価," 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J97-B, No.1, pp51-60, January 2014.
[3-12] 孫桂江, 中田克弘, 大島一郎, 唐沢好男, "2 ステージ法による簡易型 MIMO-OTA 評価のシミュレーション手法とアンテナカップリング特性への応用" 電子情報通信学会論文誌 B vol. J96-B No.7, pp701-711, July 2013.
[3-13] 佐々木克守, 大島一郎, 唐沢好男, "マルチパスリッチ環境を実現する電波反射箱[Ⅱ]," 信学技報, A.P2008-77, pp.13-18, 2008.
[3-14] 唐沢好男, "Two-Stage 法を使ったマルチパス環境生成手法の研究 平成 24 年度共同研究報告書," 3 月 2013 年.
[3-15] 坂井丈泰, "GPS/GNSS の基礎知識(2007)," <http//www.enri.go.jp/~sakai/pub/symp07_tutorial.ppt>
[3-16] 袴田知弘, "回折と反射を考慮した都市内測位環境シミュレーションシステム（LoQAS)," 高度測位社会基盤研究フォーラム発表

資料<http://www.fpoir.org/OPEN/Forum10_Hakamada.pdf#search>
[3-17] Y. Konishi, R. Shibasaki, “Development of A Simulation System to Estimate Available Area of GPS and Pseudolite,” The 22nd Asian Conference on Remote Sensing 5-9 November, Singapore, 1506-1511
[3-18] 袴田知弘, 小西勇介, 除庸鉄, 柴崎亮介, “三次元地図を用いたGNSS 有用性評価シミュレーションシステムの改良,” 全国測量技術大会, 6 月 2003 年.
[3-19] 李亮源, 柴崎亮介, “空間統計アプローチに基づいた GNSS 測位精度向上の手法の開発,” Theory and Application of GIS, 2010, vol.18, No.2 pp.73-84
[3-20] Yang-Won Lee, “A simulation system for GNSS multipath mitigation Using spatial statistical methods,” Computers &Geosciences 34 pp.1597-1609, 2008.
[3-21] R. Furukawa, et al. “Evaluation and Analysis of Correlation in Reflected Signals and its Application in Cooperative Relative Postioning,” 20th ITS World Congress. 2013.
[3-22] R. Furukawa, et al. “Accuracy Evaluation of Satellite Positioning Simulation using Ray Tracing Method,” Proceedings of the 2015 IEICE General Conference A-17-4 March
[3-23] Komatsu, S., Nagao, A., Suzuki, T., and Kubo, N., “Positioning Simulation Using a 3D Map and Verification of Positional Estimation Accuracy in Urban Areas Using Actual Measurement,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0083
[3-24] Pratap Misra, Per Enge. “Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance Second Edition,” Ganga-Jamuna Press, 2006.
[3-25] 久保信明, “マルチパス低減技術の現状と動向,” 2005 GPSシンポジウム,日本航海学会 GPS/GNSS研究会, 2005年.
[3-26] Marie Rieche “Land Mobile Satellite Propagation Characteristics from Knife-Edge Diffraction Modeling and Hemispheric Images” EuCAP, 2015.

第 4 章

[4-1] 小松覚, 芹沢幸宏, 長尾朗, 今井卓, 田口健治, 柏達也, “FM 放送波の多重波到来方向と伝搬遅延時間の MUSIC 推定に関する実験的検討,” 自動車技術会論文集, vol. 46, no. 2, pp. 565-570, Mar. 2015.

[4-2] T.J.Shan.et al, “Adaptive Beamforming for Coherent Signals and Interference,” IEEE Trans. Acoust., Speech & Processing, vol.ASSP-33, No.3, pp.527-536, June 1985.

[4-3] D.C.Cox.et al, “Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910MHz in a Suburban Mobile Radio Environment,” IEE Trans. Antennas & Propagat., vol. AP-20, No.5 pp.625-635, May 1972.

[4-4] R. O. Schmid.et al, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,” IEEE Trans. Antennas Propag., AP-34, No. 3, pp. 276-280, 1986.

[4-5] N. Kikuma.et al, “Estimation of direction of arrival and delay profile of multipath waves by MUSIC algorithm for indoor radio communication,” IEICE Trans. Commun. (Japanese Edition), vol.J73-B No.11 pp.786-795, Dec. 1990.

[4-6] N. Kikuma.et al, “Adaptive Signal Processing with array Antenna,” Science and Technology Publishing Company, Inc. 1999. Japanese Edition.

[4-7] T. J. Shan.et al, “On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals,” IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.ASSP-33, no.4, pp. 806-811, 1985.

[4-8] R. T. Williams.et al, “An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment,” IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol. ASSP-36, no.4, pp.425-432, 1988.

[4-9] K. Morokuma.et al, “A novel High-Resolution Propagation Measurement Scheme for Indoor Terrestrial TV Signal Reception Based on Two-Dimensional Virtual Technique,” IEICE Trans. Commun., vol. E96-B, No. 4, pp. 986-993, 2013.

[4-10] A. Takemoto.et al, “A high-resolution direction and delay time finding measurement scheme of digital terrestrial TV multipath signal based on the total recording technology,” IEICE Trans, Commun (Japanese Edition), vol. J92-B No.9 pp.1381-1389, Sept. 2009.

[4-11] S. Komatsu, Y.Serizawa, A.Nagao, K.Asami, Y.Karasawa, “Analysis of FM Multipath Distortion using Two-Stage and MUSIC Methods,” SAE Technical Paper 2014-01-0286, 2014, doi:10.4271/2014-01-0286

[4-12] Imai, S., Taguchi, K., Kashiwa, T., and Komatsu, S., “Estimation of the Incoming Wave Characteristics by MUSIC Method Using Virtual Array Antenna,” *SAE Int. J.Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 8(1):2015, doi:10.4271/2015-01-0222

[4-13] Komatsu, S., Imai, S., Taguchi, K., and Kashiwa, T., “Incoming Wave Estimation Characteristics by MUSIC Method Using a Virtual Array Antenna in Urban Reception Conditions,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0077

[4-14] 伊藤祐弥, 藤井章, “わかりやすい FM 技術,” 産報出版, 1978 年.

[4-15] 立野敏, “初歩者のための FM 入門,” オーム社, 1978 年.

[4-16] Yamada.et al, “Array Calibration Technique for High-Resolution Direction of Arrival Estimation,” IEICE Trans. Commun (Japanese Edition), vol. J92-B No.9 pp.1308-1321, Sept 2009.

第 5 章

[5-1] 小松覚, 芹沢幸宏, 長尾朗, 今井卓, 田口健治, 柏達也, “FM 放送波の多重波到来方向と伝搬遅延時間の MUSIC 推定に関する実験的検討,” 自動車技術会論文集, vol. 46, no. 2, pp. 565-570, Mar. 2015.

[5-2] Imai, S., Taguchi, K., Kashiwa, T., and Komatsu, S., “Estimation of the Incoming Wave Characteristics by MUSIC Method Using Virtual Array Antenna,” *SAE Int. J.Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 8(1):2015, doi:10.4271/2015-01-0222

[5-3] Komatsu, S., Imai, S., Taguchi, K., and Kashiwa, T., “Incoming Wave Estimation Characteristics by MUSIC Method Using a Virtual Array Antenna in Urban Reception Conditions,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0077

[5-4] T. J. Shan.et al, “On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals,” IEEE Trans, Acoust., Speech and Signal Processing, vol.ASSP-33, no.4, pp. 806-811, 1985.

[5-5] A. Takemoto.et al, “A high-resolution direction and delay time finding measurement scheme of digital terrestrial TV multipath signal based on the total recording technology,” IEICE Trans. Commun (Japanese Edition), vol. J92-B No.9 pp.1381-1389, Sept. 2009.

[5-6] R. O. Schmid.et al, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,” IEEE Trans, Antennas Propag., AP-34, No. 3, pp. 276-280, 1986.

[5-7] 山田寛喜, “高分解能到来波推定法の基礎と実際,” 電子情報通信学会, アンテナ・伝播における設計・解析手法ワークショップ第 33 回, 2016 年 10 月

[5-8] 伊藤祐弥, 藤井章, “わかりやすい FM 技術,” 産報出版, 1978 年.

[5-9] 今井卓, 田口健治, 柏達也, 栗林裕, 小松覚, “地上デジタル放送波における市街地道路上の電波伝搬特性,” 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J96-C, no. 6, pp. 160-163, June 2013. (レター)

第 6 章

[6-1] 小松覚, 唐沢好男, “Two-Stage法フェージングエミュレータを用いた車載FM受信機のマルチパスひずみ率の測定法,” 自動車技術会論文集, vol. 47, no. 1, pp. 215-220, Jan. 2016.

[6-2] Komatsu, S., Karasawa, Y., Kashiwa, T., Taguchi, K., and Imai, S., “Development and Application of FM Multipath Distortion Rate Measurement System Using a Fading Emulator Based on Two-Stage Method,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0082.

[6-3] Komatsu, S., Imai, S., Taguchi, K., and Kashiwa, T., “Development of Tool for Evaluation of Automotive Conformity of FM Receivers Using Two-Stage Method,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 8(1):2015, doi:10.4271/2015-01-0225.

[6-4] Imai, S., Taguchi, K., Kashiwa, T., and Komatsu, S., “Estimation of the Incoming Wave Characteristics by MUSIC Method Using Virtual Array Antenna,” *SAE Int. J.Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 8(1):2015, doi:10.4271/2015-01-0222

[6-5] Y. Konishi, R. Shibasaki, “Development of A Simulation System to Estimate Available Area of GPS and Pseudolite,” The 22nd Asian Conference on Remote Sensing 5-9 November, Singapore, 1506-1511

[6-6] 袴田知弘, 小西勇介, 除庸鉄, 柴崎亮介, “三次元地図を用いたGNSS 有用性評価シミュレーションシステムの改良,” 全国測量技術大会, 6 月 2003 年

[6-7] 小西, “位置情報収得のための統合プラットフォームに関する基礎的研究,” 東大博士論文 , 2003.

[6-8] 李亮源, 柴崎亮介, “空間統計アプローチに基づいた GNSS 測位精度向上の手法の開発,” Theory and Application of GIS, vol.18, No.2 pp.73-84, December 2010.

[6-9] 柴崎亮介, “三次元地図データを使った GNSS システムの位置精度の算出に関する共同研究報告書,” 3 月 2011 年.

[6-10] 長尾朗, 小松覚, Yang-Won Lee, 柴崎亮介, “LoQAS を使ったGPS の位置精度推定とその検証,” 自動車技術会学術講演会前刷集, No.104-13, pp. 5-8 2013.

[6-11] Komatsu, S., Nagao, A., Suzuki, T., and Kubo, N., “Positioning Simulation Using a 3D Map and Verification of Positional Estimation Accuracy in Urban Areas Using Actual Measurement,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 9(1):2016, doi:10.4271/2016-01-0083

[6-12] Marie Rieche “Land Mobile Satellite Propagation Characteristics from Knife-Edge Diffraction Modeling and Hemispheric Images,” EuCAP 2015.