

屋内測位システム IMES の
インフラ化に関する研究
Study on IMES as a Positioning
Infrastructure

2016 年 7 月

早稲田大学大学院 創造理工学研究科

藤井 健二郎

Kenjiro FUJII

目次

第 1 章	序論	1
1.1	はじめに.....	1
1.2	測位技術の現状.....	4
1.2.1	屋外測位の発展.....	4
1.2.2	屋内測位の現状.....	8
1.3	GPS 互換の屋内測位.....	10
1.3.1	スードライトの歴史.....	10
1.3.2	WABOT-HOUSE 研究所における取り組み.....	12
1.3.3	IMES の登場.....	16
1.4	本研究の目的と意義.....	16
1.5	本論文の構成.....	19
第 2 章	IMES の電波送信技術の確立	21
2.1	まえがき.....	21
2.2	IMES 送信機.....	21
2.3	IMES 受信端末.....	23
2.3.1	IMES 対応測位モジュール.....	24
2.3.2	Android 端末およびアプリケーション.....	24
2.4	送信機切り替え実験.....	26
2.4.1	実験手順.....	26
2.4.2	実験結果.....	28
2.4.3	考察.....	30
2.5	アンテナ評価実験.....	31
2.5.1	実験手順.....	31
2.5.2	実験結果.....	32
2.5.3	考察.....	33
2.6	送信ダイバーシティ方式の提案.....	34
2.6.1	予備実験.....	34
2.6.2	送信ダイバーシティ方式のための送信機.....	35
2.6.3	評価実験.....	36

2.7	可変ビーム幅アンテナの提案	37
2.7.1	アンテナアレイの概要	38
2.7.2	開発したデバイス	40
2.7.3	評価実験	40
2.8	デュアルビーム幅アンテナの提案	41
2.8.1	アンテナアレイの概要	41
2.8.2	開発したデバイス	42
2.8.3	評価実験	42
2.9	漏洩同軸ケーブルの提案	43
2.9.1	実験セットアップ	44
2.9.2	実験結果	45
2.9.3	考察	46
2.10	本章のまとめ	46
第3章	搬送波ノイズ比を用いた測位	49
3.1	まえがき	49
3.2	関連研究	49
3.3	測位手法	50
3.3.1	電波伝搬モデル	50
3.3.2	電波伝搬モデルを用いた三辺測量	51
3.3.3	カルマンフィルタ処理	52
3.4	電波伝搬モデルの決定	53
3.5	ロボットを用いた評価実験	54
3.5.1	実験方法	55
3.5.2	実験結果	56
3.5.3	考察	57
3.6	歩行者による評価実験	58
3.6.1	実験方法	58
3.6.2	実験結果	59
3.6.3	考察	60
3.7	人体による電波干渉調査	61
3.7.1	実験	61
3.7.2	考察	62
3.8	本章のまとめ	63
第4章	ドップラー測位	65
4.1	まえがき	65

4.2	関連研究.....	65
4.3	基本ドップラー測位.....	66
4.3.1	測位手法.....	67
4.3.2	開発したデバイス.....	68
4.3.3	評価実験の手順.....	69
4.3.4	実験結果.....	70
4.3.5	考察.....	72
4.3.6	アンテナ回転速度の評価.....	74
4.4	ドップラー位置方位推定.....	75
4.4.1	測位手法の概要.....	75
4.4.2	位置方位推定実験.....	77
4.4.3	考察.....	79
4.4.4	初期値収束分析.....	80
4.5	RTK ドップラー位置方位推定.....	82
4.5.1	測位手法の概要.....	83
4.5.2	位置方位推定実験.....	84
4.5.3	考察.....	86
4.6	本章のまとめ.....	88
第5章	搬送波を用いた双曲線測位.....	89
5.1	まえがき.....	89
5.2	関連研究.....	89
5.3	測位手法の概要.....	90
5.4	2次元測位実験.....	92
5.4.1	実験装置.....	92
5.4.2	実験手順.....	93
5.4.3	実験結果.....	95
5.4.4	考察.....	96
5.5	3次元測位への拡張.....	97
5.5.1	3次元測位のシミュレーション.....	97
5.5.2	実機を用いた3次元測位実験.....	99
5.5.3	考察.....	103
5.6	本章のまとめ.....	103
第6章	スードライト.....	105
6.1	まえがき.....	105
6.2	関連研究.....	105

6.3	測位手法の概要	107
6.4	シミュレーションによる実験条件の検討	109
6.4.1	シミュレーションの概要	109
6.4.2	シミュレーション結果	110
6.4.3	考察	110
6.5	測位実験	112
6.5.1	実験セットアップと手順	112
6.5.2	実験結果	113
6.6	考察	114
6.7	本章のまとめ	116
第7章	結論と将来展望	117
7.1	本研究の成果	117
7.2	将来の展望	120
付録 A	用語説明	123
付録 B	IMES の仕様	125
B.1	IMES の概要	125
B.1.1	IMES と GPS の相違点	125
B.1.2	IMES の測位方式	127
B.1.3	IMES 送信機管理の必要性	130
B.2	IMES の運用管理	132
B.2.1	仮申請まで	133
B.2.2	本申請	134
B.2.3	位置座標の担保	134
B.2.4	IMES 送信機のアクティベーション	134
B.3	IMES 送信機仕様	136
B.3.1	機器外観, 寸法図	137
B.3.2	機能	138
付録 C	測位理論詳細	139
C.1	搬送波ノイズ比を用いた測位	139
C.1.1	三辺測量	139
C.1.2	カルマンフィルタ	141
C.2	ドップラー測位	145
C.2.1	基本ドップラー測位	145
C.2.2	ドップラー位置方位推定	149

C.2.3	RTK ドップラー位置方位推定	151
C.3	搬送波を用いた双曲線測位	156
C.4	スードライト	158
C.5	精度劣化指数	164
参考文献		167
謝辞		179
研究業績		181

第1章 序論

1.1 はじめに

人間は、意思を持って移動するところから位置を知る必要があったと考えられる。周囲の固定された環境から、相対的に自らの位置を認識し、無駄のない移動を考える。それを紙に残すことにより再現性のある移動が可能となる。地図の誕生である。さらに人間は、北極星という地球上での絶対方位を知るとともに、指南車というメカニズムや方位磁石といったものを発明し、星の無い日中でも、方向を知ることになる。移動する方向と距離から位置が求まることになる。近代に入り、球体である地球を楕円体と見立て、緯度経度線で区切り、今まであった大陸や島の形状をその上にのせた、世界地図が出来上がった。しかし、地上で図った地形地図は、緻密な測量により現実との差を小さくすることはできたが、航海の発達とともに海を渡り大陸間を移動するようになると、海図に加え、大陸や島に近づいた際にはそれぞれの地域で作成された地図が必要となった。

近年、世界共通の座標系が提唱され、1984年、世界座標 WGS84 が誕生した。従来のベッセル楕円体と異なる特徴は、座標中心を地球重心にしたことである。その意味は、地球重心を中心として周回する衛星を用いた、地球上空から見た測位には都合がよいことになる。GPS (Global Positioning System) の誕生である。今まで使われていた、数々の地上の電波航法は、GPS に代わっていった。システム上、同期をとるために搭載された原子時計も、地上側の原子時計と協調し、世界時間を生成する重要な要素になっている。地球上の絶対位置の特定だけでなく、絶対時間をも知ることができるシステムであることも、インフラシステムとして主役になった要因である。

1994年に始まった国土地理院による GPS 電子基準点の整備が 2000年には終了し、測量法も改正され測地成果 2000 として、2002年4月より、日本も日本測地系から世界測地系に移行され (図 1.1)、測地網における歪の是正もされた (図 1.2) [1]。それにより、日本の国土の地形図は、GPS 測位による緯度経度と一致することになる。

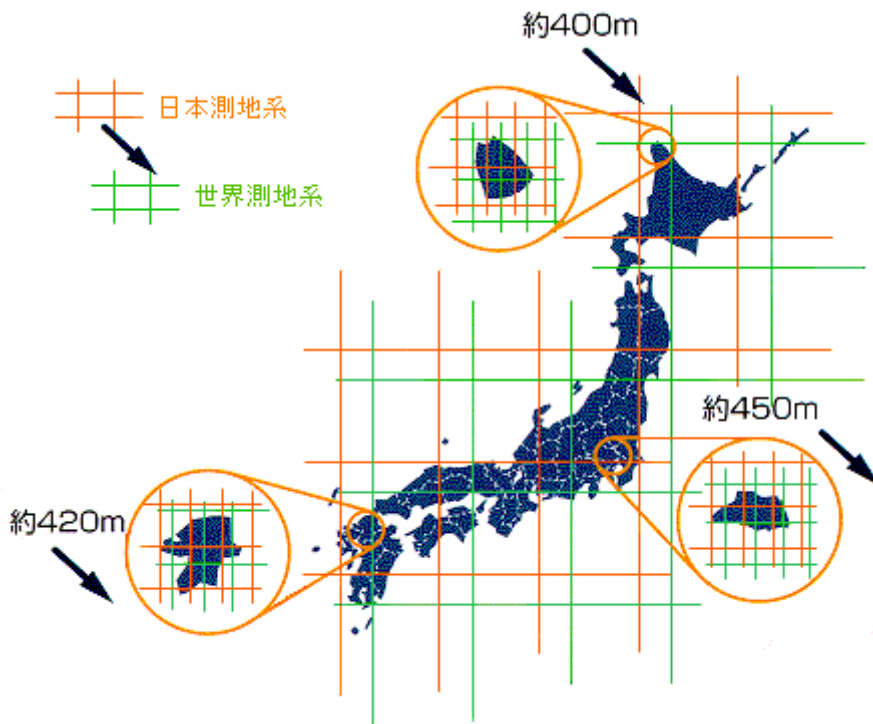


図 1.1 日本測地系から世界測地系への移行 (出展[1])

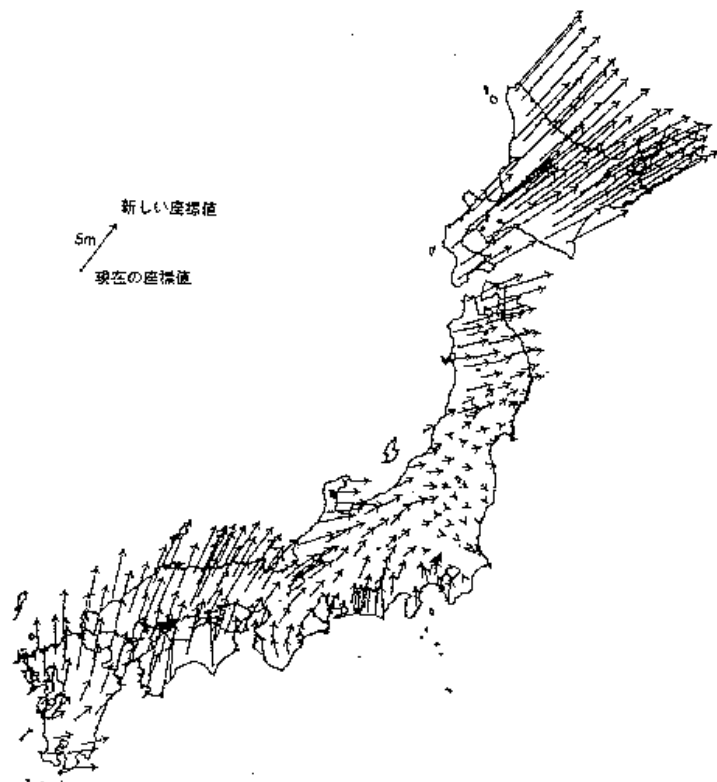


図 1.2 測地成果 2000 歪の是正 (出展[1])

2011年3月の東日本大震災時には、東北地方を中心に、東方に地形が約4.5mも移動したため、急遽、測地成果2011として同年9月には、静岡県以北の本州の緯度経度が修正されている[2]。GPSの利用により、日本の国土は、地形を管理している国土地理院によって精度よく担保され、より迅速にその変化に対応できる形になったのである。

GPSは米国国防省により運営管理されているが、100m程度の故意に誤差をかけていたSA(Selective Availability)を2000年5月に解除することにより、単独GPSでの測位精度が10m程度になったため(図1.3)、その利活用が急速

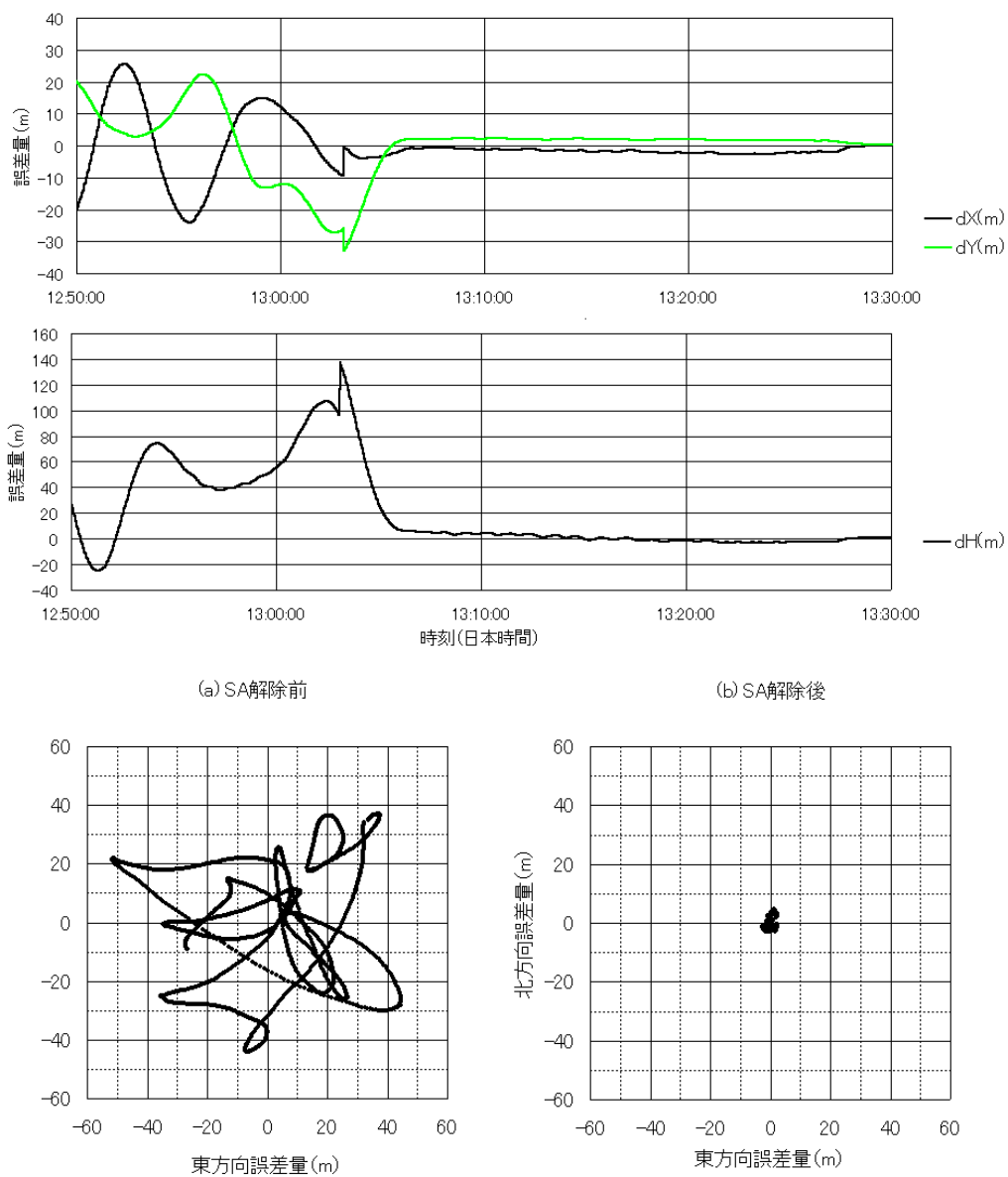


図1.3 SA解除前後におけるGPS単独測位結果の変化(2000/5/2 日立習志野工場にて)

に拡大することになる。先行したのはカーナビの普及であり、電子地図データの整備も進んでいった。また、米国が 911 という緊急通報の際に、位置情報をつけることを法制化したことにより、日本国においても携帯電話への GPS 機能の搭載が普及することになる。

GPS 測位の普及の中で、衛星測位であることのデメリットとして、日常生活の多くを過ごす屋内や地下空間、都市におけるビル影等においては、衛星電波が受けにくく、測位できないことが生じている。本課題については、携帯網による測位推定や、他の地上無線等を利用した測位システムが提案されているが、測位誤差という問題もあり、屋外での GPS 同様の市民権を得たインフラシステムになりうるには、まだ解決しなければならない課題が多い。今後、GPS 測位と融和した屋内外のシームレスな測位システムの普及が、さらなる位置情報サービスの普及には不可欠になると考えられる。

次節では、屋外の衛星測位システムに関する発展状況と屋内測位の現状、および GPS 互換手法を用いた屋内測位研究の歴史について述べる。その中で、本研究で着目する GPS 互換手法の一つであるインドア・メッセージング・システム (Indoor Messaging System; IMES) が生まれた背景と、本研究に至った経緯を説明する。

1.2 測位技術の現状

1.2.1 屋外測位の発展

衛星測位システムの代名詞といえる GPS (Global Positioning System) は、米国により 1978 年の初号機によってスタートした[3]。また同時期に同様の GLONASS という衛星測位システムを旧ソビエト連邦も構築しており、ロシアも引き続き運用を継続している。また、欧州においては、Galileo システムを構築中であり、中国も北斗システムを運用始めた。今や 100 機近い測位衛星が地球を周回している GNSS (Global Navigation Satellite Systems) の時代になっている[4][5]。2010 年 9 月、日本においても独自の準天頂衛星システム「みちびき」の初号機を打ち上げ、諸試験を終了し、2020 年までには、静止衛星も含めた 7 機体制にすることが決まっている[6]。

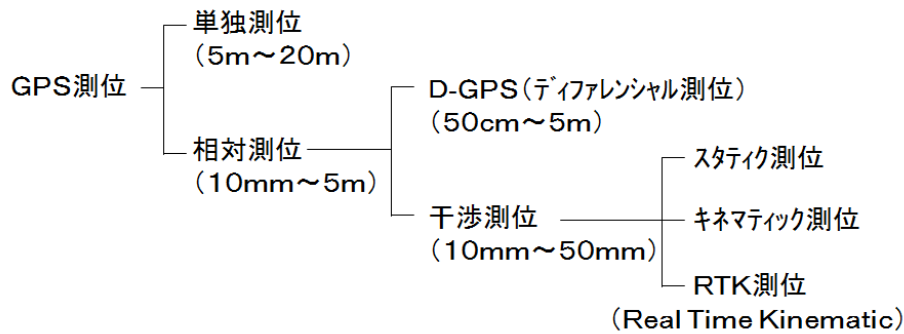


図 1.4 GPS 測位の分類

GPS をはじめとする衛星測位システムの測位方法には、衛星からのみの電波により測位する単独測位と地上側での同時に観測された衛星情報の補正データにより、電離層や対流圏による誤差を補正する相対測位に分けられる (図 1.4)。相対測位には、cm オーダーの誤差での測位が可能な干渉測位があり、測量や地殻変動観測に使われているだけでなく、補正情報を通信で得ることにより、リアルタイムに受信機側で高精度な測位 (RTK 測位) が可能なことから、屋外の移動ロボットの制御にも利用されている [7][8]。しかし、干渉測位方式には、以下の様な幾つかの問題点がある。

- 主に電離層の影響で、正確な既知の点で、かつ補正情報を生成する GPS 基準局と、位置を特定する場所 (移動局) 間の距離 (基線長) が長くなるほど、GPS 測位精度が劣化する。
- 基線長が、通常 10 km を超える場合では、FIX 解 (cm 精度) を得ることが困難になる。
- 利用者が独自に GPS 基準点を設置し、さらに補正データを伝送するための無線装置等を準備する必要がある、コストが高くなり手間もかかる。
- 広域において利用するためには、多数の GPS 基準局を配置する必要がある。

これらの問題点の解決策として、広域で RTK-GPS 測位を実現する仮想基準点方式がドイツやカナダで開発された [9]。本方式は、複数の GPS 基準局からのリアルタイムデータを収集し、従来の RTK-GPS 測位の技術的制約条件となっていた電離層、対流圏および GPS 衛星軌道誤差の補正を行うとともに、ユーザとなる移動局近傍に仮想的な基準局のデータを作成することで、広域における RTK-GPS 測位を実現するものである (図 1.5) [10]。

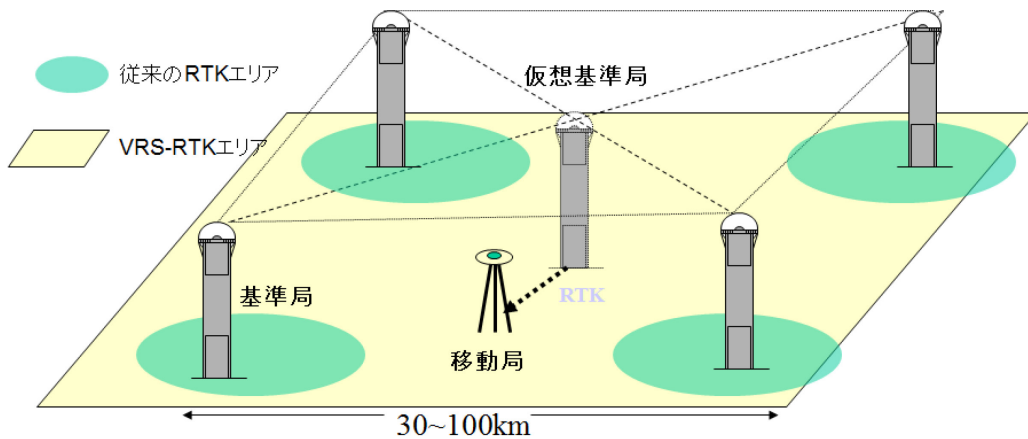


図 1.5 仮想基準点方式の概念図

2000年に、日立製作所、テレビ朝日、DX アンテナは、首都圏に配置したGPS 基準局データをインターネット網で収集し、カナダカルガリー大学で開発された上述のソフトウェアにより生成されたGPS 補正情報を、東京タワーから放送されているテレビ朝日のTV 放送の音声帯に載せるという手法を使い、千葉県にある日立製作所（現日立産機システム）習志野工場において、無人トラクターや測量機、一軸走行レール等を使った、世界初のTV 放送波を利用した仮想基準点方式RTK-GPS 測位の公開実験を行った（図 1.6）[11]. 多くの関係者が参加し、その模様は当日のテレビ朝日のニュースでも紹介された。

国土地理院が全国に設置したGPS 電子基準点（図 1.7）は、1994年



図 1.6 仮想基準点方式によるRTK-GPS のデモの様子



図 1.7 GPS 電子基準点

COSMOS-G2 (南関東・東海地域, 110 点), GRAPES (南関東・東海地方以外全国, 100 点) の運用が開始され, 1995 年 1 月に発生した兵庫県南部地震による阪神・淡路大震災の復興時において, 高精度測位への関心の高まりと共に, GPS 電子基準点の重要性が高まった. 1996 年には, 電子基準点も 400 点増設され累計 610 点となり, 従来のシステムを統合した GPS 連続観測システム (GEONET) の運用が開始された[12].

2002 年 4 月に改正測量法が施行され, 日本も世界測地系への移行されたわけだが, その際, 電子基準点データが公共測量で使用可能になり, 「電子基準点日々の座標値」の提供が開始され, 都市部 200 点に関しては, リアルタイムデータの提供も開始された. 2003 年には, 電子基準点は 1200 点となり, リアルタイムデータの提供も 931 点に拡大した. 2008 年には, 現在運用している 1240 点の設置が完了し, 2010 年には離島や山頂等を除く 1221 点でリアルタイムのデータが提供されることになった[12].

国土地理院の GEONET は, 2012 年, 日本の準天頂衛星 (QZSS) およびロシアの GLONASS 衛星の信号も受信できるように改修され, 現在, そのデータは公開されている[13]. 仮想基準点方式は改良され, 電子基準点のリアルタイムデータを利用して民間会社 2 社が, ネットワーク RTK 補正情報サービスとして, 携帯網やインターネット網を利用して配信されており, 自ら補正情報用の基準局を持たなくとも, GNSS での cm オーダー級の測位が, リアルタイムにできる環境が構築されている. 将来は, 準天頂衛星からも, 同様の補正データが送信される計画で, その基礎実験検証も行われている[14][15]. ネットワーク RTK 技術推進のために発足した「電子基準点を利用したリアルタイム測位推進協議会」が, 現在も民間代表機関として, 国土地理院と共に GEONET の利活用を推進している[16].

米国の GPS 衛星も、打ち上げ当時のものから近代化が進み、単独での精度も向上している。ロシアの GLONASS 衛星も世代が交代し改良されてきている。中国の北斗システムも完成し、欧州の Galileo 衛星の打ち上げも計画よりは遅れているが着実にその数は増えている。その他の測位衛星においても、インドの IRNSS, 日本の準天頂衛星 (QZSS), 静止衛星の MTSAT, EGNOS 等, マルチ GNSS 化がさらに進み、屋外での測位カバー率も格段に向上している状況である。受信機についても、マルチ GNSS 対応のチップも製品化されてきている状況で、今後ますます同一受信機でそれらのマルチ GNSS を利活用できる測位環境が構築されてくる状況である。

1.2.2 屋内測位の現状

屋外測位の発展に伴い、近年では屋内測位も注目されるようになった。例えば、最初の屋内測位専門の国際会議である IPIN (Indoor Positioning and Indoor Navigation) が 2010 年から開始されている[17]。IPIN が開催される前は、屋内測位の研究者は様々な分野の会議 (例えば、電気工学, 通信, 情報系, 測量, 海洋学, ロボット工学等) で発表せざるを得ず、屋内測位の研究状況を統一的に把握することが難しかった。IPIN は屋内測位の研究分野を広く俯瞰することを可能にした会議と言える。

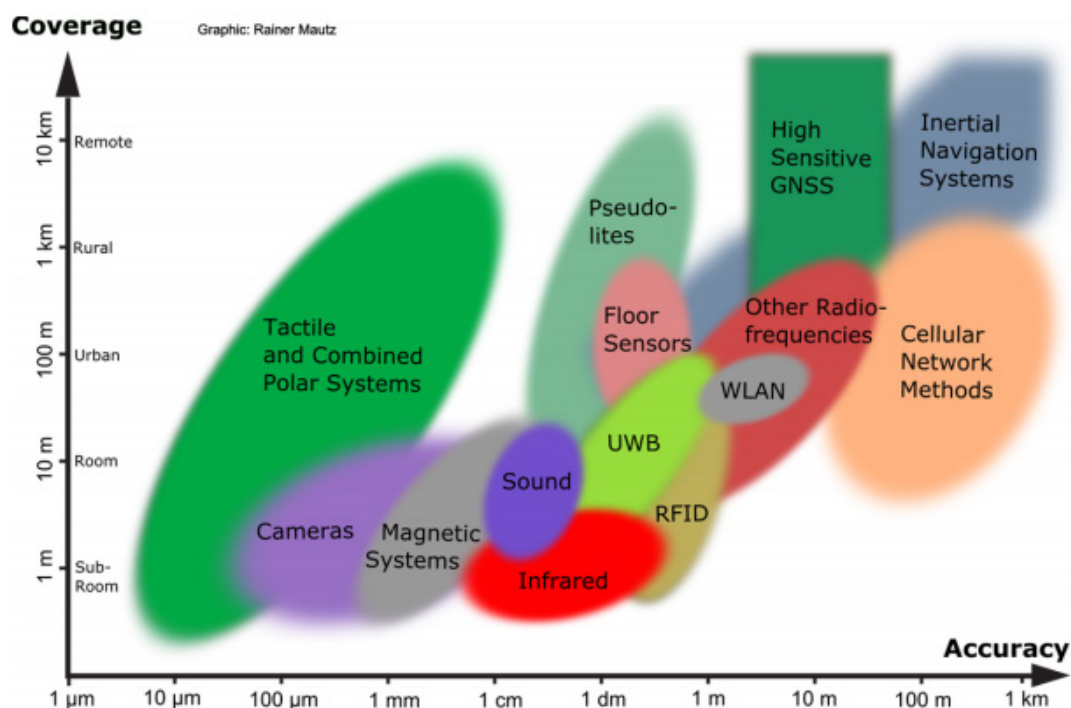


図 1.8 屋内測位手法マップ (出典 : [28])

屋内測位において、これまで様々な技術が提案されてきた。例えば、光学的方法[18][19]、超音波を用いた方法[20][21]、超広帯域無線 (ultra-wideband; UWB) [22][23]、SLAM (Simultaneous Localization And Mapping) [24][25]、慣性センサを用いた歩行者デッドレコニング[26][27]、等が挙げられる。これら手法は Mautz によって網羅的に整理されているが[28] (図 1.8)、測位精度、測位範囲、用途などが多岐にわたっていることが分かる。このように、様々な技術が提案されているものの、社会インフラとして実装された技術は未だに存在しない。社会インフラとして成立させるには、限定された環境や特殊なデバイスを使用するシステムではなく、あらゆる環境で多くのユーザが保有するデバイスを用いなければならない。現在、スマートフォンが広く普及していることを考慮すると、スマートフォン内蔵のデバイスを用いるべきであり、その場合、例えば、Wi-Fi や Bluetooth, カメラ (可視光), GPS などに限られる。このようなデバイスを用いた屋内測位の試みを以下に俯瞰する。

Wi-Fi における最も単純で基本的な測位手法は、GPS 同様の三辺測量である。すなわち、環境に設置された各アクセスポイントから受信機の距離を算出し、それら距離を半径とする円の交点を受信機の位置とする方法である。送信機からの距離は基本的に電波強度を用いることで得られる。しかしながら、電波強度はマルチパスや干渉の問題で非常に不安定であるため、三辺測量に焦点を当てた研究は多くない (電波強度の不安定性を克服する研究はいくつか提案されている[29][30])。

Wi-Fi においては、三辺測量よりむしろフィンガープリンティングという手法が一般的である。予めアクセスポイントの電波強度を網羅的に取得することで電波強度マップを作成し、現在取得している電波強度とマップを比較することでパターンマッチングの要領で位置を推定する手法である[31]~[34]。その利点は、マルチパス等が存在しても電波強度の時間変化が小さい限りにおいては位置を推定可能な点であり、欠点としては、予め電波マップを作成し、かつ定期的にそれを更新しなければならない点である。しかし、この欠点を克服するために、極めて多数のユーザのスマートフォンからアクセスポイントの電波強度を吸い上げ、データベースを構築することは実用として行われており、GPS が取得できない場所における補完情報として使用され始めている[35][36]。

Bluetooth を用いた手法としては、電波強度を用いたフィンガープリンティング[37][38]と近傍検知[39]~[41]が用いられる。前者は上述した Wi-Fi と同じ原理を使用し、後者は、送信機が受信機の近くに存在するかどうかを検出するという単純な手法をとる。現在、Apple Inc.によって iBeacon という BLE (Bluetooth Low Energy) の製品規格が提案され、それを近傍検知に用いる製品が出始めており[42]、インフラ化も期待される手法である。

カメラを用いた測位方法では、主に可視光[43][44]やイメージマッチ[45][46]を用いた手法がある。前者は、高い周波数での点滅が可能な LED 照明からの可視光に位置情報としての ID を埋め込み、それをカメラで取得するという近傍検知の方法をとる。後者は、上述したフィンガープリンティングに似た方法であるが、予め空間の画像情報をデータベースに蓄え、測位の際に撮影した画像とマッチングすることで位置を推定する方法である。これら手法は、スマートフォンのカメラが高速の ID 復調に対応できないことや、膨大な画像データベースを構築・更新することが難しいことから、インフラ化までの道のりは長いと言える。

本論文で着目する GPS (または GNSS) レシーバもスマートフォンには標準で装備されている。GPS 単独測位の世界では、受信感度を向上させた高感度 GPS が主力となり、携帯網の基地局を利用したハイブリッド測位とともに、多少の屋内や移動体の車内、ビル影等においては、位置情報が取得できるようになってきている。しかし、測位誤差を犠牲にしており、位置精度を保証することができないという問題がある。また、受信機のシステム立上げ初期からの測位をコールドスタートというが、衛星電波の到達しにくい場所では、衛星情報が正しく取得できないため、屋外に比べ位置測位に分オーダーの長時間かかるケースや、測位できないケースもでてきてしまう。そのため、屋内に特化した GPS の仕組みが必要になっており、本論文はそれを包括的に探求するものである。

上述した 4 つの手法は決して排他的なものではなく、組み合わせることで推定位置の信頼性や可用性 (アベイラビリティ) を向上できることは言うまでもない。Wi-Fi, Bluetooth, カメラを用いた手法は、屋内外でのシームレス測位を実現しようとする際に受信機や測位結果の座標系の違いが課題となるが、GPS ベースの屋内測位手法と組み合わせることで座標系の一致が可能となる。

1.3 GPS 互換の屋内測位

ここでは、GPS 互換の屋内測位手法における主要な方法であるスードライトと、そこから派生した IMES について紹介する。特にスードライトに関しては、早稲田大学 WABOT-HOUSE 研究所において、「屋内外シームレス測位」を目指し、世界に先駆けて室内に常設したため、その取り組みも踏まえて解説する。

1.3.1 スードライトの歴史

地上に設置する“擬似的な(Pseudo)衛星(Satellite)”というスードライト

(Pseudolite) システムが、1970 年代の GPS 衛星打ち上げ前の地上テストにて使用された[47]. スードライトの無線信号発生は GPS 衛星と等価であり、コードの位相、搬送波の位相とも衛星信号と同じタイミングでほぼ同じフォーマットのデータ成分を含む信号を送信する. そのため、通常の GPS 受信機のハードウェアの変更することなしに、位置情報を取得可能である. 主な相違点はスードライトが高精度な原子時計はもっていないこと、擬似衛星の位置が固定されていることである[48][49]. スードライトは GPS 衛星との併用測位により測位の信頼性、精度等を改善することが目的であり、送信周波数としては通常 L1 または L2 の周波数帯を用いる. このために GPS 信号との干渉をいかに避けるかが大きな課題であり、種々の方式が提案されてきた (例えば[48]のパルス送信方式や、[50]の ISM 周波数帯を用いる方法など).

本国においても、地上に設置するスードライトシステムが GPS の測位環境と親和性のあるシームレスな測位環境の構築になるのではと、その有効性を評価するとともに、研究が進められた. 2002 年 1 月、国内でのスードライト検証を進めることを目的に、高精度測位社会基盤研究フォーラム (代表理事: 村井純教授) を立上げた. フォーラムの活動を通し、その当時、米国において製品化された、米 IntegriNautics 社 (現, Novariant 社) 製の IN400 を輸入し、国土交通省、総務省、文部科学省といった位置情報に関し、研究を行っていた省庁とプロジェクト的な検証活動を行い、その問題点を探った[51][52]. 電子航法研究所でも、米国での航空機の離発着時の GPS 測位のインテグリティを向上させるためのスードライト研究を仙台空港で行われその有効性が確認さ

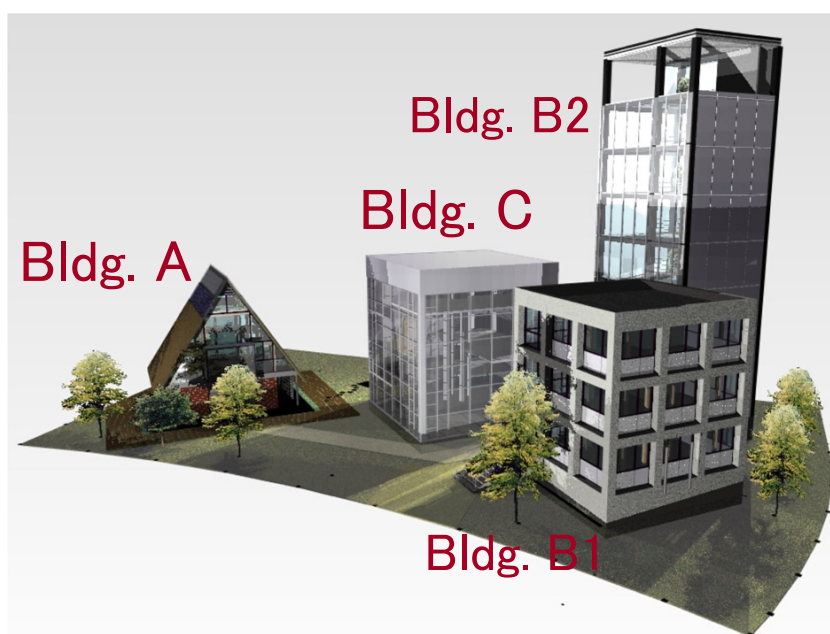


図 1.9 WABOT-HOUSE 研究所

れた[53]. しかし, 当時, 地上設置のスードライトに関しての, 国内でのルール化がされておらず, スードライト発信機を常設した研究をすることは出来なかった.

1.3.2 WABOT-HOUSE 研究所における取り組み

2002年, 急速に進む少子高齢化やユビキタス社会を想定し, 家庭を核とした地域社会の新しいライフスタイルや生活空間の設計について研究を行うことを目的とした早稲田大学 WABOT-HOUSE 研究所 (以下, 早大 WH 研) が設立された. 2004年には, 岐阜県各務原市のテクノプラザの敷地内に, A棟「人間が住む家」, B棟「人間とロボット共生する家」, およびC棟「ロボットが住む家」を建設し, 実際的な研究を実施する環境を整えた (図 1.9) [54]. 特に B棟「人間とロボットが共生する家」において「人間・ロボット共生研究ルーム」を構築し, 環境を智能化することで人間やロボットの活動をサポートする「環境構造化」をコンセプトに, 可変型家具や屋内測位インフラを整備した (図 1.10) [55].

屋内測位インフラとしては, 床材の下に 350 枚の RFID タグ (250 mm 角)



図 1.10 人間・ロボット共生研究ルーム



図 1.11 床面 RFID タグ設置の様子 (左) と RFID タグとタグリーダ (右)

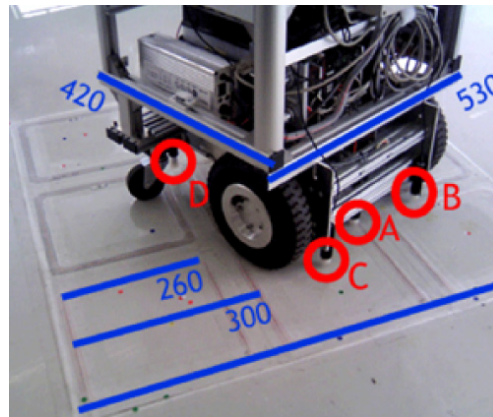


図 1.12 ロボットに取り付けた RFID タグリーダ

を 300 mm 間隔でグリッド上に配置することに加え、屋内設置型のスードライトを 4 機設置した。RFID タグは、盲人用ブロックの下に設置する形式で盲人のナビゲーションの実証研究に使用されていたものであり、スードライトは上述したように屋外での利用から始まったシステムである。人間とロボットが共生する家においては、人間とロボットのための屋内外シームレス測位を目指していたため、これらの測位手法を屋内に用いることとした。しかしながら、RFID タグの精度分解能は設置間隔に依存するため 300 mm あり、スードライトもコード測位を用いる限りはメートルレベルであるため、人間のための測位には十分であるが、少なくとも数 cm の測位精度が必要なロボットの制御には不十分であった。そのため、これら技術を高精度化する研究を実施した。

RFID タグを用いた測位では、図 1.10 で示す人間・ロボット共生研究ルームの床材の下に図 1.11 に示すように RFID タグを配置した。また、位置の計測対象になるロボットには RFID タグリーダを 4 つ取り付けた (図 1.12A~D)。RFID タグリーダは、250 mm 角の RFID 内にあるときのみ ID を読み込むこ

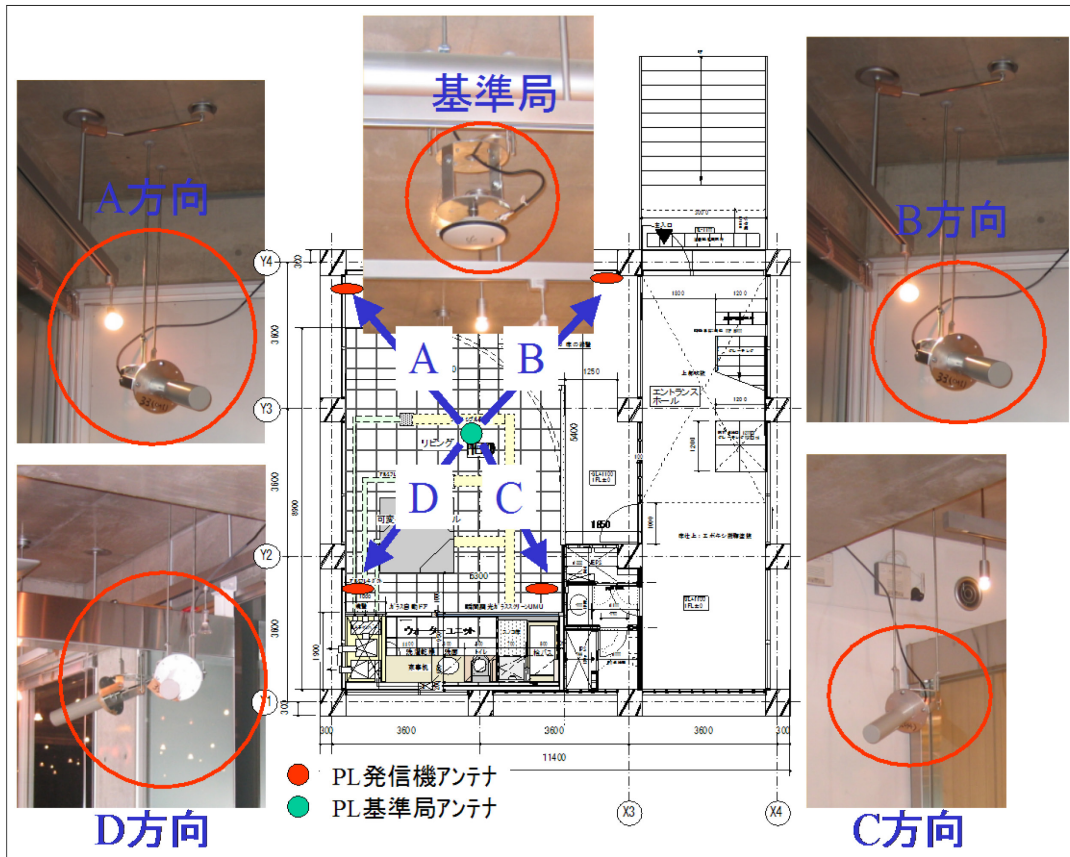


図 1.13 スードライトセットアップ

とができるため、IDを読み込んだ瞬間にリーダーがタグのエッジ上に来たと判断できる。また、ロボットの両輪にはエンコーダを備えているため、短時間なら高精度な相対移動量を得ることができる。これらの情報をパーティクルフィルタを用いて統合することで、ロボットの移動を通してその位置を確率的に推定することを可能とした。実験の結果、300 mm グリッドの RFID 環境で数 cm 精度の測位を実現した[56]。この結果は、床面 RFID タグアレイがロボットへ適用可能であることを示すものと言える。

次にスードライトを用いた測位研究を紹介する。上述した高精度測位社会基盤研究フォーラムでの実証試験で使用してきた IN400 スードライトシステムは、GPS 衛星と同時に使用する、屋外での使用が前提となる仕様であり、屋内のみでは使用できず、改造するにも高価なシステムになってしまい、本システムを活用することが出来なかった。そこで、(株)日立産機システムと衛星測位技術(株)が、屋内専用の4チャンネルスードライト発信機を共同開発し、図 1.13 に示すように、人間・ロボット共生ルームの部屋の四隅に設置した。設置に関しては、既存の電波法に準拠し、建屋内外での GPS への影響のないことを証明した形で、電波管理技術者を置き、総務省の認可を得ることができた。

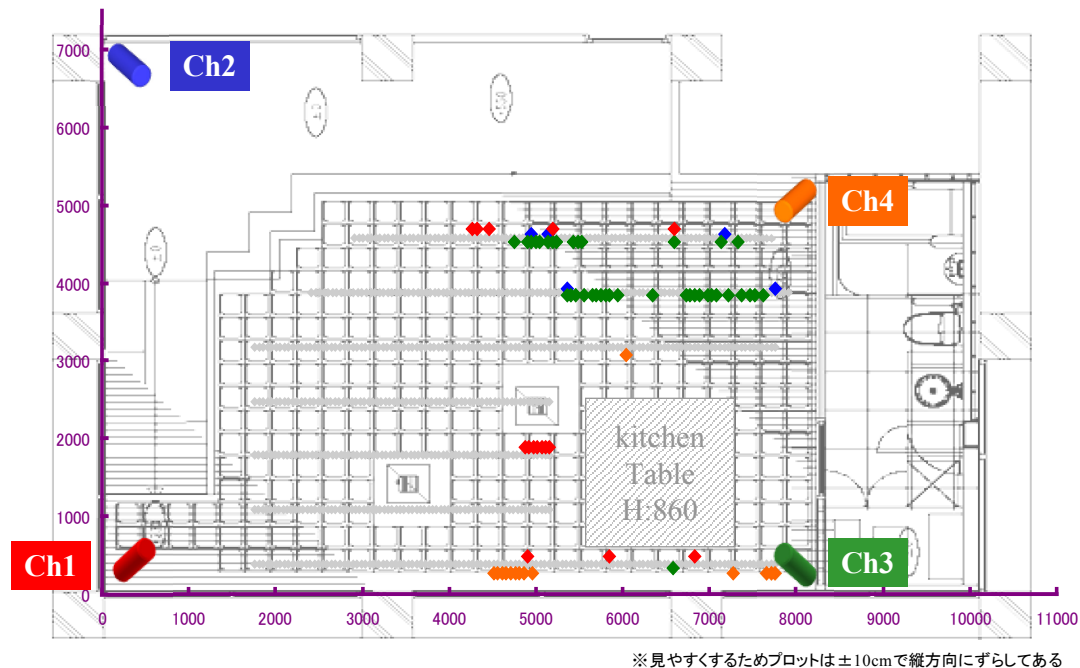


図 1.14 サイクルスリップ発生の様子

受信機は、当初米 Novatel 社製の汎用受信機に既定されていたスードライト用の PRN コードを割り振ったファームを入れ替えたものを使用した。日本はもちろん、世界でも初めての設備であり、その立上げが困難であったことは言うまでもないが、何とか 2005 年より、本設備を用いた試験が始まった。

絶対位置を取得可能なコード測位では数メートルの精度になり、ロボットの測位としては使いにくい。そのため、原理的に数 cm レベルの測位が可能な搬送波測位 (RTK 測位) 方式の実現を目指した。しかしながら、衛星自体が移動することで情報量が増える屋外衛星測位と違い、スードライトは静止しているため、送受信機間の波の数をカウントする整数不定性が決定できず、初期位置を与えた上での cm レベルの測位はできたが、初期位置なしでの測位 (厳密な意味での測位) は実現できなかった。また、屋内環境では電波干渉の影響が大きく、短い距離の移動においてもサイクルスリップ (位相飛び; 測位ができなくなる不感帯) が多発し、同時に 4 つの送信機からの電波を取得しなければならないスードライトには大きな課題になることが分かった[57][58]。

図 1.14 は人間・ロボット共生ルームにおいて、各スードライトチャンネルのサイクルスリップ発生の様子を示したものである (7 本のグレーの水平ラインが計測点でカラーの点がサイクルスリップ発生点を示す)。図より、キッチンテーブル周辺や右上の壁付近でサイクルスリップが多発していることが分かる。また、このような問題に加え、屋内においては遠近問題も深刻な問題となる。遠

近問題とは、一方の送信機に近づくとその電波強度が強くなり、反対側の送信機からの電波が取得できなくなるという問題であるが、受信機がいずれかの送信機に接近せざるを得ない屋内環境では特に深刻であることが分かった。

上述したように、スードライトを用いた屋内測位を実現するためには、解決が困難な課題が存在する。その扱いにくさから、時代はシンプルな GPS 互換の信号送信システムである IMES (Indoor Messaging System) へと流れていった。

1.3.3 IMES の登場

IMES は、2005 年、準天頂衛星システムから送信する測位信号の設計検討段階において発案された、日本発の地上補完システムとしての測位方式であり、宇宙航空研究開発機構 (以下 JAXA) が仕様を公開している (詳細に関しては付録 B 参照)。IMES は、GPS と同じ周波数帯と変調方式利用した電波を送信機から送信し、受信部のファームウェアを変更した受信機で受信することで、屋内での測位を実現するシステムである。位置座標系も GPS と同じにしているため、現在広く普及している GPS 内蔵の携帯端末での実現性が高いだけでなく、現在開発されている位置情報アプリケーションもそのまま使える利点もあり、屋内外シームレスで利用できる有効な測位方式といえる。

2005 年以降、実利用を念頭に様々な研究開発や実証実験が、多数の企業や大学により行われてきた[59]~[62]。IMES は他の屋内測位方式と違い、送信信号は GPS と等価なため、米国防省の認可のもとで運用する必要があるが、日本としての運用責任機関は準天頂衛星の信号管理と同様、JAXA が担うことになった。またその仕様を改良していくにも、JAXA が公開している準天頂衛星システムのユーザインタフェース仕様書に記載されているため、パブリックコメントを集約した形での改定になる。さらに、社会インフラの位置情報の発信場所になるため、国に担保された位置の運用が必要となる。これについては、日本国土の地形管理している国土地理院との連携を図った運用により実現することになった[63]。上述の様な国家機関との作業は、一企業では出来ず、2011 年 6 月に設立した IMES コンソーシアム (代表幹事：神武直彦教授) の活動を通して実現することになる[64]。

1.4 本研究の目的と意義

IMES が提案されてから 10 年以上が経過し、事業化も進んでいるが、屋内外シームレス測位のための屋内測位インフラとなるまでには至っていない。

IMES が屋内測位インフラになるためには、少なくとも以下のような条件を満たすことが必要である。以後、これらをまとめて「インフラ化要件」と呼ぶ。

- ① 送信機位置の保証 : 送信機が送信する位置情報の正しさを担保する仕組みの構築
- ② 測位の安定化 : 屋内において深刻な電波干渉を回避する仕組みの構築
- ③ 設置・運用の容易化 : 送信機を普及させるため、デバイスコストを下げると同時に設置の手間を軽減する設計
- ④ 用途の拡大: これまで IMES のサービス対象であった人以外 (物や移動体) へのサービス提供
- ⑤ 測位の高精度化 : 今後普及すると予想されるサービスロボットを含む、ロボットナビゲーションへの応用

例えば、既に測位インフラとなった屋外衛星測位の分野においては、衛星システムを運用する各国の政府機関が、衛星の軌道を管理・制御することで、①送信機位置の保証を実現している。②測位の安定化に関しては、⑤の高精度化と共に、GPS 近代化に代表される送信周波数帯の拡充と高チップレート化、および本国の準天頂衛星で実施しているような誤差補正情報の配信等で実現している。また、③の設置・運用に関しては、屋外衛星測位の場合は政府が行うが、④の用途の拡大に関しては、上述した仮想基準点方式を用いた測量や農業機械への応用など、ユーザ側の工夫によりインフラ化が支えられてきた。

一方 IMES に関しては、①の送信機位置の保証は、現在、送信機設置申請から登録、運用に至るまでの一連の手順を、JAXA が中心となって策定を進めているものの (付録 B.2 参照)、②~⑤に関しては、これまで十分な検討が進められてきたとは言い難い。屋外の衛星測位システムは、人や移動体、さらにはロボットのための測位インフラとして十分に機能しているため、屋内の IMES においてもインフラ化要件を満足することができれば、屋内外をシームレスに測位可能なインフラが構築できる。

そこで本研究の目的を次のように定める。

- IMES を屋内測位インフラにするための要件 (上記②~⑤) に対し、その実現方法を提案し、それを実験的に評価すること。
- そして、各手法の制約条件を明らかにし、今後の実用化開発および実運用に資する知見を得ること。

まず、直近の事業化を見据えた研究として、上記②③④を実現するための研究を行う。これらの研究は非常に幅が広いものであるため、日立グループにおいて IMES の事業化を進める上で見えてきた課題に限定し、その解決方法を提案する。特に送信機メーカーとして、電波送信技術の確立を目指して研究を実施する。

次に将来の事業化を見据えた研究として、⑤の要件に対応する高精度化の研究を実施する。上述したスードライトはセンチメートルレベルの測位を実現するポテンシャルを持ちながら、いくつかの本質的な課題をクリアできず、IMESにシフトしてきた経緯がある。そこで本研究では、IMESを高精度化することで、スードライトと同等かそれに準じるレベルの測位精度を実現することを目指す。加えて、IMESの高精度化手法を応用し、スードライトの主要な課題を解決することも試みる。高精度化の方法は一つではないため、それらを網羅的に取り上げ、それぞれの利点と欠点を明確にし、達成可能な測位精度や実装における制約を明らかにする。

上記①～⑤のインフラ化要件は、決して独立しているものではなく、特に⑤の高精度化は④の用途の拡大に繋がる。図 1.15 に、現在の IMES 技術で実現できているサービスと、高精度化によって将来実現できるサービスのマップを示す。メートル前後の測位精度が可能になることにより、人の店内におけるよりきめ細かい誘導や、物品や車両の管理が可能になる。また、10センチメートル～1メートルレベルの測位精度により、ロボットナビゲーションに絶対位置を提供するランドマークの役割を果たすことができ、センチメートルレベルの測位精度はロボットの移動制御に用いることができる。

本研究の成果は、IMESの可能性を広げるものであり、屋内外シームレス測位インフラ構築を前提とした、IMESの実用化開発におけるガイドラインの役

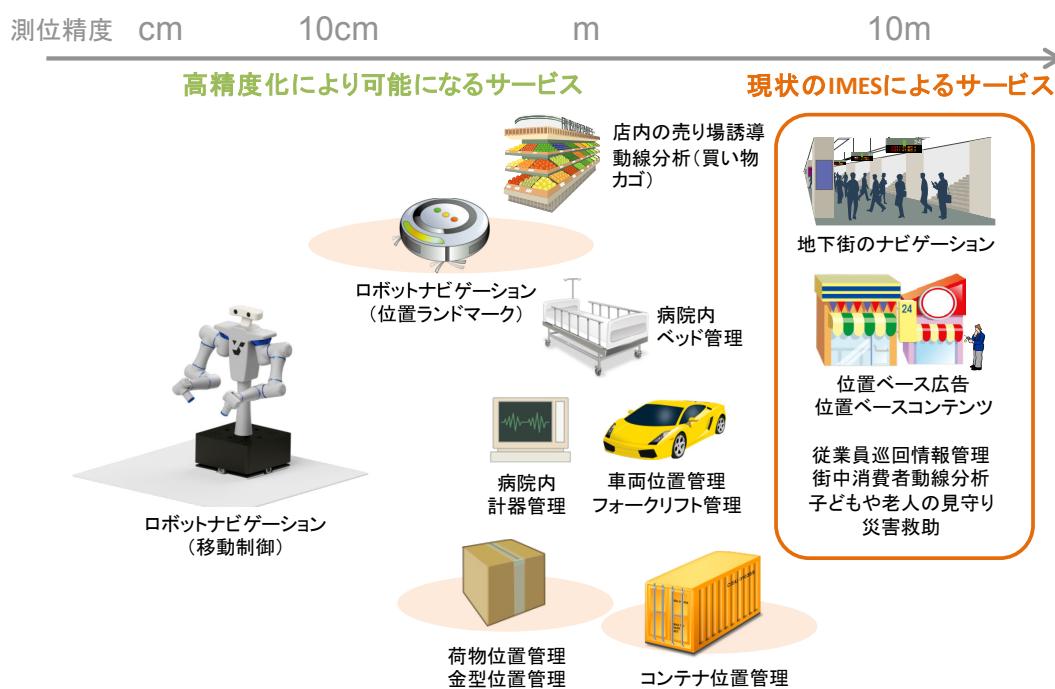


図 1.15 高精度化により可能になるサービス

割を果たすものと言える。また、ここで提案される方法論は、電波航法において一般性を持つものであることから、その他屋内測位インフラである Wi-Fi や Bluetooth などにも応用可能であると考ええる。

1.5 本論文の構成

本章では、IMES に関する本研究に至るまでの経緯を、屋外衛星測位および屋内測位を俯瞰し、その歴史とともに述べた。そして、それに基づく研究の目的と意義を明確にした。第 2 章以降では、上述したインフラ化要件に対応する形で実施した研究について述べる（それとの関連を踏まえた論文構成を図 1.16 に示す）。

第 2 章では、インフラ化要件のうち、測位の安定化、設置・運用の容易化、および用途の拡大を目指し、IMES の電波送信技術を拡張する方法を提案する。まず、標準的な IMES 送信機を用いて行った基礎評価について述べ、インフラ化における課題を抽出する。それら課題の解決を踏まえつつ、インフラ化要件を満たす方法として、送信ダイバーシティ、可変ビーム幅アンテナ、デュアルビーム幅アンテナ、および漏洩同軸ケーブルという 4 つの手法を提案する。

第 3 章～第 6 章では、IMES の高精度化（前節におけるインフラ化要件⑤）について述べる。本研究は GPS 互換電波を用いた屋内外シームレス測位を目指すものであるため、GPS/IMES 受信機で取得可能な観測値を用いることを前

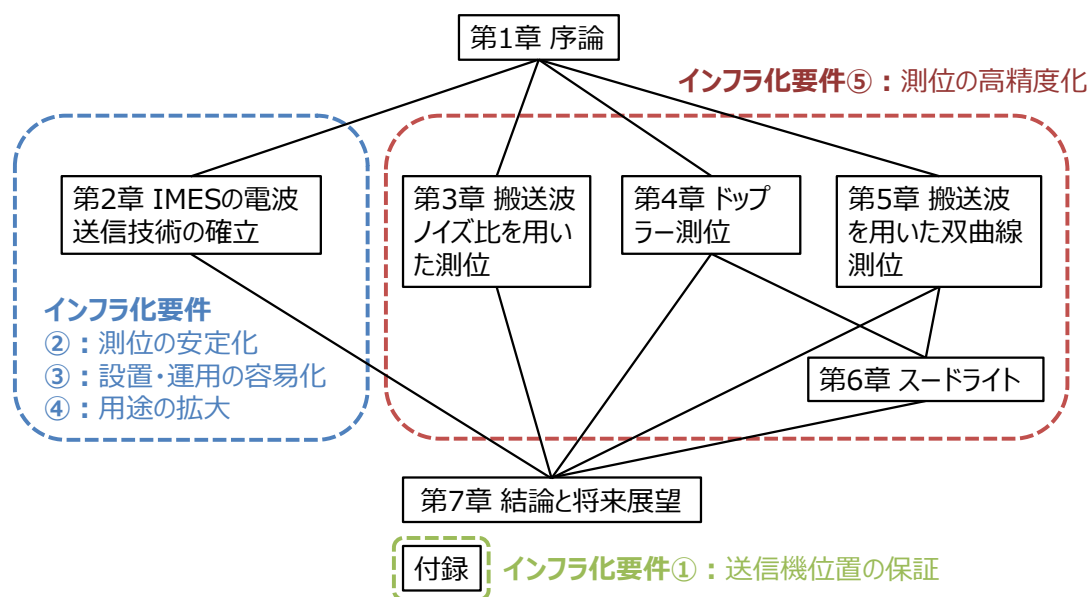


図 1.16 インフラ化要件との関連を踏まえた論文構成

提に高精度化を実施する必要がある。第 3 章～第 5 章の各章において、それぞれ、搬送波ノイズ比を観測値として用いた電波伝搬モデルに基づく測位手法、搬送波のドップラー変化に基づくドップラー測位、および搬送波位相差を用いた双曲線測位について提案する。また、第 6 章では、本章において様々な課題による実現困難性を確認したスードライトについて、第 4 章のドップラー測位と第 5 章の双曲線測位の方法を組み合わせることで、課題を克服可能なことを示す。測位の方法論としての新規性は、各章において既存研究と比較することで主張する。

最後に第 7 章において、本研究についてまとめると同時に、将来の展望を提示する。なお、本論文で扱う測位手法は多岐に渡るため、本編では測位理論の概要を述べるに留め、詳細な理論式は付録に記載する。また、インフラ化要件①の送信機位置の保証に関する JAXA を中心とした取り組みに関しては、付録 B.2 に記載する。

第2章 IMES の電波送信技術の確立

2.1 まえがき

本章では、1.4 節で述べたインフラ化要件のうち、測位の安定化、設置・運用の容易化、および用途の拡大を目指し、標準的な IMES の電波送信手法を拡張した方法を提案する。具体的には、測位の安定化には送信ダイバーシティ方式を、設置・運用の容易化には電氣的にビーム幅を変更可能な可変ビーム幅アンテナとデュアルビーム幅アンテナを、用途の拡大には高速移動体に対応する漏洩同軸ケーブルをそれぞれ提案する。

まず、議論の基礎として、株式会社日立産機システムにおいて著者らが最初に製品化を行った IMES の送受信機を紹介し、その設計方針と評価結果について述べる。そして、これら送受信機の性能を二つの実験を通して評価する。一つ目は、大学の校舎という実際的な環境において、複数の IMES 送信機をまたいで移動した際の電波取得と、屋外の GPS の電波との同時取得の検証である（以後、便宜的に送信機切り替え実験と呼ぶ）。二つ目は、アンテナの違いによる電波受信状態の変化を検証するものである（以後、アンテナ評価実験と呼ぶ）。これらの実験結果に基づき、上述したインフラ化要件を満たすためのポイントを導出し、送信ダイバーシティ方式、可変・デュアルビーム幅アンテナ、および漏洩同軸ケーブルの提案に繋げる。そして、これら手法を実現する実機を開発し、その性能を実験的に評価する。

2.2 IMES 送信機

製品として開発した IMES 送信機の外観を図 2.1 に、仕様を表 2.1 にそれぞれ示す。本送信機は、中心周波数や航法メッセージ、PRN 番号（チャンネル識別番号）等の仕様は基本的に JAXA が定めた IMES 仕様（付録 B 参照）に則るものとなっており、また一般財団法人テレコムエンジニアリングセンター（TELEC）による微弱無線機器の証明を受けている。本送信機を製品として開発するにあたり考慮したポイントとしては、コスト低減のために安価なクロッ



図 2.1 製品化した IMES 送信機外観

クを使用していること、運用における利便性を向上させるために、無線による送信機パラメータの調整機能を実装していること、およびビーム幅（電波の放射範囲）の広いホイップアンテナ（モノポールアンテナの一種）を使用している点である。

これまで IMES 送信機のプロトタイプのコックとして、恒温槽付水晶発振器（OCXO）を使用していた。OCXO は発振周波数の経年劣化が通常 $\pm 0.1 \sim 0.001$ ppm/年であり、温度補償型水晶発振器（TCXO）の最大 ± 0.5 ppm/年と比較すると極めて劣化が小さい。しかし、OCXO の価格は 100 ドル程度であり、TCXO の 5~10 ドルと比較すると 10 倍以上となる。本製品化においては、IMES 送信機のコックを低減させるために、コックとして TCXO を使用し、経年劣化を運用における中心周波数の調整で補償する仕様とした（表 2.1：中心周波数調整）。

表 2.1 製品化した IMES 送信機仕様

項目	内容
技術規格	IS-QZSS ver.1.2 Draft IMES 仕様
中心周波数	1.57542 GHz
中心周波数調整	255 段階(約 100Hz 単位)
送信出力	-65dBm 以下 (TELECOM 微弱無線証明済)
送信出力調整	10 段階 (約 2dBm 単位)
PRN 番号	173~182
外部 I/F	RS-232C IEEE802.15.4(オプション)
電源	DC 5V ~ 24V
動作温度範囲	-10°C ~ +40°C
外形サイズ	71×125×38mm
重量	約 250g
アンテナ利得	2.14 dBi 以下
アンテナ偏波	直線偏波

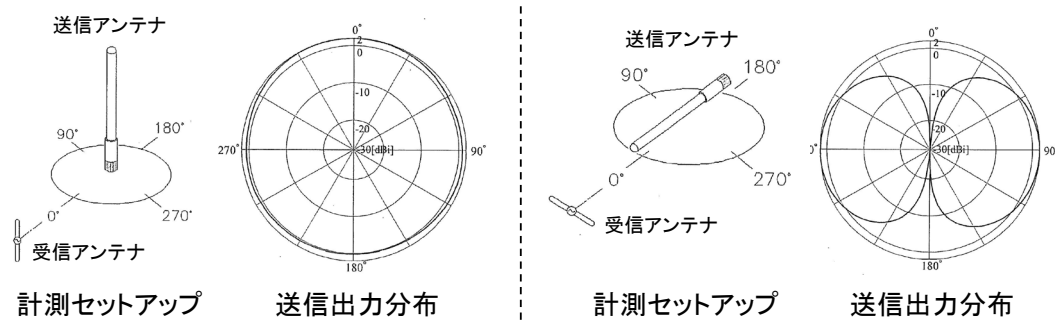


図 2.2 ホイップアンテナの指向性

中心周波数や PRN 番号，メッセージ内容などの送信パラメータの調整を行う際，送信機が天井（場合によっては天井裏）に設置されていると，有線で行うのは運用上の大きな手間となる．そこで無線通信によって各種パラメータを設定可能としている．無線通信には，無線パーソナル・エリア・ネットワーク（WPAN）の仕様として実績がある IEEE802.15.4 を採用し，無線モジュールを送信機本体に組み込んだ。

送信アンテナとしては，基本仕様として，図 2.1 に示すホイップアンテナを付属している．通常，GPS 衛星は右旋円偏波を出力するが，それを実現するアンテナはパッチアンテナやヘリカルアンテナなど電波の指向性（ビーム幅）が限られているものであるため，送信機設置間隔を狭める必要があり，ひいては送信機数が増加しコストの増大に繋がる．そこで本製品の基本仕様として，アンテナの側面方向に指向性を持つホイップアンテナを使用することとした（図 2.2）。

2.3 IMES 受信端末



図 2.3 IMES 対応測位モジュールの外観

表 2.2 IMES 対応 Bluetooth 端末の仕様

項目	内容
技術規格	L1-C/A 信号 IS-QZSS ver.1.2 Draft IMES 仕様
受信感度	コールドスタート：-142 dBm
フォーマット	NMEA 出力（独自フォーマット(UBX)）
Bluetooth	Bluetooth 1.2 spp プロファイル
電源	DC 5V
バッテリー	2000 mAh
外形サイズ	74.3×46.6×29.3 mm

2.3.1 IMES 対応測位モジュール

IMES 対応測位モジュールは u-blox 社製の IMES 信号と GPS 信号を同時に受信できるようにファームウェアを変更したチップを搭載し、高感度で広範囲なサーチ範囲で測位結果を Bluetooth 経由で出力できるものを開発した。その外観を図 2.3 に、仕様を表 2.2 に示す。

2.3.2 Android 端末およびアプリケーション

評価実験に利用した Android 端末はソニー・エリクソン製「Xperia arc」であり、図 2.4 のように Android 端末と測位モジュールを接続した。Android アプリは端末に保存された地図情報とガイド情報（音声・テキスト）から画面上に現在位置に対するガイドを行う仕様とした。Android アプリの機能を以下に述べる。

(1) 音声ガイド

設定されたガイドエリア範囲に測位結果が入った際、設定した再生回数分だけ音声を再生する。

(2) テキストガイド

設定されたガイドエリア範囲に測位結果が入った際、画面上にテキスト文字を表示する。

(3) 画面操作

Android 端末の標準ライブラリを利用しており、地図の拡大および縮小、スライド等の画面操作が可能である。

(4) マップ切替え

取得した位置情報をもとにフロアごとの屋内マップを切替えて現在位置を表示する。また、GPS 測位結果を受信すると屋外マップに現在位置を表示する。



図 2.4 Android 端末画面と測位モジュールの接続方法

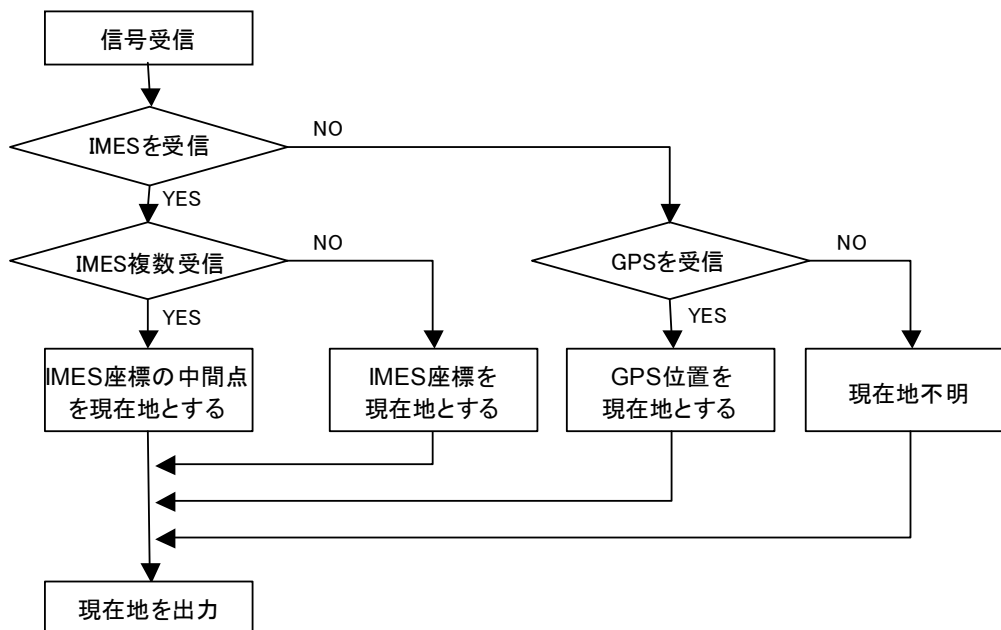


図 2.5 IMES と GPS の切替え処理フロー

マップの切り替えにおいて、最適に現在位置を特定する測位選択アルゴリズムを検討し、Android アプリに組込んだ。処理フローの概略図を図 2.5 に示す。測位モジュールの受信チップが高感度で信号を捉えることができるため、屋内で GPS と IMES の測位結果が同時得られた場合は、IMES の測位結果を優先して選択し、確実にガイドを実施するような処理を実装した。

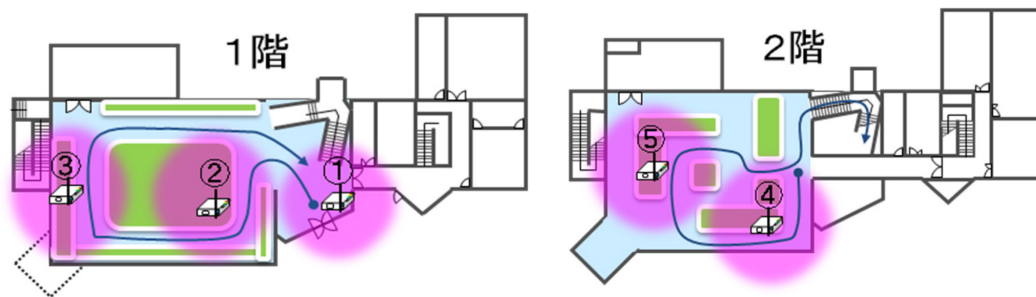


図 2.6 東京海洋大学 百周年記念会館フロアマップ

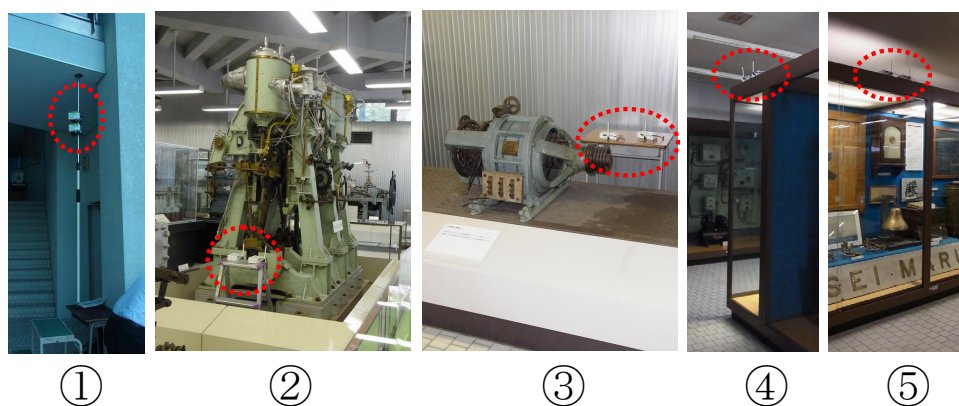


図 2.7 IMES 送信機の設置場所

2.4 送信機切り替え実験

ここでは、開発した実機を用いて、ユーザが移動した際の IMES 送信機間の切り替えと、IMES・GPS 間の切り替えがスムーズになされるか検証する。

2.4.1 実験手順

本実験に利用した東京海洋大学の百周年記念館内の IMES 送信機の設置場所を図 2.6 に、設置状況を図 2.7 に示す。図 2.6 に示されるように、1F と 2F のフロアを移動してマップが切り替わる検証を行った。設置した IMES 送信機の設定内容を表 2.3 に示す。送信機は、それぞれの設置場所 (①②③④⑤) に対して 2 台ずつを設置し、中心周波数をそれぞれ GPS-L1+8.2 kHz と -8.2 kHz に分けて設定した。送信機から送信されるメッセージタイプは、測位時間が短いショート ID (30 bit) タイプと緯度、経度、フロア、高度情報を格納する位置情報 2 (120 bit) を各箇所それぞれ設定した。また PRN は 10 台それぞれ

表 2.3 屋内 GPS 送信機の設定値

No	PRN	メッセージ タイプ	送信出力 [dBm]	中心周波数 [MHz]
①	173	位置情報 2	-75	1575.4282
	174	ショート ID	-75	1575.4118
②	175	位置情報 2	-75	1575.4282
	176	ショート ID	-75	1575.4118
③	177	位置情報 2	-75	1575.4282
	178	ショート ID	-75	1575.4118
④	179	位置情報 2	-75	1575.4282
	180	ショート ID	-75	1575.4118
⑤	181	位置情報 2	-75	1575.4282
	182	ショート ID	-75	1575.4118

別々の値(173～182)を設定した。

IMES 送信機から屋内の座標を送信するためには、設置した場所の屋内座標を取得する必要がある。今回、屋内座標の取得は Google マップから屋内 GPS 送信機の設置場所付近の座標を取得し、専用の設定ツールで送信機に座標を設定した。(これに関し、屋内座標の設定に関しては、実際の屋内座標とは異なる座標が設定される恐れがあるため、今後は IMES コンソーシアムで検討している利用・設置のガイドラインに沿って、国土地理院が進める場所情報コード(約 3m 四方精度)と連動した屋内座標の設定方法を検討していく必要がある。)

Android アプリは IMES と GPS の測位結果を 1 秒ごとにログとして保存し、移動ログから IMES 信号の受信状況を確認できるようにした。測定方法は、実際に Android 端末を持った案内者が記念館内を移動した際の IMES 信号の搬送波ノイズ比 (C/N₀) と測位状況を確認した。図 2.8 に実験風景を示す。



図 2.8 IMES 測位実験風景

2.4.2 実験結果

図 2.6 における 1F フロア内に記してある矢印の経路で移動した際の IMES 信号の受信結果を図 2.9 に示す. 図より, 矢印の経路に沿った IMES 送信機の PRN 番号順に測位結果が切り替わっていることがわかる. しかし, 1F フロアの各箇所の IMES 送信機からは ± 8.2 kHz オフセットされた 2 つの IMES 信号が送信されているが, ショート ID のメッセージタイプの信号 (PRN 番号: 174, 176, 178) しか受信できていない. これは受信機のアルゴリズムが周波数オフセットに完全に対応していないため, 片側のオフセットのみを受信したからである. また, 人が端末を手を持って移動しながら測定しているため, C/N_0 の値

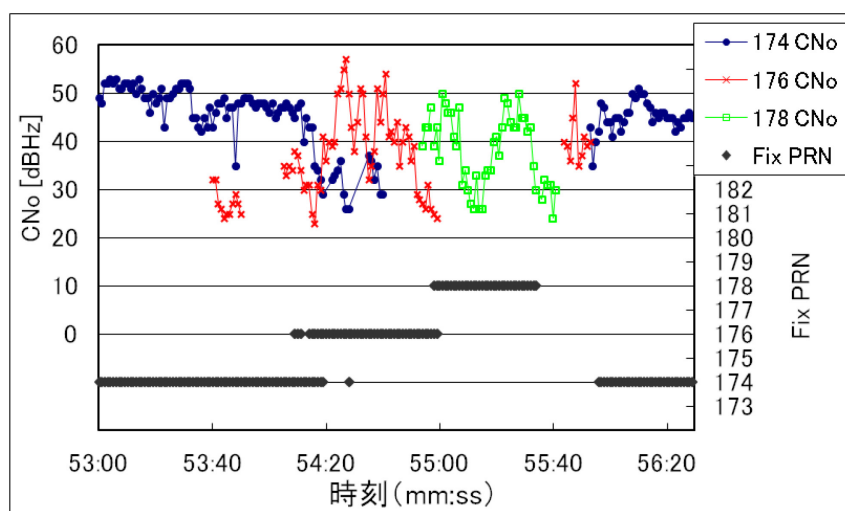


図 2.9 1F フロアの測位切替り結果

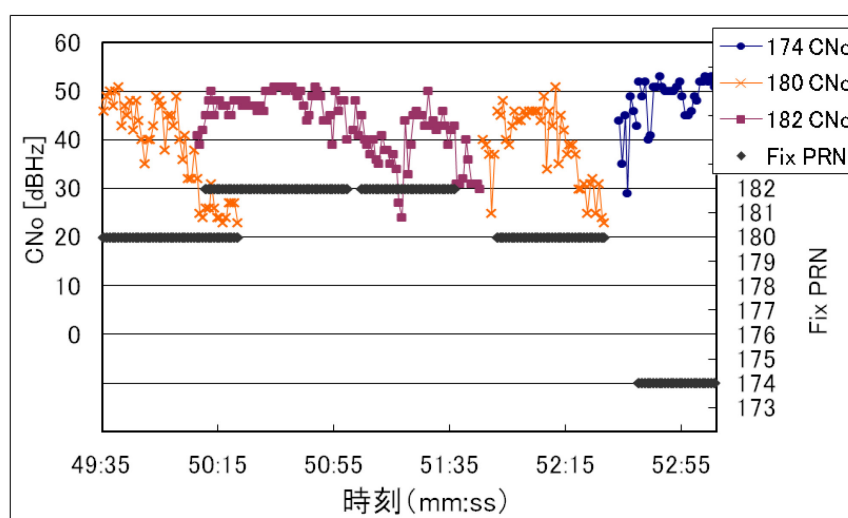


図 2.10 2F から 1F へのフロアの測位切替り結果

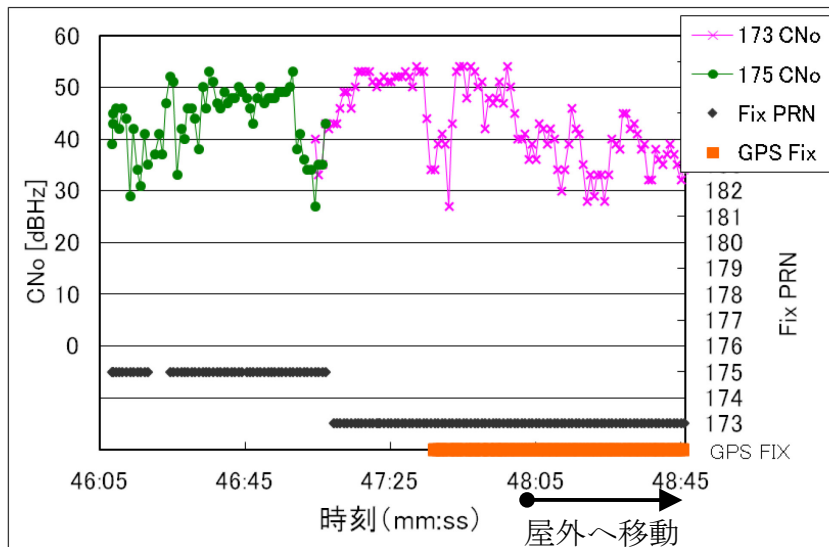


図 2.11 1F フロアから屋外の測位切替り結果

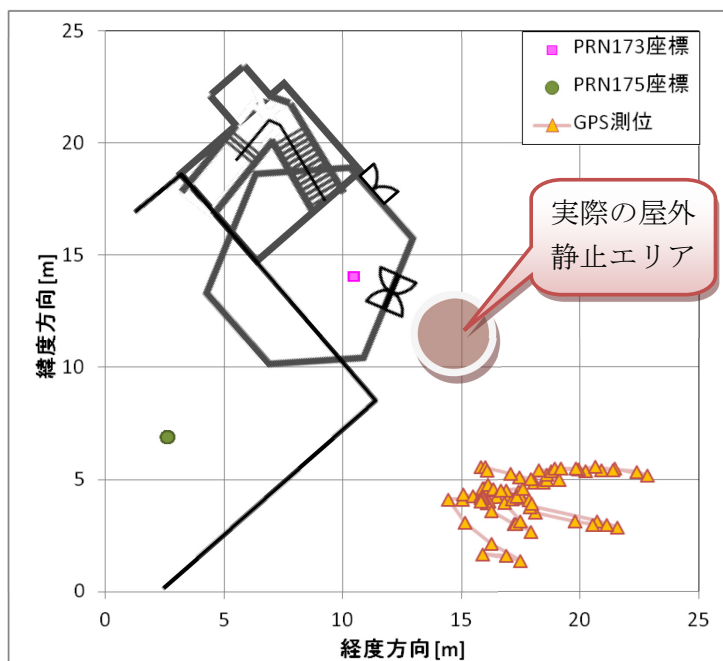


図 2.12 IMES と GPS の屋内外の測位結果

は 30～50 dB-Hz の間で変動しており、信号は補足しているが、IMES のメッセージまでは解読できていない箇所が表れた。

次に図 2.6 における 2F フロア内に記してある矢印の経路で移動した場合の IMES 信号の受信結果を図 2.10 に示す。図より、矢印の経路に沿った IMES 送信機の PRN 番号順に測位結果が切り替わっており、階段では 1F フロアへ移動した際に送信機番号①の PRN174 を受信していることがわかる。今回の実験

では、IMES 送信機間の距離を 20m 程度離すことで、Android 端末の画面上に現在位置がほとんど途切れることなくスムーズに案内できることを確認した。

次に屋内外をシームレスに測位できているかを確認するために、1F フロアの送信機番号②付近から屋外へ移動した。その場合の測定結果を図 2.11 に示す。図より、建物の中の送信機番号②の付近では GPS 測位結果が得られていないが、建物の入口付近の送信機①付近では高感度 GPS 受信機の性能により GPS 信号を補足して GPS 測位結果が得られる結果となった。図 2.12 は図 2.11 の測位結果を水平面座標で表現したものであるが、図から、実際の屋外の位置に対し GPS の測位結果が 5~10 m ずれてしまっていることが見て取れる。

2.4.3 考察

実験結果より、フロア内の移動、フロア間の移動ともに、IMES 間の切り替えがうまく機能していることが分かる。しかし、図 2.11 および図 2.12 に示すように、屋内外の切り替えにおいては、切り替え自体はスムーズなものの、GPS 測位の誤差が大きくなることが確認された。これは、建物の入口付近では、建物が GPS の電波を遮蔽してしまったからと言える。したがって、屋内外の境界付近で GPS と IMES を同時に受信した場合は、IMES 測位結果を優先して選択し、現在位置が境界付近に存在することをユーザに伝えた方がガイドなどに利用しやすいと考えられる。

また、今回の実験を通じて、端末の画面に位置が切り替わる時間が遅いことも確認できた。この原因として、以下の 3 つが想定される。①Android アプリの処理は IMES を優先して現在位置を表示しているが、測位モジュールは完全に IMES を優先していないため。②IMES 信号の中心周波数のオフセット ($\pm 8.2\text{kHz}$) に対して、測位モジュールの補足アルゴリズムが最適化されていないこと。③現在の IMES の仕様において位置情報 (緯度, 経度, フロア, 高度) を端末で受信する時間が 3 秒以上かかってしまうこと。上記, ①②に関しては、システムを最適化することで十分対応可能であり, ③に関しても, IMES の最新の仕様においては旧来の 50 bps に加え 250 bps のメッセージ送信を導入することで改善されている[65]。

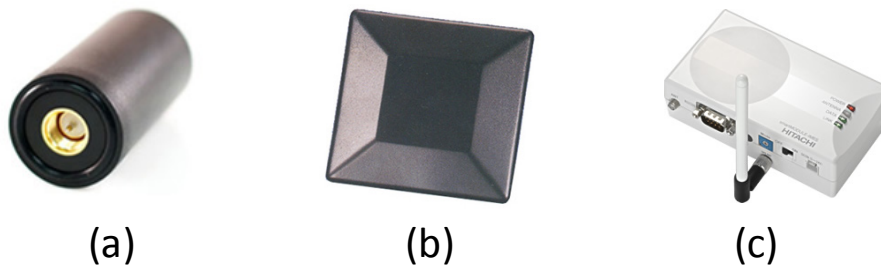


図 2.13 (a) ヘリカルアンテナ, (b) パッチアンテナ, (c) ホイップアンテナ

2.5 アンテナ評価実験

前節で紹介した実験で取得した搬送波ノイズ比 (C/N_0) は, 30~50 dBHz のレンジで変動するが, 35 dBHz を下回ると送信機の識別番号である PRN 番号を正しく取得できなくなるため, 電波状態の一つの指標として使用できる. ここでは, アンテナの違いによって搬送波ノイズ比がどのように異なるか検証した結果を報告する.

2.5.1 実験手順

実験には, パッチアンテナ, ヘリカルアンテナ, およびホイップアンテナ (モノポールアンテナ) という 3 つの標準的なアンテナを用いた (図 2.13; それぞれ Allis Communications 社の PA175-S, Maxtena 社の M1575HCT-22PSMA, 日立産機システム製のモノポールアンテナ). 各アンテナを, 図 2.14 に示す 8,000 mm 角の実験フィールドの中央に設置した紙製のタワー (高さ 2,387 mm) に設置した. その際, 図 2.15 に示すようにアンテナの先端を床面に向けた. 図の下部に示す指向性パターンは, アンテナの設置方向を踏まえたものであるが, パッチアンテナとヘリカルアンテナは鉛直下向きに高い強度で電波を発生し, ホイップアンテナは水平方向に高い強度で電波を放射するようにした. 電波の計測は, 移動ロボット上の高さ 115 cm に受信機を取り付け, 計測フィールド上を 50 cm 間隔で動かし, 計 289 点で実施した. 各点においては, 少なくとも 1 エポックは搬送波ノイズ比を取得し, その平均をとった. 計測フィールド内で搬送波ノイズ比が最も強くなる点において, 電波強度が飽和しないようにアッテネータを用いて送信出力を調整した.

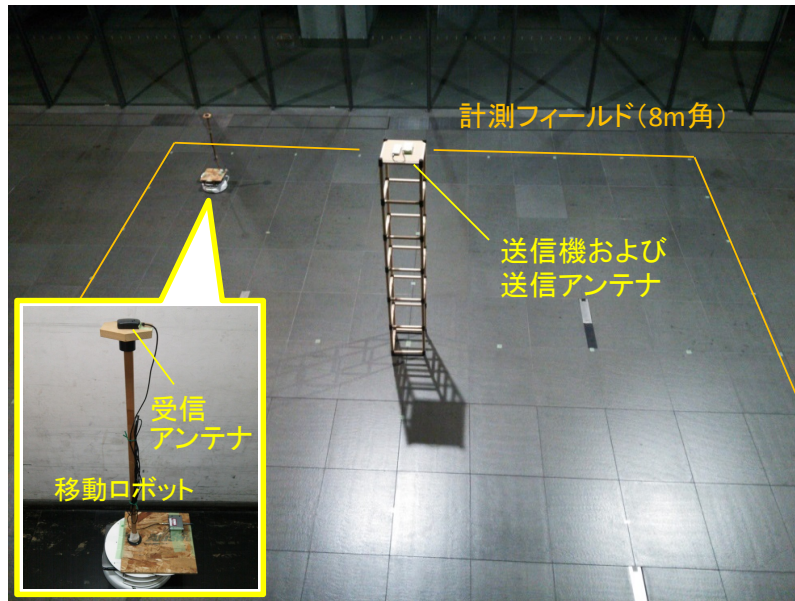


図 2.14 計測フィールドの外観

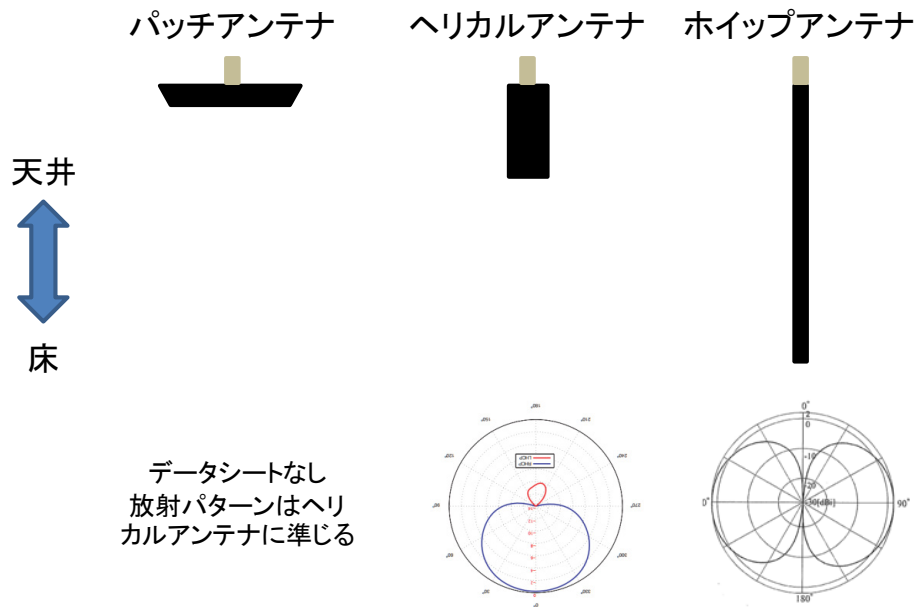
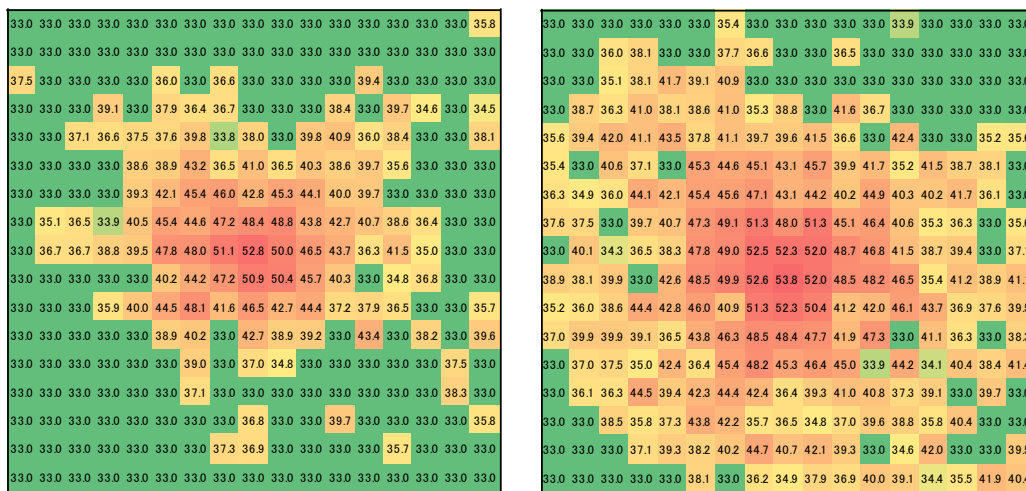


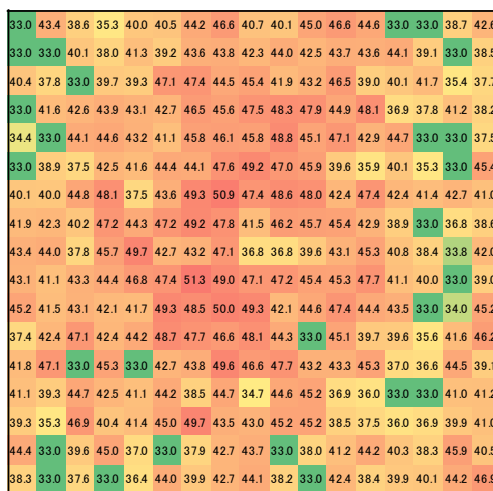
図 2.15 アンテナの設置方向と放射パターン

2.5.2 実験結果



(a)パッチアンテナ

(b)ヘリカルアンテナ



(c)ホイップアンテナ

図 2.16 搬送波ノイズ比計測結果

図 2.16 (a) ~ (c) にそれぞれパッチアンテナ，ヘリカルアンテナ，ホイップアンテナを使用した時の搬送波ノイズ比の取得結果を示す．角グリッドは 50 cm 角のサイズである．搬送波ノイズ比の値が 33 dBHz の箇所は電波が取得できなかった場所である．図から見られるように，搬送波ノイズ比の分布は概ね図 2.15 に示す放射パターンに従っていることが分かる．一方，分布は完全にスムーズでなく，電波が取得できているエリアでもところどころスポット的に値が小さな箇所や，電波が取得できない場所があることが確認できる．

2.5.3 考察

搬送波ノイズ比が高い場所でもスポット的に値が低い場所（不感帯）が存在

した主な原因は、壁からのマルチパスによる電波の自己干渉（マルチパスフェージング；直接波と反射波の山と谷が重なりあい、お互いに電波を弱め合う現象）だと考えられる。これは、図 1.14 で図示したサイクルスリップと同じ原因であり、今回の実験のような比較的開けた場所でも発生することがから、マルチパスの影響を低減することは大きな課題と言える。いずれにせよ、アンテナの違いによって電波取得の範囲（分布）が異なることが確認できたため、用途や場所に応じてアンテナを交換できるようにするのが運用上有効と考えられる。例えば、狭い場所ではパッチアンテナを用い、広い場所ではホイップアンテナを用いれば、送信機同士の電波干渉やマルチパスフェージングを避けつつ、必要最小限の構成で送信機を設置可能になる。

2.6 送信ダイバーシティ方式の提案

前節において、マルチパスフェージングによる不感帯の影響を低減する必要性が示された。それに対して本節では、送信ダイバーシティという方法を提案する。送信ダイバーシティ方式は、マルチパスフェージングが発生する中で電波の受信確率を高める簡潔な方法である。この方法では、複数（今回は 2 つ）の送信チャンネルに対応したアンテナを一定間隔離して配置することで、少なくともどちらか一方の電波を取得することで位置情報を取得する。ここでは、送信ダイバーシティ方式に対応した送信機を開発し、その有効性を検証する。

2.6.1 予備実験

送信ダイバーシティ方式におけるアンテナ間隔を決定するため、予備実験を行った。実験のセットアップとしては、図 2.14 に示される高さ 2,387mm の紙製のタワー（と同じもの）にヘリカルアンテナ（図 2.13 (b)）を取り付け、ルール上を 1 mm 精度で直進可能なロボット上に受信機を搭載した（受信機高さ 804 mm）。受信機は搬送波ノイズ比 (C/N_0) を移動距離 1 mm ごとに取得し、送信機直下から水平距離が約 2 m の点までロボット移動させ、電波が完全に取得できなくなったらそこで計測を終了した。実験は 3 セット行った。

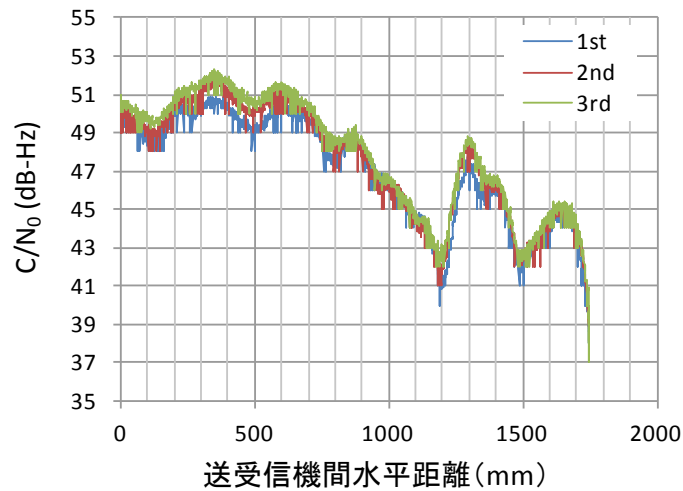


図 2.17 予備実験結果

実験によって取得したデータを図 2.17 に示す. 図に見られるように送受信機間水平距離が 1,200 mm と 1,500 mm 付近において, 100 mm 程度の移動にも関わらず搬送波ノイズ比が大きく変化していることが分かる (100 mm は IMES の搬送波の約 1/2 波長に該当). 今回の予備実験では, 3 回とも水平距離が 1,750 mm 以降に搬送波ノイズ比が 35 dBHz を下回り, 電波が取得できなくなった. ただし, 前章の図 2.16 を見る限り, もしマルチパスフェージングが強く起こったら, 本実験の水平距離 1,200 mm や 1,500 mm のケースにおいても電波を取得できないことが起こりうる. このことから, 送信ダイバーシティ方式において, 2 つのアンテナ間隔を 100 mm 以上離すことが, 少なくともどちらか一方の電波を取得するには有効であると言えることができる.

2.6.2 送信ダイバーシティ方式のための送信機



図 2.18 開発した送信機

図 2.18 に送信ダイバーシティ方式を実現するために開発した送信機を示す。筐体のサイズは 280 mm×200 mm×50 mm であり, 2つのアンテナ間隔は 260 mm とした。アンテナ間隔は, 上述の 100 mm 以上を満たすという条件で, 筐体内の送信モジュールのサイズを踏まえ決定したものである。2つのアンテナはそれぞれ PRN 番号が 173 と 174 の電波を送信する仕様とした。アンテナは図 2.13 (c) に示すモノポールアンテナと同じものである。

2.6.3 評価実験

図 2.19 に示す実験環境 (阪急三番街) にて開発した送信機を評価した。送信



図 2.19 実験環境 (阪急三番街)

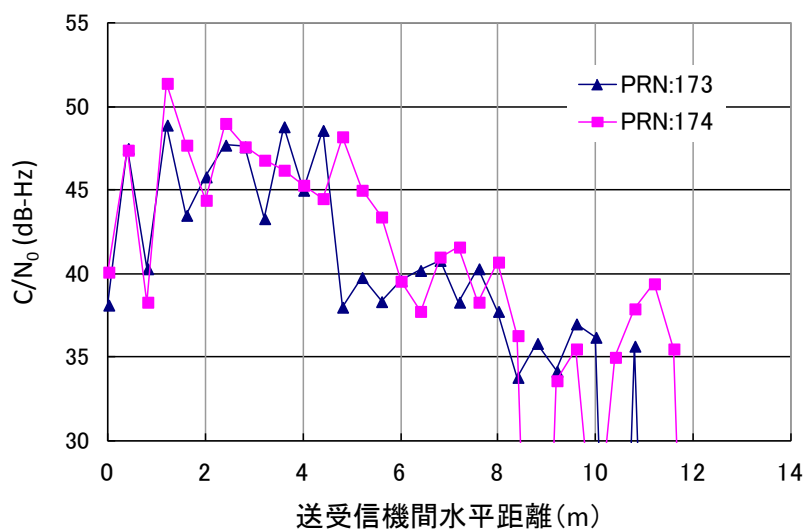


図 2.20 実験結果

機を天井に取り付け、実験者が受信機を手を持ち、送信機直下から送信機から離れるように移動した。図 2.20 はその際に取得した、送信機直下からの距離に対する搬送波ノイズ比のグラフである。図において搬送波ノイズ比が 30 dBHz を下回る箇所は電波が取得できなかったことを示す。特に送信機から離れた場所（水平距離が 8 m 以上）で搬送波ノイズ比が小さくなり、頻繁に電波をロスしていることが分かる。しかし、そのような場所においても PRN 番号が 173 か 174 のどちらかの電波は取得できており、送信ダイバーシティが有効に機能していることが見て取れる。

2.7 可変ビーム幅アンテナの提案

2.5 節の実験において、送信アンテナの指向性（ビーム幅）に応じて、測位エリア内の搬送波ノイズ比分布が異なることが確認された。これは、受信電波の品質を担保する上で、異なるビーム幅を持つアンテナを使い分ける必要性を示唆するものである。例えば、図 2.21 に示すように、同じビーム幅の送信機・送信アンテナを用いても天井の高さが違えば、送信機間の相互干渉やマルチパスによる自己干渉が生じる。ここで、ビーム幅が異なるアンテナを交換して使用するという方法もあるが、電氣的にビーム幅を変えることができれば、物理的なアンテナ交換の手間が省け、本論文で目指す設置・運用の容易化を実現することができる。また、同一のデバイスの量産となるため、コストの低減にも繋がり、普及にも貢献できる。

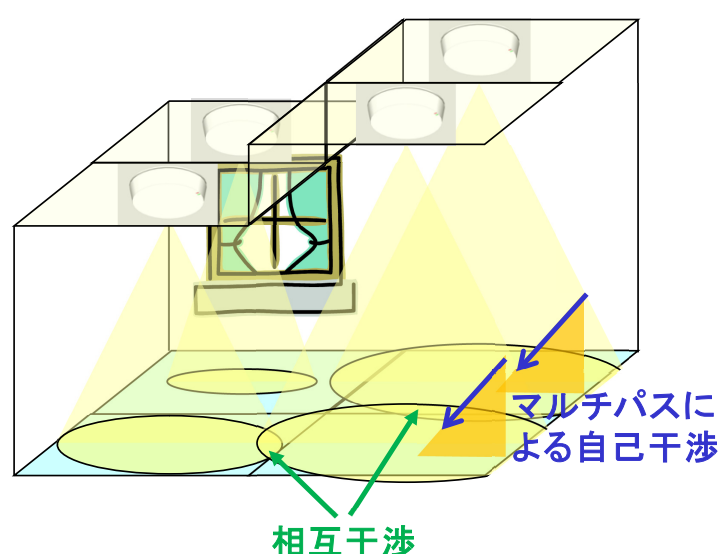


図 2.21 電波干渉の模式図

通常，電氣的にビーム幅を変えるにはアンテナアレイ方式が用いられる．しかしながら，一般的にはアンテナアレイのサイズが数波長程度（IMES の場合は 1 波長 190 mm）になってしまうため[66]，ユビキタスデバイスとしての IMES 送信機には不向きである．そこで本節では，小型のアンテナアレイを用いた「可変ビーム幅アンテナ」を新たに提案する．

2.7.1 アンテナアレイの概要

本研究で提案するアンテナアレイのブロック図を図 2.22 に示す．アンテナアレイは 1 つの主アンテナ素子 P_1 と 4 つの副アンテナ素子 $P_2 \sim P_5$ からなる．図の左から入力される送信信号は，2 つの経路に分かれ，一方は主アンテナ素子，

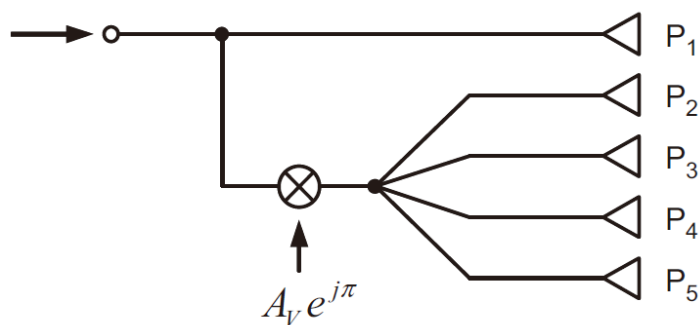


図 2.22 提案したアンテナアレイのブロック図

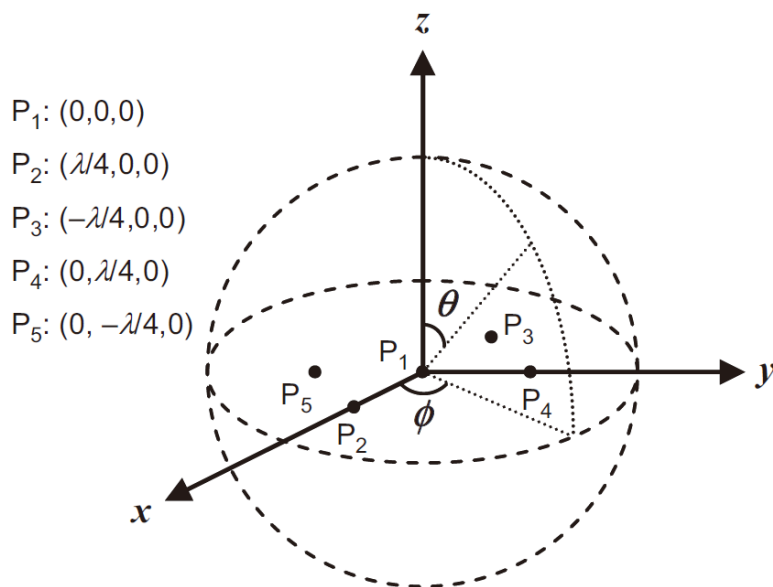


図 2.23 各アンテナ素子の配置

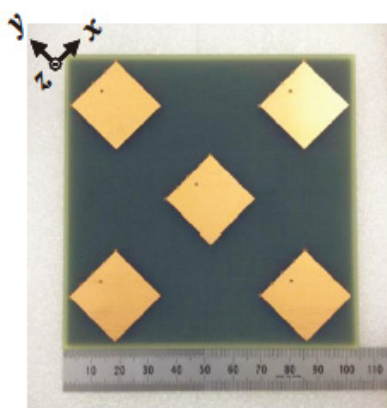
もう一方は副アンテナ素子に送られる。副アンテナ素子に送られる信号は増幅係数 A_v と位相 π で重み付けられ、4つの副アンテナ素子に分配される。各アンテナ素子のレイアウトを図 2.23 に示す。主アンテナ素子を原点に配置した時に、副アンテナ素子はその周囲に対称性をもって配置される。主アンテナ素子と副アンテナ素子の距離は4分の1波長とする (IMES の搬送波の場合 47.6 mm である)。

幾何学的な観点より、アンテナアレイの放射パターンは一般的に以下の式で表される。

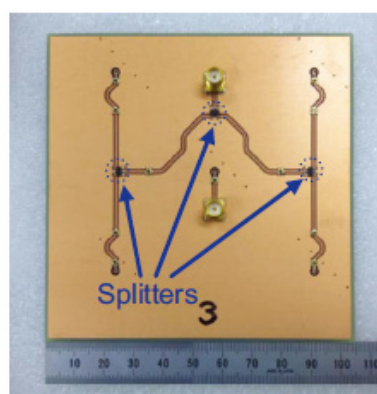
$$E(\theta, \phi) = K \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{i=1}^N V_i D_i(\theta, \phi) e^{jk(x_i \sin \theta \cos \phi + y_i \sin \theta \sin \phi + z_i \cos \theta)} \quad (2.1)$$

ここで K は係数、 k は波番号、 r は送信点と観測点の距離、 V_i 、 $D_i(\theta, \phi)$ 、 (x_i, y_i, z_i) はそれぞれ i 番目のアンテナ素子の給電点の電圧、指向性関数、座標を表す。図 2.22 に示された $A_v e^{j\pi}$ や図 2.23 の条件を式(2.1)に代入し、各アンテナ素子が等方性アンテナであることを仮定すると、アンテナアレイから得られる放射パターンは以下のようなになる。

$$E(\theta, \phi) = K \frac{e^{-jkr}}{r} V_1 \left[1 - A_v \left(e^{j\frac{\pi}{2} \sin \theta \cos \phi} + e^{-j\frac{\pi}{2} \sin \theta \cos \phi} + e^{j\frac{\pi}{2} \sin \theta \sin \phi} + e^{-j\frac{\pi}{2} \sin \theta \sin \phi} \right) \right] \quad (2.2)$$



表面



裏面

図 2.24 可変ビーム幅アンテナアレイ

この式は、増幅係数 A_v を変化させることでビーム幅を電磁気学的に制御可能であり、 A_v を大きくするとビーム幅を広げることができることを示している。

2.7.2 開発したデバイス

上述した理論に基づき、3層プリント基板を用いてアンテナアレイを実際に開発した。各アンテナ素子、グランドプレーン、パワースプリッタ付きのマイクロストリップ線路を、それぞれ前面、中間層、裏面に配置した。図 2.24 に開発したアンテナアレイの外観を示す。アンテナ素子には、電氣的にショートされた小型のパッチアンテナ[67]を用いた。また、アンテナアレイ表面の各アンテナ素子は、なるべく省スペースとするため 45° 回転して配置した。これにより、アンテナアレイを 104 mm 角という小サイズに抑えることができた。裏面の 2 つのコネクタは、それぞれ主アンテナ素子、副アンテナ素子への入力端子である。

2.7.3 評価実験

開発したアンテナアレイを評価するために、ビーム幅を変更する実験を実施した。実験では、可変アッテネータとフェーズシフタを副アンテナ素子への入力端子に接続し、増幅係数 A_v と位相 π を変化させた。ただし、実際上は主アンテナ素子と副アンテナ素子の供給電力の比率である A_p を用いた (単位は dB であり、増幅係数 A_v の自乗の値である)。 A_p は、アッテネータやフェーズシフタ、マイクロストリップ線路、パワースプリッタなどの挿入損失によって決定される値であり、これを変化させることでアンテナアレイのビーム幅を変えることを試みた。各 A_p に対し計測した放射パターンを図 2.25 に示す。図に見られるように、 A_p を増加させるとビーム幅が広がり、減少させるとビーム幅が狭まっ

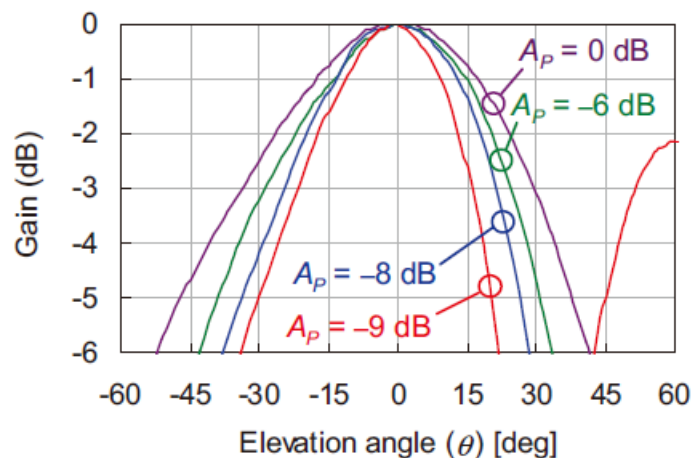


図 2.25 計測した放射パターン

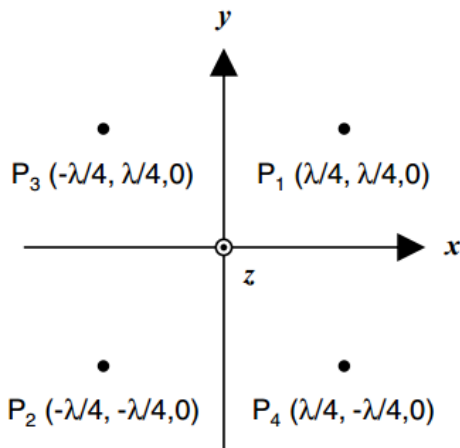


図 2.26 アンテナ素子の配置

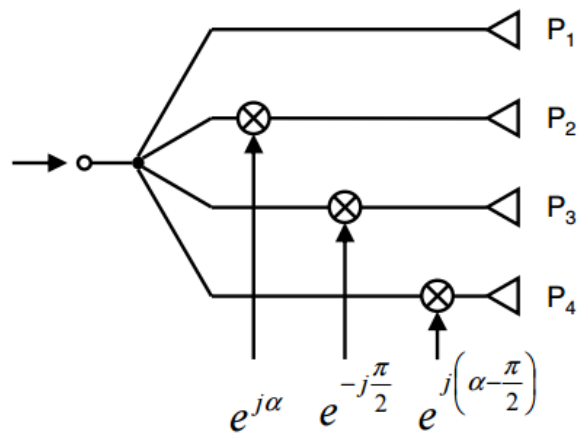


図 2.27 アンテナアレイのブロック図

ていることが分かる．この結果は，可変ビーム幅アンテナが想定通りに機能していることを示すものである．

2.8 デュアルビーム幅アンテナの提案

前節において，ビーム幅を電氣的に変化させる方法を提案した．しかしながら，実際のアプリケーションにおいては，多くの場合，垂直方向にビームが絞られたアンテナと，水平方向にビームが開かれたアンテナの 2 種類を使い分けることができれば，十分であると予想される．例えば，垂直方向にビームが絞られたアンテナを使用する場所は，一般的にヘリカルアンテナやパッチアンテナが使用される階段の踊り場，高天井の所，狭い室内などが挙げられ，水平方向にビームが開かれたアンテナは，通常ホイップアンテナが使用される長い廊下や広い室内などの開けた場所で使用するのが有効と言える．そこで本節では，前節で提案した可変ビーム幅アンテナの考え方を応用し，ビーム幅を電氣的に切り替え可能な「デュアルビーム幅アンテナ」を新たに提案する．

2.8.1 アンテナアレイの概要

まず，アンテナ素子の配置を図 2.26 に示す．4 つのアンテナ素子が半波長 (95 mm) の間隔で正方形に配置される．ここで，4 つのアンテナ素子は直線偏波を放射するが， P_1 と P_2 は X 軸に平行に， P_3 と P_4 は Y 軸に平行に放射する．その結果， P_1 と P_2 および P_3 と P_4 はそれぞれ異なるアンテナアレイとしてみなされる．それぞれのアンテナアレイペアの原理は， 1×2 アンテナスロットア

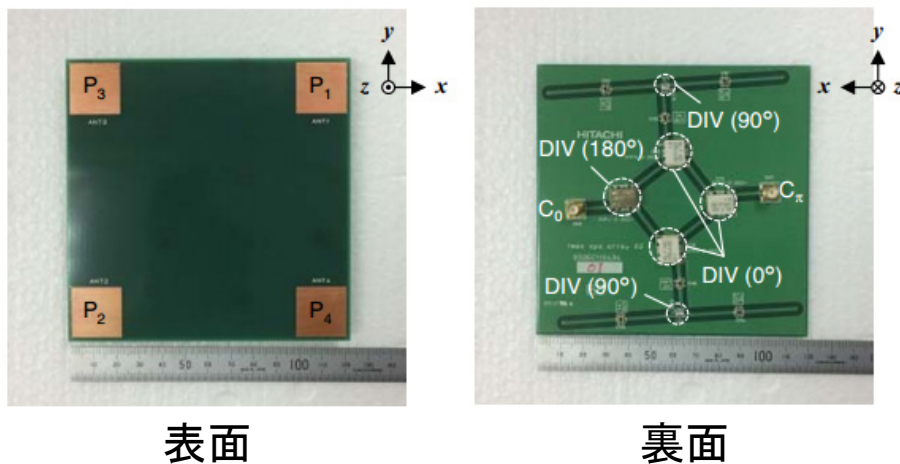


図 2.28 デュアルビーム幅アンテナアレイ

レイと同様のものである[68]. 次に, ブロック図を図 2.27 に示す. 送信電波は 4 つのパスに分岐され, P_2 , P_3 , および P_4 はそれぞれ α , $-\pi/2$, $\alpha - \pi/2$ だけ位相がシフトされる. ここで α は 0 または π のどちらかの値をとるものとし, その際, $P_1 \sim P_4$ の位相シフトは $(0, 0, -\pi/2, -\pi/2)$ または $(0, \pi, -\pi/2, \pi/2)$ となる. このため, $\alpha=0$ の時, アンテナアレイ正面では IMES 送信機に望ましい右旋円偏波を放射する.

2.8.2 開発したデバイス

提案したデュアルビーム幅アンテナアレイを評価するために開発したデバイスを図 2.28 に示す. 表面にはアンテナ素子, 裏面にはパワーデバイダ付のマイクロストリップ線路を配置した. アンテナ素子としては, 小型ショートパッチアンテナを用いた[67]. プリント基板サイズは 124 mm 角とした. 本アンテナ基板においては, 上述した位相を 0 または π に切り替えるために, 2 つの異なる入力ポート C_0 および C_π を設けた. つまり, 位相シフトが 0 の入力を得たければ C_0 に, π の入力を得たければ C_π に電波を入力できるようにした.

2.8.3 評価実験

開発したアンテナアレイを評価するために, 実際に電波の放射パターンを計測し, 理論値と比較した (図 2.29). アンテナ正面が $\theta = 0^\circ$ である. 図より, 理論値・実測値ともに, アンテナ正面において $\alpha = 0$ の場合, 最大のパワーが得られ, $\alpha = \pi$ の場合, ヌルになることが見て取れる. 一方, $\theta = \pm 90^\circ$ においては, $\alpha = 0$ の理論値においてヌル点になっているが, 実測値ではそれが発生

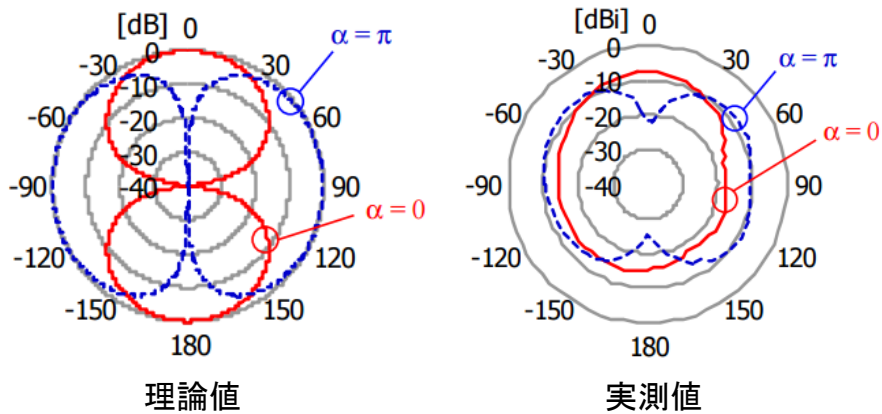


図 2.29 放射パターンの理論値と実測値の比較

していない。これは理論値のアンテナ素子に点ソースを使用しているが、実際の素子における放射点は点ではなく一定の幅を持つため、 $P_1 \sim P_4$ の位相シフトによって放射パワーが正しく打ち消し合わなかったからと考えられる。いずれにせよ、垂直方向に絞られた放射パターンと、水平方向に絞られた放射パターンの2パターンの電波の放射に成功したと言える。

2.9 漏洩同軸ケーブルの提案

IMES 送信機の電波到達範囲は、電波法における微弱無線という仕様上、一般的なアンテナを用いた場合 20 m 程度が限界である。一般的に IMES のメッセージ取得時間は 3 秒程度であるが、2.4 節で紹介した送信機切り替え実験では、歩行者を対象としていたため 1 つの IMES 送信機の測位エリア内に数十秒とどまり、歩行中も複数の送信機で切れ目なく測位を行うことが可能であった(図 2.9 や図 2.10)。しかしながら、電車や自動車などの高速で移動する移動

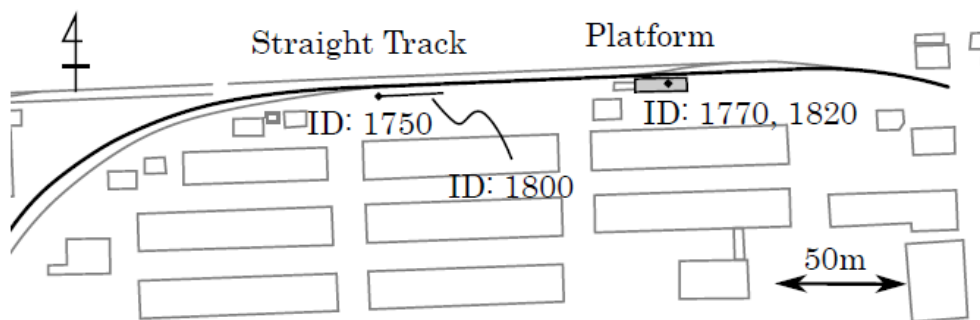


図 2.30 実験フィールド上面図

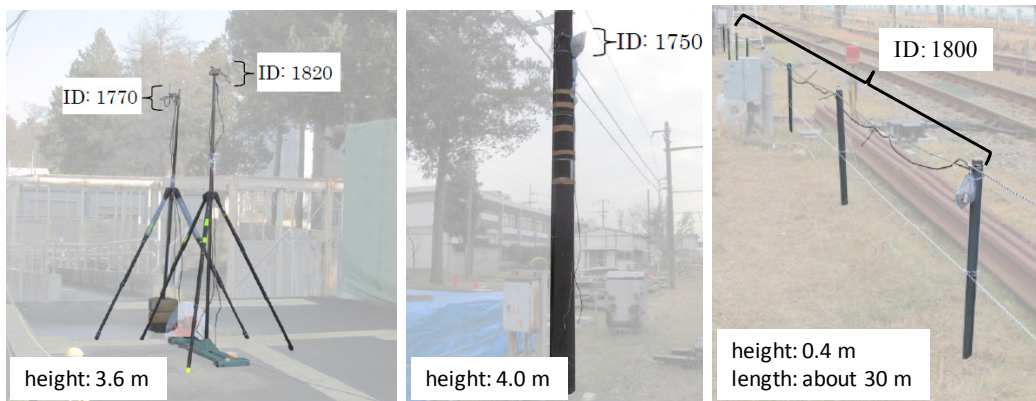


図 2.31 送信機（アンテナ）設置の様子

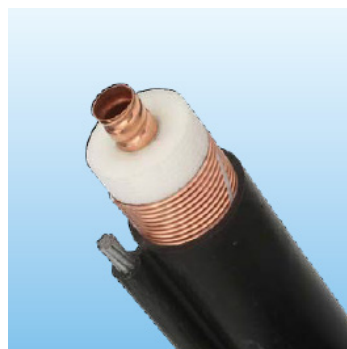


図 2.32 使用した LCX（日立金属製 F-42D-LCX）

体は、IMES から位置情報を取得する前に測位エリアを通過してしまうため、一般的な IMES アンテナでは対応できない。

用途の拡大はインフラ化要件であり、高速移動体への IMES 応用は必須であるため、ここでは移動体通信で実績のある漏洩同軸ケーブル（以下、LCX）を送信アンテナとして用いる手法を提案する。LCX は外部導体に一定間隔にスロットが開けてある同軸ケーブルであり、スロットから漏れる電波を使用して通信を行うことができるケーブルである[69]。電波の放射はケーブルの周囲に制限されるため、トンネルの中や線路沿いなど、移動体が直線的に移動する場所の通信で使用される。ここでは LCX の IMES 応用の評価として、実際の鉄道路線を用いて行った移動体測位のフィールド実験を紹介する。

2.9.1 実験セットアップ

図 2.30 は実験フィールドの上面図である。ほぼ直線状の線路に沿って 4 つの IMES 送信機（それぞれの ID は 1750, 1800, 1770, 1820）を配置した。図 2.31 に送信機設置の様子を示すが、1770 番と 1820 番はプラットフォーム上に

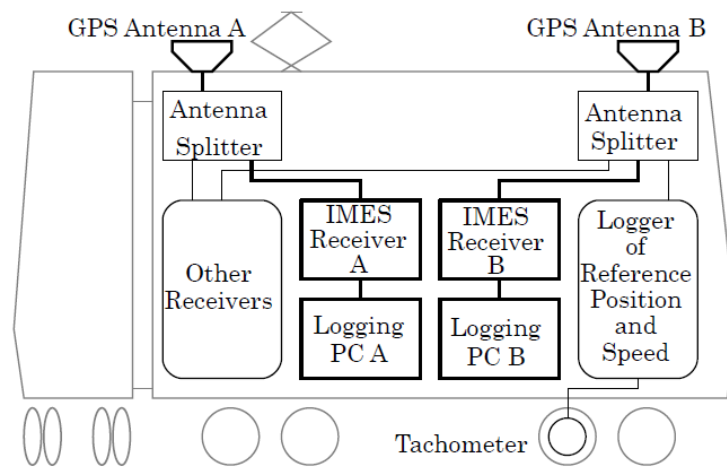


図 2.33 受信機セットアップ

設置し、1750 番と 2800 番は線路沿いに設置した。1800 番のみ 30m の LCX を用い（図 2.32）、残りは図 2.13（c）と同じホイップアンテナを用いた。

図 2.33 で示すように、2 つの受信アンテナ（GPS/IMES 両用）を電車の上に取り付けた。これらアンテナは IMES 受信機だけでなく高精度（cm レベル）な RTK-GPS 受信機にも接続されており、IMES の測位結果のリファレンスとして使用した。また、電車の速度を取得するため、タコメータもロガーに接続した。

このセットアップにおいて、電車を移動させながら各送信機からの PRN 番号を取得する実験を行った（PRN 番号の取得は位置情報をデコードする前段階であり、正しく取得できる必要がある）。電車の速度を低速（0～7 km/h）・高速（0～40km/h）の 2 パターンと電車の進行方向を東から西・西から東の 2 パターンの組み合わせ、計 4 つのケースで移動しながらの PRN 番号の取得を行った。

2.9.2 実験結果

速度と進行方向の組み合わせにおける PRN 番号取得結果を図 2.34 に示す。本図は図 2.30 の 2 次元地図をグラフ上に表現したものであり、上が北、右が東になっている。線路が 2 本描かれているが、1800 番と 1750 番、1820 番と 1770 番の送信機がそれぞれ接近しているため、図示の際のオーバーラップを避けるため、200 m 南北にずらして描いている。各グラフの下部には電車の速度も併せて記載してある。図中のカラーのプロットが PRN 番号の取得結果を示しているが、False は誤った PRN 番号取得したことを、True は正しい PRN 番号を取得できたことを示している。図に見られるように、低速の時に False が多

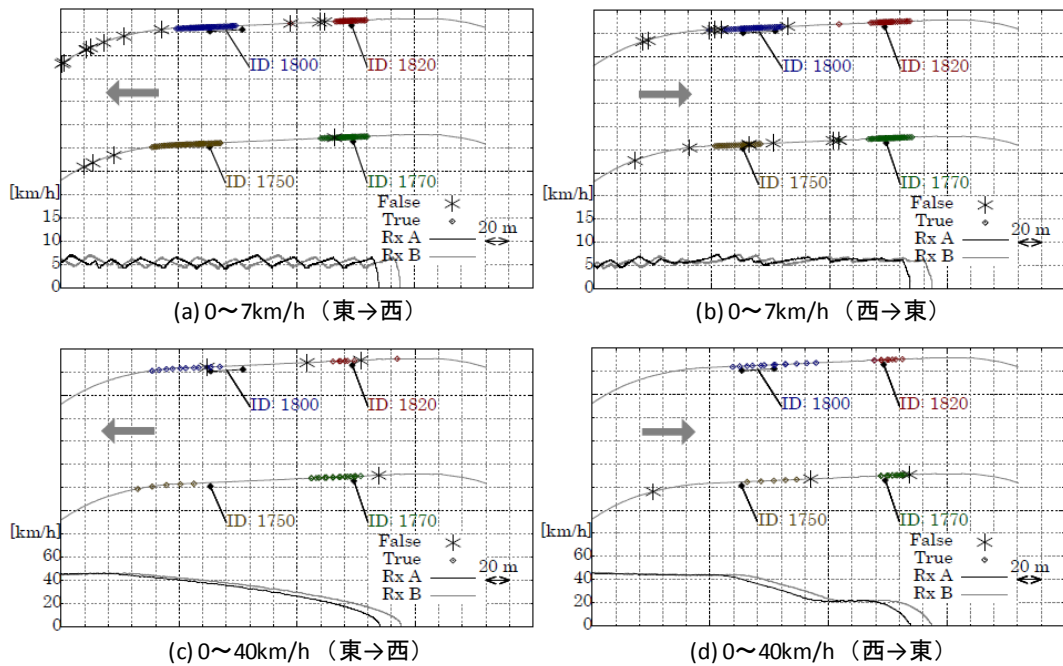


図 2.34 実験結果

く発生している．実験の目的である LCX の測位範囲に関しては，LCX を用いた 1800 番の送信機が概ね他の送信機より広い測位範囲（最大 70 m）を得られていることが分かる．

2.9.3 考察

実験では長さ 30 m の LCX を用いたことにより，他の送信機と比較して長い測位距離が得られたが，1800 番と 1750 番を比較する限りでは，測位距離は大きく変わらず LCX の利点は小さく見える．しかし，LCX は長さを任意に延長できることから（途中で電波の増幅が必要だが），本実験結果は LCX が高速移動体にも適用可能であることを示唆するものと言える．また，PRN 番号の取得が False になる原因としては，他の IMES 送信機との相互干渉や GPS との干渉などが挙げられる．しかしながら，低速走行で False が増えた原因は不明であり，今後綿密な調査が必要である．

2.10 本章のまとめ

本章では，まず製品として開発した IMES 送信機的设计方針と，送信機切り替え実験およびアンテナ評価実験を通した評価結果について述べた．それらの知見を踏まえ，インフラ化要件である，測位の安定化，設置・運用の容易化，

および用途の拡大を目指し、新たな電波送信方法を提案した。

まず測位の安定化に関しては、マルチパスフェージングによる不感帯の影響を低減するため、送信ダイバーシティ方式を提案した。実験の結果、各アンテナからの電波の不感帯の発生位置がずれることで、少なくとも一つの電波を取得できることを確認した。設置・運用の容易化に関しては、環境に応じた物理アンテナの交換コストを低減するという視点から、電氣的にビーム幅を変えることができる可変ビーム幅アンテナおよびデュアルビーム幅アンテナを提案し、それが想定通り機能することを確認した。そして、用途の拡大に関しては、単位時間あたりの移動距離が大きい高速移動体への対応として、LCX を IMES のアンテナとして用いることを提案した。実験により、LCX の長さを延長することで移動体の測位に対して有効であることが示唆された。

次章以降において、もう一つのインフラ化要件としての「測位の高精度化」を実現するための方法を提案する。高精度化は、人や車両への測位だけでなく、特にロボットなどの移動体への測位にも利点があるため、本章で紹介したインフラ化要件である「用途の拡大」の一環とも言える取り組みである。以降の議論では、ロボットへの適用を主眼に置いた、IMES 高精度化の基礎理論の確立と、その実験的な評価について述べる。将来的には本章で紹介した各種電波送信手法と一体化させ、より魅力的な測位インフラを構築することを目指したいと考える。

第3章 搬送波ノイズ比を用いた測位

3.1 まえがき

IMES の標準的な方法は近傍検知という測位手法を用いることから、測位精度は送信機設置間隔の 2 分の 1 と等しくなる (5~10 m 程度)。本章では、前章までに電波の取得状態を示す値として用いた搬送波ノイズ比を測位に活用することで、IMES の高精度化を目指す。搬送波ノイズ比は電波強度に類似する指標であり、送受信機間の距離が大きくなるにつれて減少するため、電波伝搬のモデルが構築できる。それを用いることで、搬送波ノイズ比から送受信機間の距離を求め、GPS 同様の三辺測量を用いて受信機の位置を計算することができる。

本章で目標とする測位精度はサブメートルレベルである。図 1.15 にも示したように、サブメートルレベルの測位が可能になると、店内の売場誘導や動線分析などの人へのきめ細かいサービスができることに加え、機器管理や車両管理、荷物管理などの物品管理が可能になる。これは IMES の応用先を大幅に拡大することを意味する。また、搬送波ノイズ比は、ほぼすべての GPS 受信機で出力できることから、本章で紹介する手法は高精度屋内外シームレス測位の有力技術になり得る。

3.2 関連研究

多くの屋内測位研究において、電波強度が観測値として用いられている [70]~[73]。1.2.2 項でも述べたように、Wi-Fi や Bluetooth のビーコンを用いて電波強度マップを作成し、取得した電波強度と比較することによって測位を行うフィンガープリンティングという手法が既に確立されている。これらのデバイスでは、測位ではなく情報通信が主目的であることから、送信機への視線方向が壁や什器などで遮断されていても電波の取得が十分可能であるが、その一方で取得する電波強度は同一空間内においてもただらに変化してしまう。そのため、送受信機間距離を用いて三辺測量を行うことは難しく、電波マップを用い

たフィンガープリンティングに頼らざるをえない。

一方、IMES においては、極めて微弱な電波（受信回路内の熱雑音に埋もれるレベルの強度）を用いるため、電波強度は直接観測できない。そのため、受信機内部のレプリカ信号と受信電波のマッチングの尺度である搬送波ノイズ比を用いる。このような方式は GPS/GNSS や IMES ならではであり、他の電波ベース屋内測位の方式には見られないものである。また、送信機の設置に関しても、Wi-Fi 等と異なり視線方向を確保することが望ましいことから、本章で紹介する手法では、天井に送信機をアレイ状に設置して運用する。発想としては、1.3.2 項で述べた床面 RFID タグアレイの設置間隔をより粗くし、天井に設置したものとも言える。そして、床面 RFID のケースと同様に、IMES 電波測位とロボットや歩行者のデッドレコニングを、確率モデルを用いて組み合わせることで、送信機設置間隔以上の測位精度を達成することを目指す。なお、Wi-Fi の電波測位とデッドレコニングを確率モデルで組み合わせた研究としては[74]～[77]などが挙げられるが、絶対位置を与える電波測位と比較的精度の高い相対移動を組み合わせるといった考え方においては、本研究も同じである。

3.3 測位手法

波の特性の一つとして送信機・受信機間の距離に応じた電波強度の損失が挙げられ、自由空間伝搬損失（パスロス）と呼ばれる。以下、IMES における観測値は搬送波ノイズ比であるが、電波強度と同様のものと仮定することで議論を進める。この自由空間伝搬損失を利用し、送信機・受信機間の距離と搬送波ノイズ比の関係をモデル化し、それを基に三辺測量で測位を行う。

3.3.1 電波伝搬モデル

屋内環境において、電波の伝搬の際に、壁や床などのマルチパスや干渉の影響を受けることで生じる伝搬損失のモデル式が提案されている（パスロスモデルと呼ぶ）[78]。実際に壁や床、障害物をどこまで具体的にモデル化するかによりモデル式の複雑性は異なるが、それらをまとめて経験的な係数とした式が以下のようなになる。

$$L = L(d_0) + N \log_{10}(d / d_0) + L_f(n) \quad (3.1)$$

N : 伝搬損失係数
 L : 伝搬損失 [dB]
 d : 送受信機間距離 [m]
 d_0 : 送信機-基準受信機間距離 [m]
 L_f : 床貫通伝搬損失 [dB]
 n : 通過する床の数

ここで、 d_0 は屋内において通常 1m とし、その距離までは屋内特有の伝搬損失ではなく自由空間の伝搬損失として損失を表現し、 $20\log_{10}f - 28$ で表される (f は周波数で単位は MHz)。また、IMES は床面を通過しないことを想定しているため (実際に電波が微弱なため通過しない)、 $L_f(n)=0$ となる。したがって、式(3.1)は以下のように変形される。

$$L = 20\log_{10} f - 28 - N \log_{10} d_0 + N \log_{10} d \quad (3.2)$$

定数部分を α としてまとめると、

$$L = \alpha + N \log_{10} d \quad (3.3)$$

ここで、送信電力を P (任意単位) とすると、受信電力は $R=P-L$ となり、また搬送波ノイズ比 C/N_0 を受信電力 R と同等のものと仮定した場合、以下の式が得られる。

$$\begin{aligned} C/N_0 &= P - (\alpha + N \log_{10} d) \\ &= \beta - N \log_{10} d \end{aligned} \quad (3.4)$$

C/N_0 : 搬送波ノイズ比 [dB-Hz]
 N : 伝搬損失係数 (定数)
 β : 定数
 d : 送受信機間距離 [m]

式(3.4)を IMES 電波における電波伝搬モデルの基本式として、以降はこの電波伝搬モデルを基にパラメータを設定して利用する。

3.3.2 電波伝搬モデルを用いた三辺測量

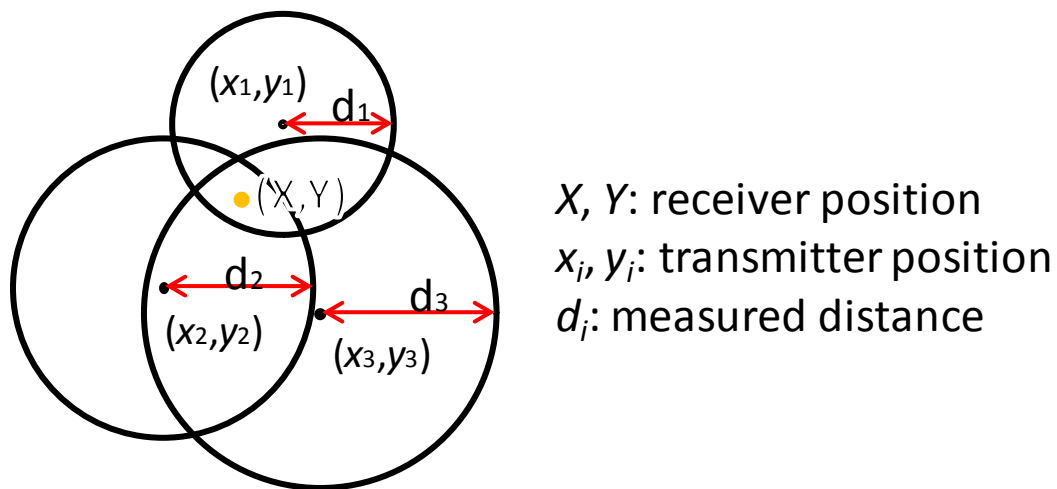


図 3.1 三辺測量の概念図

式(3.4) で示したように取得した搬送波ノイズ比の値を距離に変換し、その送受信機間の距離と送信機位置から位置を推定する。三辺測量では距離を用いて座標の一点を求めることから、最低 3 つの IMES 送信機の設置位置と各々からの距離が得られれば、平面上における受信機位置は幾何学的に計算できる。図 3.1 にそれを示すが、実際はノイズの影響で送受信機間の正しい距離が得られることはなく、距離を半径にした円の交点の一つになることはない。また、4 つ以上の送信機が存在した場合は、冗長な観測方程式が得られることから、最小二乗法を用いて受信機位置を推定する（具体的な式は付録 C.1.1 参照）。

3.3.3 カルマンフィルタ処理

電波伝搬モデルを利用した基本となる測位手法を上で述べたが、電波だけを用いる場合、マルチパスフェージング等の影響によりモデル通りの搬送波ノイズ比が得られないことがある。一方で、人間の測位の場合はスマートフォン内蔵の加速度計やジャイロセンサ、ロボットの測位の場合は車輪エンコーダなど、多くの場合、測位の補助的な情報が取得できる。そこで、各種センサ情報を統合し、位置を推定可能なカルマンフィルタを導入する。

カルマンフィルタは、ノイズを含む観測値（今回の場合は搬送波ノイズ比）から隠れた状態（今回の場合は受信機位置・方位）を推定することができる推定器である。その概念図を図 3.2 に示す。初期値を設定し、そこから慣性航法や車輪エンコーダなどを用いたデッドレコニングにより次の状態を予測し、搬送波ノイズ比の観測値を得て予測値を更新することで位置を推定するというサイクルを繰り返すことで、精度の高い位置推定値を得ることができる。本章では、送受信機間距離の計算式が線形でないため、カルマンフィルタの中でも拡

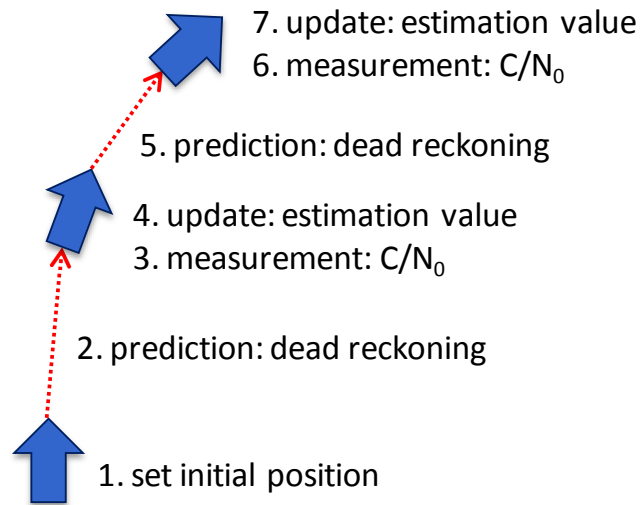


図 3.2 カルマンフィルタによる位置推定の概念図

張カルマンフィルタと呼ばれる非線形システムに対応したものを利用する。カルマンフィルタの詳細な計算に関しては付録 C.1.2 に記す。

3.4 電波伝搬モデルの決定

実際の動作環境における送受信間距離と搬送波ノイズ比のデータに対し、パスロスモデルに基づいた非線形回帰分析を行い、式(3.4)に示されるモデルパラメータを決定した。その回帰曲線を図 3.3 に、その式を式(3.5)にそれぞれ示す。

$$C/N_0 = 151.46 - 32.57 \log_{10}(d) \quad (3.5)$$

以降では、電波伝搬モデルにおいて式(3.5)を用いて C/N_0 から距離を算出することで測位を行う。しかし、実験データにおいて 6,000 mm 以上の距離があった際、搬送波ノイズ比が取得できない場合と、20~30 dB-Hz の搬送波ノイズ比が得られる場合があった。搬送波ノイズ比が非常に小さいにもかかわらず値が取得できた時は、モデル式から極端に大きな距離が計算されてしまうため、 C/N_0 が 30 dB-Hz 未満の場合は、電波が取得できないことと同等とし、距離を計算しないようにした。

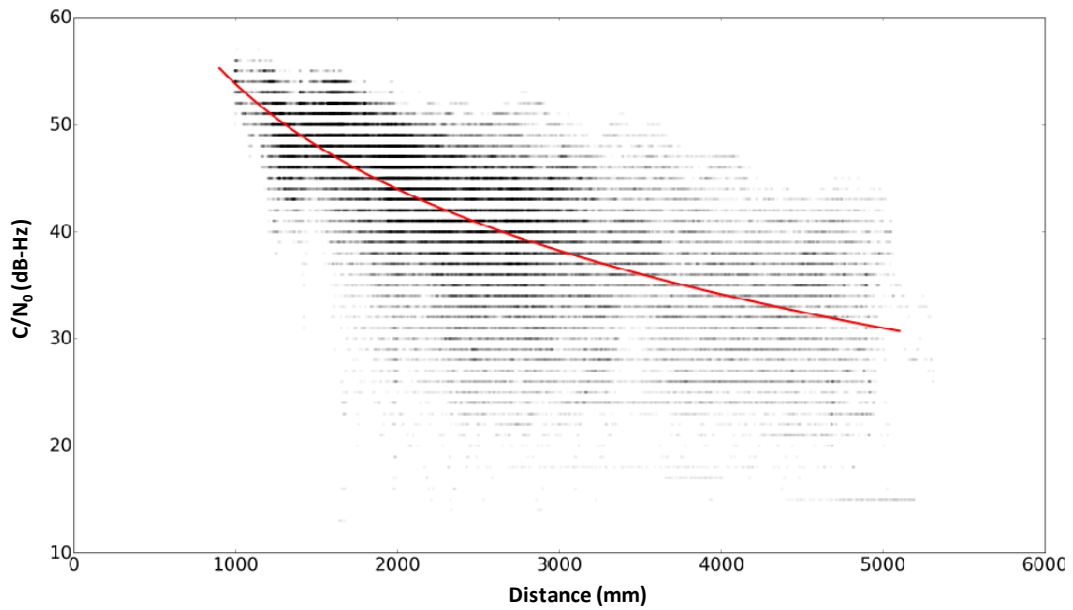


図 3.3 電波伝搬モデル (回帰曲線)

3.5 ロボットを用いた評価実験

ロボットでのナビゲーションに用いることを前提として，式(3.5)で得られた電波伝搬のモデル式に基づき，前述した三辺測量およびカルマンフィルタを用いて受信機の測位を行い，その精度について検証を行った．今回は IMES 送信機を本来の使用用途より大幅に近接した配置をとり（本来は 10~20m 間隔なのに対し，今回は 1.5~2m 間隔），サブメートルレベルの測位精度を目標とし



図 3.4 実験の外観

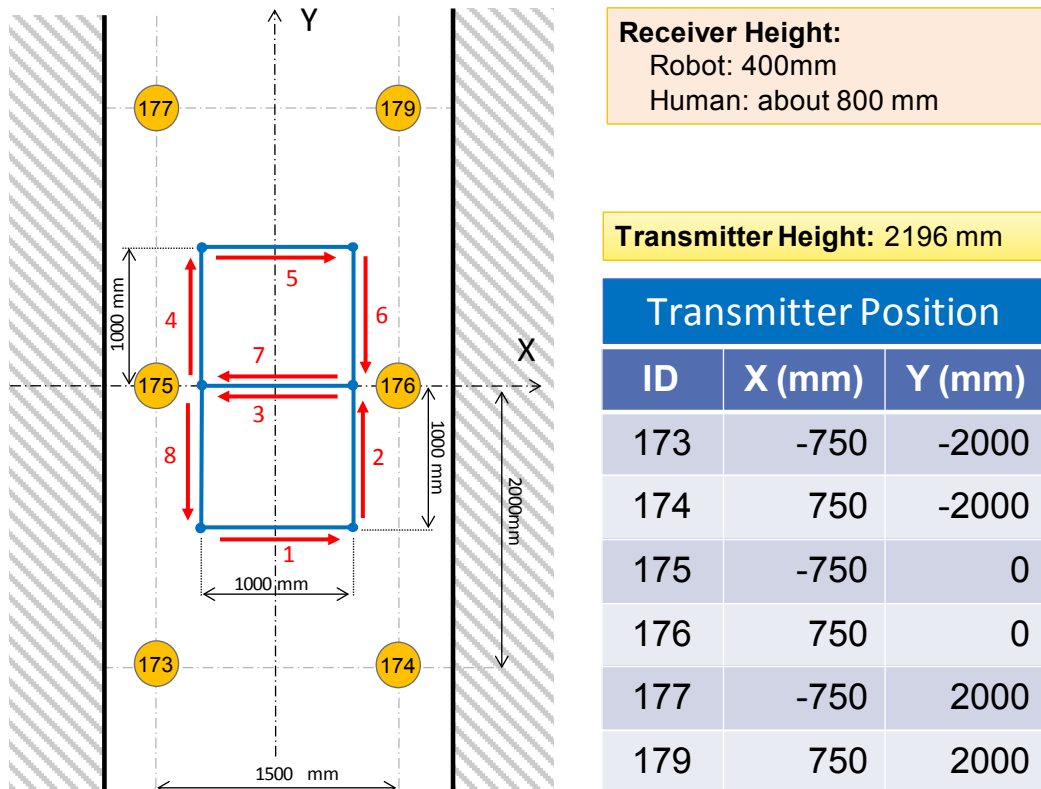


図 3.5 実験レイアウト

て実験を行った。測位結果としては、搬送波ノイズ比による三辺測量，オドメトリを使用したデッドレコニング，およびそれらを拡張カルマンフィルタによって結合したものを取得し，比較を行った。

3.5.1 実験方法

早稲田大学西早稲田キャンパスの 59 号館 4 階西側廊下にて実験を行った(図 3.4)。廊下天井に IMES 送信機を 6 つ設置し，受信アンテナを移動ロボット上部高さ 400 mm の位置に取り付けた(図 3.5)。移動ロボットは，8 の字の経路上を 100 mm/s の速度で 5 往復させ，その間 100 ms 毎に各 IMES 送信機の搬送波ノイズ比と車輪エンコーダの値(相対移動量)を記録した。また，ロボットの実際の位置を計測するため，環境にレーザレンジファインダを設置し，そこで取得した位置情報も併せて記録した。送信機と受信機は，第 2 章で紹介したものと同一ものを使用した。

カルマンフィルタを用いる際は，その観測ノイズ(搬送波ノイズ比から求めた送受信機間距離の誤差)および予測ノイズ(ロボットのスリップ等による相対移動量における誤差)をある程度正確にモデル化する必要がある。そのため，予備実験を行い，観測ノイズの標準偏差を 621 mm に，予測ノイズの標準偏差

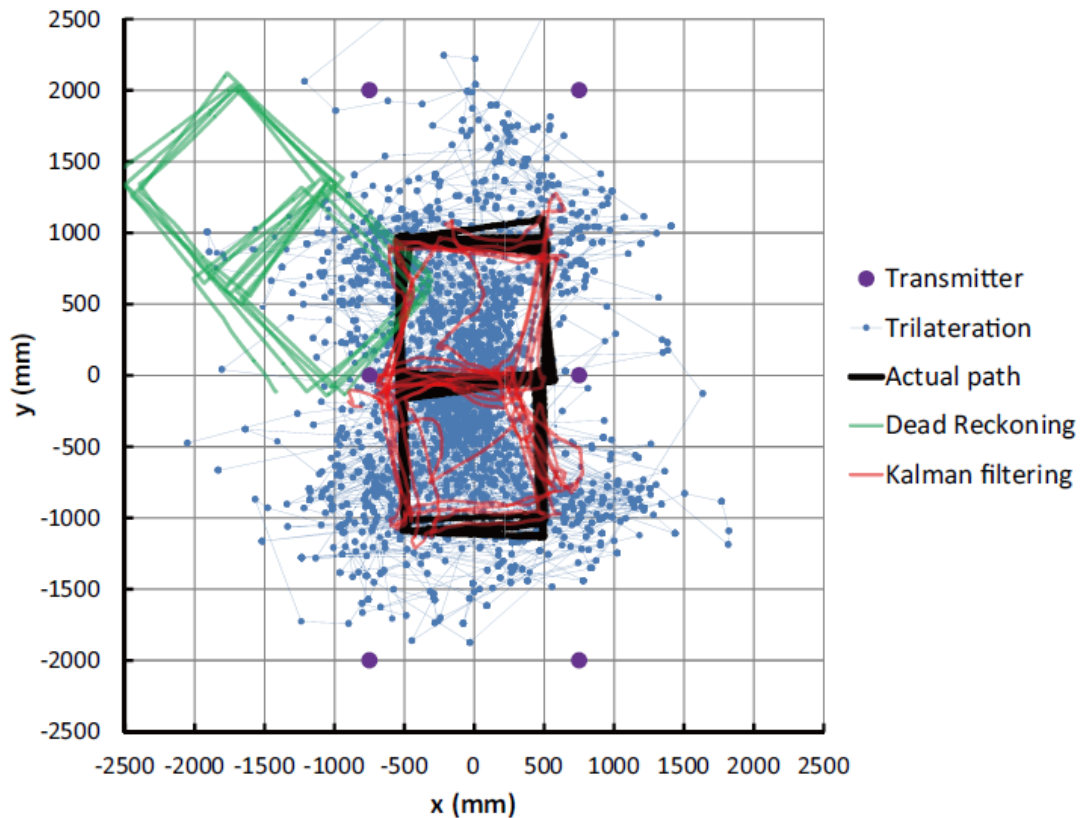


図 3.6 ロボットを用いた測位結果

を 0.63 mm (100 ms の移動量に対する誤差) に設定した。また、カルマンフィルタのメリットを分かりやすくするため、カルマンフィルタおよびデッドレコニングの初期値を実際の初期位置と異なる位置とした。

3.5.2 実験結果

図 3.6 に三辺測量、デッドレコニング、およびカルマンフィルタを、レーザーレンジファインダで取得した実際の移動経路と比較したものを示す。図より、青い点で示された三辺測量の結果は、正しい経路に近いにも関わらず散らばっており、緑の線で示されたデッドレコニングの結果は、散らばりはなく 8 の字を描いてはいるが、正しい経路から大きくずれていることが分かる。一方、カルマンフィルタは、比較的正しい経路上を散らばりなく移動できていることが分かる。

図 3.7 と図 3.8 に、三辺測量とカルマンフィルタの測位誤差の時系列とその統計 (ヒストグラム) をそれぞれ示す。図より、カルマンフィルタの測位性能が三辺測量のそれより遥かに高いことが分かる。三辺測量の平均誤差は 766 mm, 95% の誤差範囲は 1,474 mm だったのに対し、カルマンフィルタの平均

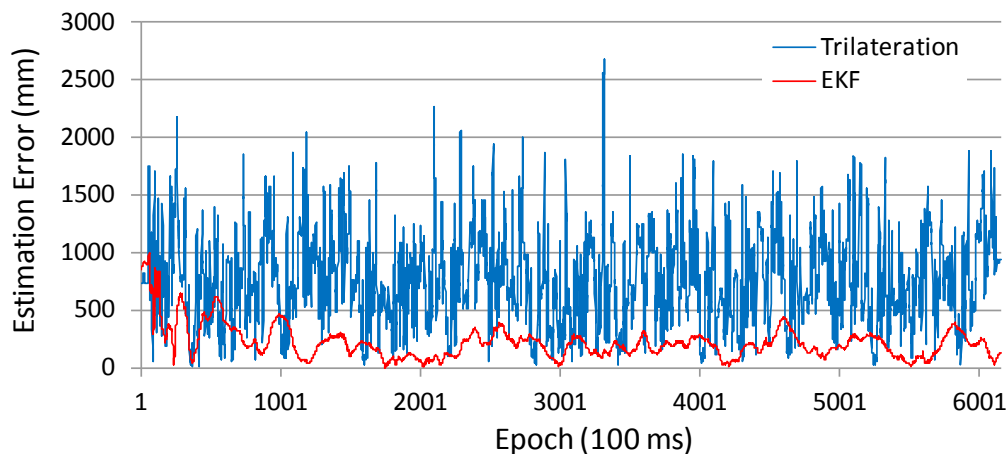


図 3.7 三辺測量とカルマンフィルタの測位誤差時系列

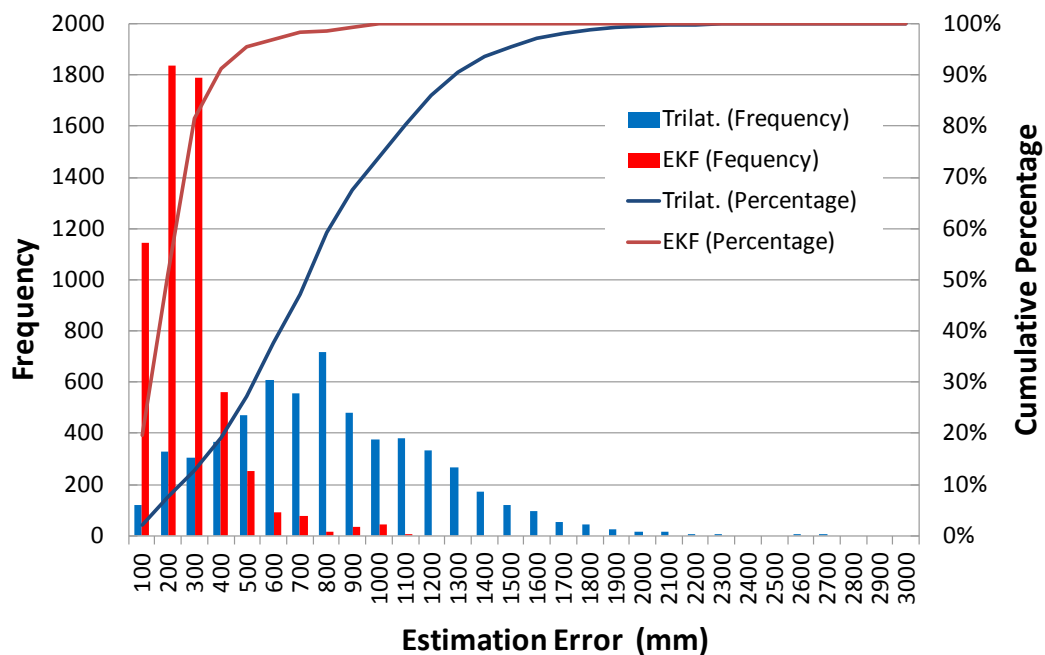


図 3.8 三辺測量とカルマンフィルタの測位誤差統計

誤差は 217 mm，95%誤差範囲は 458 mm という良好な結果が得られた。

3.5.3 考察

図 3.6 に示されているように，カルマンフィルタによって，相対移動量としては精度が高いデッドレコニングの利点と，精度は低い絶対位置を与える三辺測量の利点が十分活用されていることが分かる。それにより，平均誤差 217 mm を達成できたことは，1.5～2 m の送信機設置間隔を考えると，極めて高い測位性能を発揮できたと言える。ただし，カルマンフィルタ以外の推定器を用

いることで、さらに高い測位精度を達成できる可能性がある。カルマンフィルタは、その計算アルゴリズムにおいて、観測ノイズと予測ノイズがゼロ平均ガウス分布（正規分布）であることを仮定しているが、図 3.3 を見ても分かる通り、赤いモデル曲線を中心にした左右のプロットが対象でなく、明らかにガウス分布にはなっていない。また、デッドレコニングのスリップ方向に関しても、左右どちらかにバイアスがかかり、ゼロ平均ガウス分布になっているとは考えにくい。従って、パーティクルフィルタなどの任意の誤差分布を扱うことができる推定器を用いることで、さらに高い測位精度が実現できると考えられる。

3.6 歩行者による評価実験

ロボットを用いた評価実験同様に、電波伝搬のモデル式に基づき、三辺測量およびカルマンフィルタを用いて受信機の測位を行い、歩行者デッドレコニングの結果とともに測位精度の検証を行った。

3.6.1 実験方法

実験の場所や送信機のセットアップ、移動経路は、ロボットを用いた実験と同様としたが（図 3.4・図 3.5）、経路の往復回数は 15 回とし、受信機高さは歩行者の腰の高さを想定して約 800 mm の位置に保持するようにした。歩行者の移動速度は約 300 mm/s と若干遅めとし、歩行者が保持した 3 軸姿勢センサ（3 軸加速度、3 軸ジャイロ、3 軸電子コンパス内蔵）から取得した情報から歩数を割り出し、歩幅と掛け合わせることで移動距離を算出した。ただし、IMES 受信機の搬送波ノイズ比の出力レートは 10 Hz と歩行者の歩行リズム（1.5~2 Hz）と比較し速いため、歩行者の一步をさらに 100 ms ごとに分割し、各エポックの相対移動量を求めた。予備実験を行い、カルマンフィルタにおける観測ノイズの標準偏差をロボットの場合と同じ 621 mm に、予測ノイズの標準偏差を 1.51 mm（100 ms における移動量の約 5%）に設定した。ロボットの場合と同様に、カルマンフィルタのメリットを分かりやすくするため、カルマンフィルタおよびデッドレコニングの初期値を実際の初期位置と異なる位置とした。

3.6.2 実験結果

図 3.9 に三辺測量，デッドレコニング，およびカルマンフィルタを，レーザーレンジファインダで取得した実際の移動経路と比較したものを示す．図より，デッドレコニングの結果がロボットを用いた場合より大幅に悪化してしまっていることが分かる．また，三辺測量の推定値も実際の経路の外側に大幅に広がり，カルマンフィルタの結果に関しても，デッドレコニングによるドリフトは防いだものの，図の右側のほうにシフトしてしまっている．

図 3.10 および図 3.11 に，三辺測量とカルマンフィルタの測位誤差の時系列とその統計（ヒストグラム）をそれぞれ示す．時系列の図から見られるように，三辺測量の誤差分布の中心付近にカルマンフィルタの誤差が収束しており，ヒストグラムにおいても三辺測量とカルマンフィルタの結果にロボット実験ほど大きな違いは見られない．三辺測量の平均誤差は 2,102 mm，95%の誤差範囲は 3,179 mm であり，カルマンフィルタの平均誤差は 1,846 mm，95%誤差範囲は 2,480 mm であった．

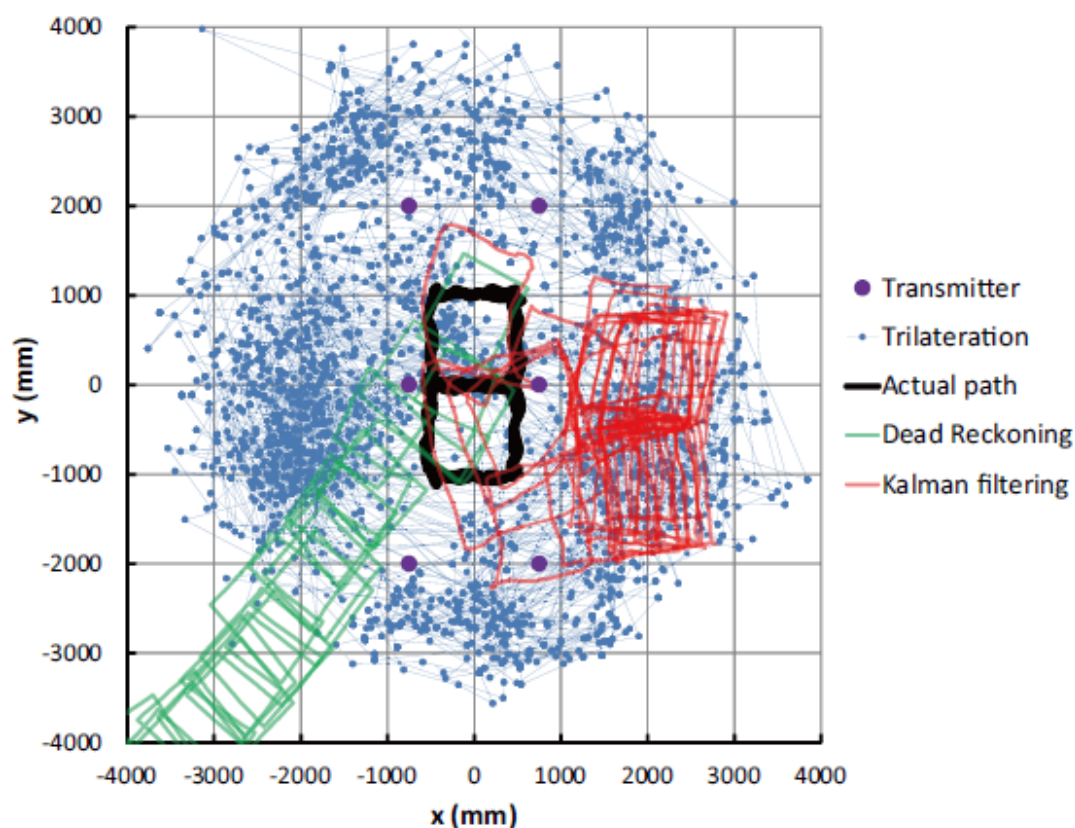


図 3.9 歩行者による測位結果

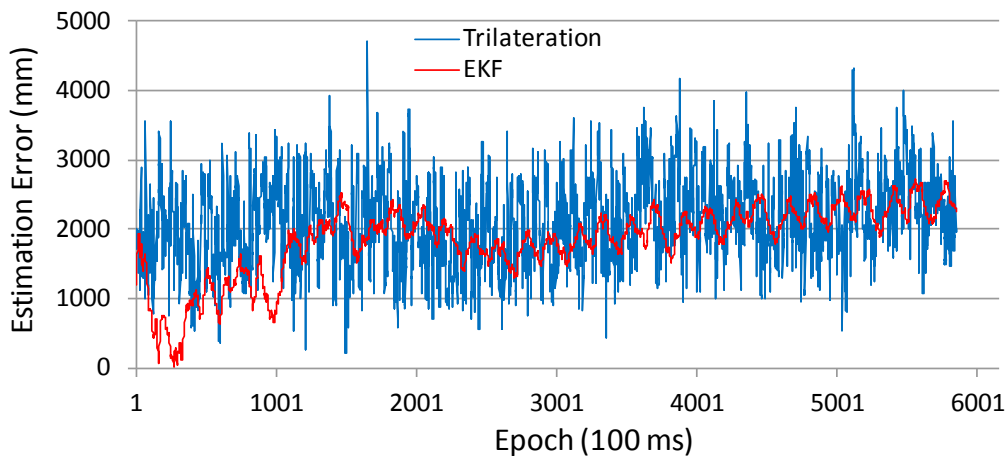


図 3.10 三辺測量とカルマンフィルタの測位誤差時系列

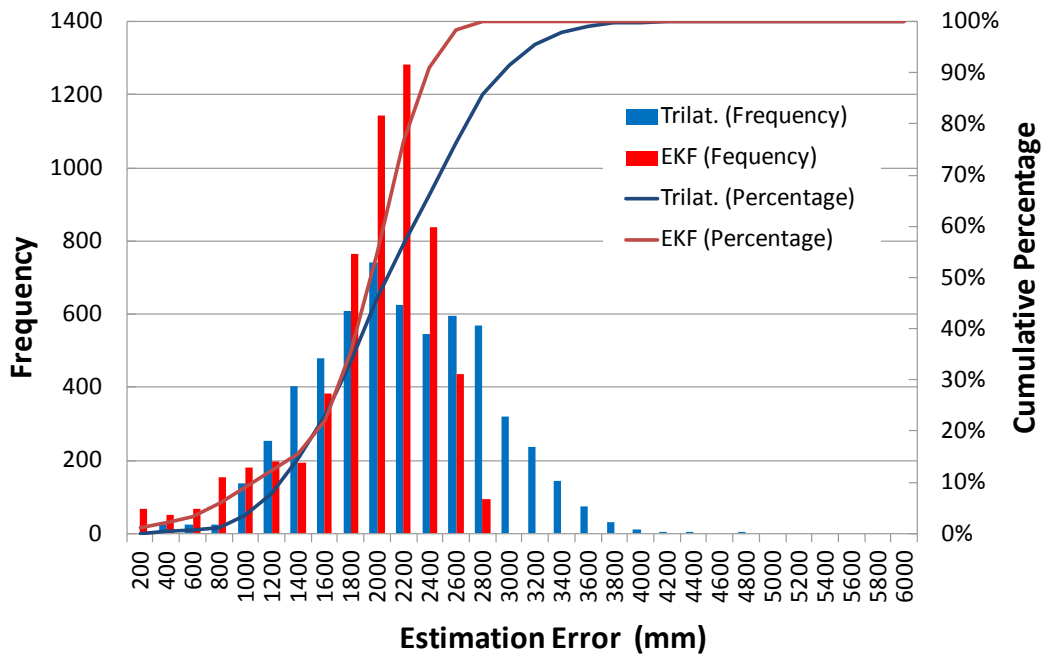


図 3.11 三辺測量とカルマンフィルタの測位誤差統計

3.6.3 考察

ロボットの実験と比較し、三辺測量の結果は極めて悪かった。特に、三辺測量による推定位置が実際の経路の外側に広がってしまったが、おそらく送受信機間に入った歩行者の体が電波の減衰要因になったと考えられる。つまり、電波の減衰により、実際の送受信機間距離より長い距離の観測値が得られてしまったのではないかと推測される。また、カルマンフィルタにおいても、デッドレコニングによるドリフトは防ぐことができたが、最終的な測位精度は三辺測

量とほぼ同等になることが確認された。これも上述のような人体の影響がモデル化されていなかったため、フィルタの性能が十分に発揮されなかったものと考えられる。

3.7 人体による電波干渉調査

前節において、人体による電波干渉が歩行者実験における三辺測定の大きな誤差要因であるとの仮説が立った。本節ではこれを明らかにするため、搬送波ノイズ比に対する人体の影響を調査する。

3.7.1 実験

実験の概要を図 3.12 に示し、これを踏まえ実験手順を説明する。まず、前節で説明した実験と同じ場所において、一つの IMES 送信機を天井に取り付ける。

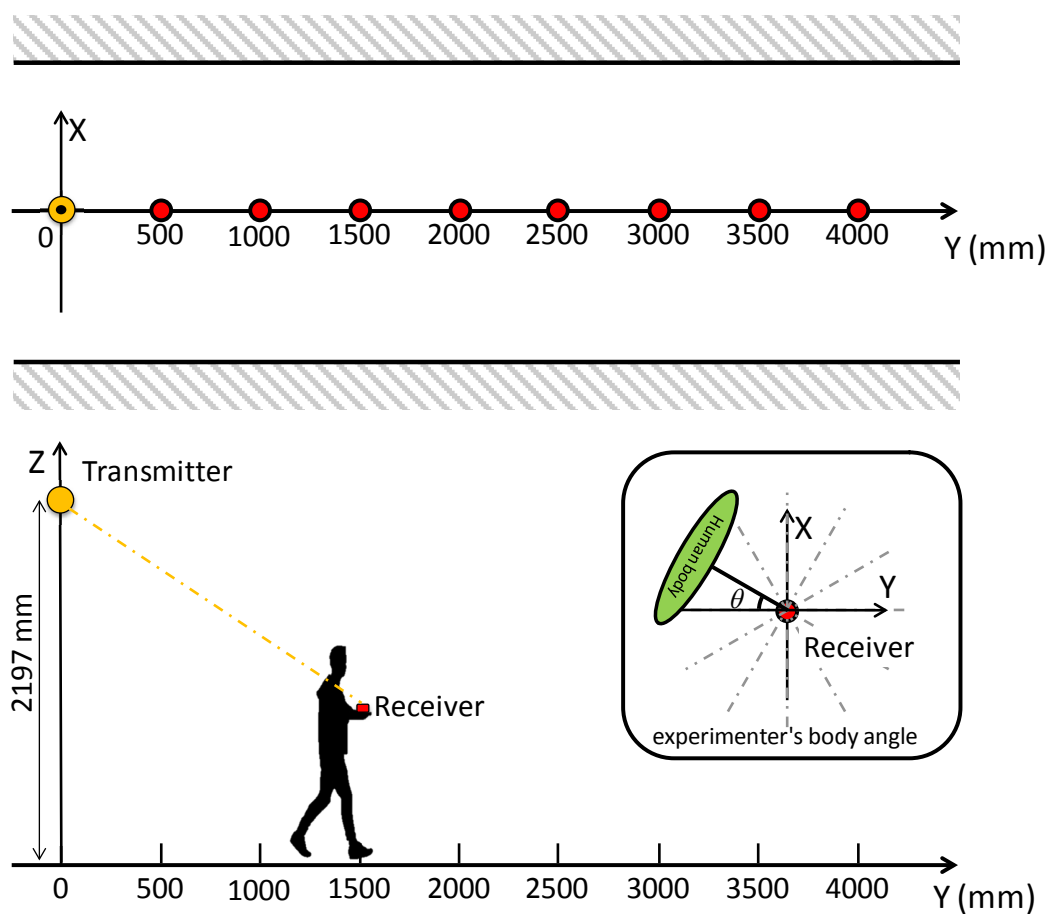


図 3.12 人体による電波干渉実験の概要

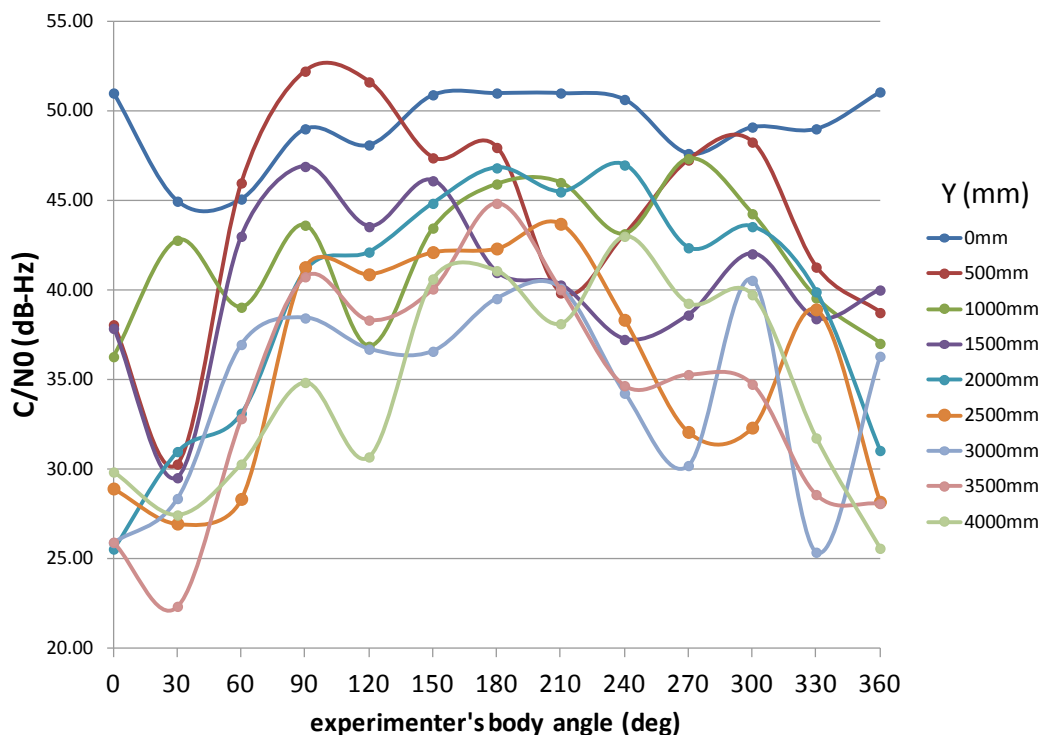


図 3.13 各位置・各角度における搬送波ノイズ比

実験者は高さ約 800 mm の位置に受信機を持ち、送信機直下（図 3.12 における Y 軸原点）から水平距離が 4,000 mm の場所まで移動する。そして、Y 軸上各 500 mm の点において、30 度ごとに体の向きを変えつつ、各向きに対し 50 エポック（5 秒間）静止状態で搬送波ノイズ比（ C/N_0 ）を取得する。送受信機間に人体が直線上に配置される角度を 0 度（=360 度）とし、送信機－受信機－人体と直線上に並ぶ角度を 180 度とする。

実験を実施し、各位置・各角度において取得した搬送波ノイズ比を図 3.13 に示す。図に見られるように、人体が送受信機間でない角度である 180 度付近が、搬送波ノイズ比が平均的に高くなっており、一方で人体の干渉が大きい 0 度（360 度）付近は搬送波ノイズ比が小さくなっていることが分かる。また、送信機直下付近では搬送波ノイズ比が角度に応じてさほど大きく変化しないが、送信機から離れると大きく変化するようになっていくことが見て取れる。同じ Y 軸位置における角度による搬送波ノイズ比の変化量は、概ね 5~15 dB-Hz となった。

3.7.2 考察

実験結果を考慮すると、人体の搬送波ノイズ比に与える影響は明確である。搬送波ノイズ比の 5~15 dB-Hz の変化は、図 3.3 に示した電波伝搬モデルによ

ると 1~3 m 程度の距離誤差となって現れるため、深刻な問題である。この問題の解決方法の候補としては、人体の影響をモデル化し取得した搬送波ノイズ比の補正に用いることである。しかしながら、補正量を得るには人体の正確な位置と角度を知る必要があり、一方で正確な位置と角度を知るために補正量が必要なことから、鶏と卵の問題になってしまい解決は簡単ではない。おそらく、位置と角度と補正量を同時に収束させる仕組みが必要だが、その検討は将来の課題としたい。

3.8 本章のまとめ

本章では、前章までに電波の取得状態を示す値として用いた搬送波ノイズ比を測位に活用することで、IMES の高精度化を実現した。特にロボットを用いた測位実験においては、送信機設置間隔が 1.5~2 m にも関わらず、カルマンフィルタを用いて三辺測量とデッドレコニングの利点を活用することで、平均誤差は 217 mm, 95%誤差範囲 458 mm を実現した。この測位精度が意味するところは、冒頭でも述べたように、IMES が物品や車両の管理にも適用できることである。本章で紹介した手法では車輪エンコーダなどのオドメトリと組み合わせる必要があるが、物品を運ぶカートや車両からオドメトリ情報を吸い上げることができれば、物品自体を当該精度で測位可能になる。

歩行者による実験では三辺測量の性能が低く、カルマンフィルタを用いた場合でも平均誤差で 1,846 mm, 95%誤差範囲で 2,480 mm という結果になった。この原因として、人体が送受信機間に入った際に電波の減衰を引き起こしているとの仮説を立て、実験によってそれを明らかにした。本実験では、高精度 IMES の人への応用である店舗内誘導に必要なサブメートルレベルの測位精度は達成できなかったが、ロボットを用いた測位実験によって、50 cm 以下の測位精度が達成可能なポテンシャルがあることは確認できた。そのため、人体の影響を巧妙にモデル化することができれば、サブメートルレベルの測位精度を達成することは十分に可能であると考えられる。

第4章 ドップラー測位

4.1 まえがき

本章では、IMES の高精度化手法の一つとして実施してきたドップラー測位について論述する。ドップラー測位は、受信アンテナを動かすことで IMES 送信機からの搬送波にドップラー変化を引き起こし、それにより送受信機間の相対位置関係を求める方法である。送受信機間の相対位置関係が分かれば、送信機の位置と受信機の姿勢から、受信機の位置を一意に定めることができる。この方法は、前章の搬送波ノイズ比を用いた測位手法と比較すると特別な受信機を用いるためシステムが複雑になるが、期待できる測位精度はセンチメートルレベルとなる。そのため、図 1.15 に示した高精度化により可能になるサービスを考慮すると、ロボットナビゲーションへの応用が期待できる。

ドップラー測位は、様々な発展形態を取り得る。まず、最も基本的なドップラー測位は、1つの IMES 送信機使用下で位置を推定するものである。これを「基本ドップラー測位」と呼ぶ。それを発展させ、2つ以上の送信機を用いて位置と方位を同時に推定できるようにしたものを「ドップラー位置方位推定」と呼ぶ。それをさらに、受信機が移動しながらのリアルタイム測位に対応させたものを「リアルタイム・キネマティック・ドップラー位置方位推定」(RTK ドップラー位置方位推定)と呼ぶ。本章ではこれらの研究成果について網羅的に解説する。

4.2 関連研究

衛星測位やセンサーネットワークの領域において、測位にドップラーシフトを使用した研究がいくつか存在する。衛星測位の分野では、トランシット衛星航法(トランシット、これは GPS に置き換わる前の 1960 年代から 1980 年代にアメリカ海軍で主に利用されていた)が、受信機位置を推定するために、衛星の動きにより生成されたドップラーシフトを利用していた[79][80][3]。トランシットでの測位方法では、受信機が単一衛星の動きにより生成されたドップ

ラーシフトを 10 分から 20 分の間継続的に観測する。そして、衛星位置と観測したドップラーシフトの関係から位置を決定する。

GPS の場合、トランシットと異なり受信機は基本的に受信機と衛星の間の距離を観測し、三辺測量を用いて位置を決定する。しかし、ドップラーシフトもまた測位に使用可能である。Lehtinen は、測位のために GPS 衛星の動作により生じたドップラーシフトを用いる「GPS ドップラー測位」と呼ばれる測位理論を提案した[81]。この手法は実際のアプリケーションにとって効率的とは思われなかったが、複数衛星を用いたドップラー測位の基本理論となった。本論文で提案する測位理論の一部は彼の研究を元としている。

一方、センサーネットワークの分野において、ドップラーシフトは環境に導入されたデバイス（多くの場合センサー（受信機）である）の動作により生成されるものでなく、目的となるデバイス（位置を推定されるべきもの：多くの場合アクティブビーコン（送信機）である）の動きにより生成される[82]~[84]。すなわち、衛星を基にするドップラー測位とセンサーネットワークを基にするものとの間にはわずかなセットアップの違いがある。しかし、両手法で用いられる観測方程式（観測されたドップラーシフトと送受信機の幾何学配置との関係を定義する方程式）は類似している。位置算出のプロセスに関しては、衛星ベース、センサーネットワークベースの両方で用いられる技術もある。例えば、[81][84]は非線形最小二乗法を、[82]は非線形最小二乗法と拡張カルマンフィルタの組み合わせを、[83]は解を探索するためにグリッドサーチアルゴリズムを使用している。

トランシットを除く上述した研究はいずれも多数の「アンカーノード」（位置が既知であるデバイス）の使用下で測位対象デバイスの位置を決定する方式を採っている。本研究は、最低 1 つの送信機（アンカーノード）使用下で受信機のアンテナ自体を移動（回転）させ、送受信機間の相対位置関係と受信機の姿勢を利用することで測位を行うという点で、他の研究と異なっている。これは、可視送信機数が一つという従来の IMES インフラのコンセプトを踏まえ、それを高精度化するという発想から研究を開始した経緯のためである。

4.3 基本ドップラー測位

本節では、すべてのドップラー測位の基本となる基本ドップラー測位手法と、開発した受信機、および評価実験について記載する。

4.3.1 測位手法

ドップラー測位の概要を図 4.1 に示す。ローカル座標系 (LCS), 地磁気座標系 (MCS), 部屋座標系 (RCS), 世界座標系 (WCS) の 4 種類の座標系を定義する。WCS には ECEF や ENU などのグローバル座標系で, 地球上のどこでも使用することが可能である座標系を用いる。RCS は, 各部屋と建物に対して任意に定義することができる。しかし, RCS の 3 つの軸の内 2 つは, 真北 (地球の地理的な北) と, 重力方向と平行である必要がある。RCS の代わりに直接 WCS を使用することも可能である。MCS は磁北と重力の方向により定義される。磁北は真北と同等ではなく, 場所と時間に依存して変化する。姿勢センサの中に, 地磁気センサが含まれているので, MCS が必要である。LCS は受信機を原点としている。動作する受信アンテナの位置や速度はこの LCS 座標系で取得される。屋内外シームレス測位を達成するためには, LCS, MCS, そして RCS が WCS と変換可能である必要がある。

ドップラー測位の目的は, RCS (WCS) に対する受信機の位置 (すなわち LCS の原点) を測定することである。測位のプロセスは以下の通りである。まず, 受信アンテナを動作させることにより, 送信機から放射された搬送波の周波数にドップラーシフトを生成する。ドップラーシフトをバイアスなく取得するために, 2 つの同期された受信機を用いる。(一方は静止受信アンテナに, 他方は可動アンテナに接続する。) 可動アンテナと静止アンテナの出力を減算することにより, 送信機と受信機の周波数バイアスが相殺され, ドップラーシフトのみが抽出される。このドップラーシフトに波長を乗算することで, GPS の技

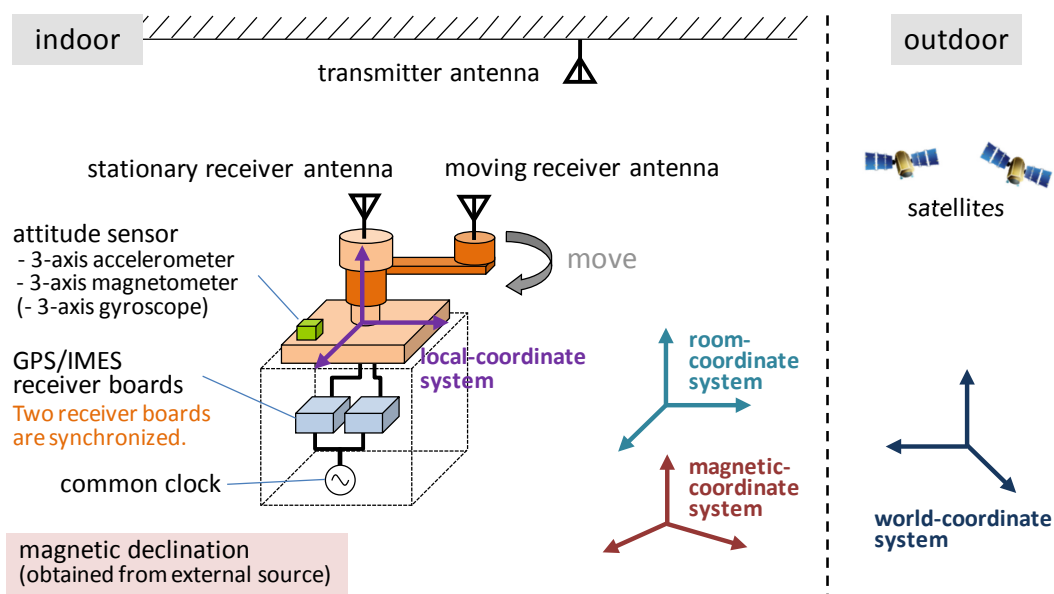


図 4.1 基本ドップラー測位概念図

術用語で「デルタスードレンジ」と呼ばれるもの（単位時間あたりの送信アンテナと受信アンテナを結ぶ視線方向の距離変化）を計算する。デルタスードレンジはドップラー測位の観測値として用いる。動作アンテナの LCS における位置と速度は、モータに取り付けられたエンコーダより毎エポック取得する。これら LCS における変数は、受信機に取り付けられた姿勢センサを用いて MCS に変換し、磁気偏差（磁北と真北の間の角度）を使用して RCS に変換する。磁気偏差は基本的に国土地理院などが公表する外部ソースより取得する。

上記の情報をアンテナを回転させながら収集し、観測値と推定すべき位置からなる観測方程式を立て、非線形最小二乗法等で解くことにより RCS における受信機位置を推定する。観測方程式は以下ようになる。

$$d = ({}^r\mathbf{R}_m {}^m\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_a) \cdot \frac{\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_m {}^m\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_m {}^m\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} + \varepsilon_d \quad (4.1)$$

ここで、 d は観測値としてのデルタスードレンジ、 ${}^r\mathbf{R}_m$ はMCSからRCSに変換する回転行列、 ${}^m\mathbf{R}_l$ はLCSからMCSに変換する回転行列、 ${}^l\mathbf{v}_a$ はLCSにおける移動受信アンテナの速度、 \mathbf{r}_t はIMES送信機の位置、 ${}^l\mathbf{r}_a$ はLCSにおける移動受信アンテナの位置、 \mathbf{r}_u は測定されるべき受信機の位置、および ε_d はデルタスードレンジの測定誤差を表す（すべてRCSにおける値）。デルタスードレンジの定義式、観測方程式の導出過程、および測位演算の詳細は付録C.2.1を参照のこと。

4.3.2 開発したデバイス

ドップラー測位用に開発した受信機モジュールを図4.2左に示す。受信モジュールは共通のクロックで同期された2つのGPS受信機ボードから構成される。受信機ボードとしてNovAtel社のSUPERSTAR II™を用い、OpenSourceGPS[85]をIMES用に修正したファームウェア組み込んでいる。

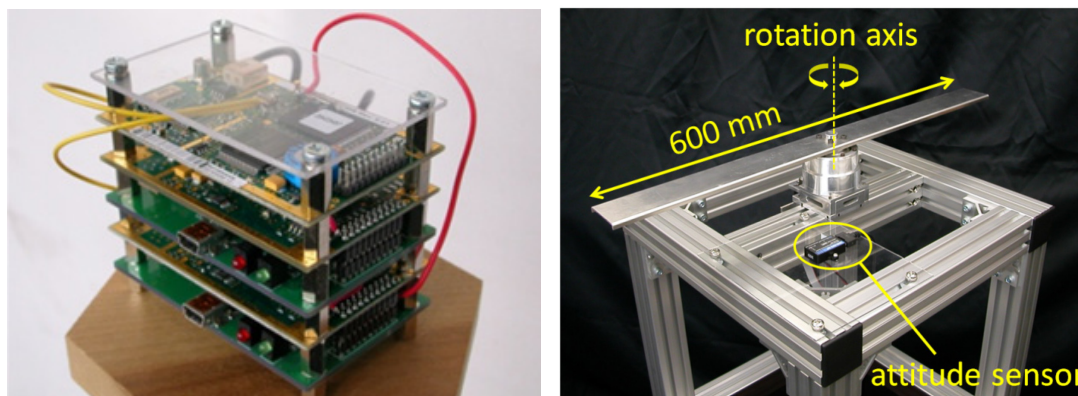


図 4.2 同期型受信モジュール（左）と回転式可動アンテナユニット（右）

開発した回転式可動アンテナユニットを図 4.2 右に示す。このユニットは搭載されたバーを、最大 360 度、時計回り・反時計回りに回転させることができる。回転式可動アンテナユニットが直線式よりも優れている点は、1 つの自由度で二次元的な動きを生成できる点である。回転式可動アンテナユニットに搭載された姿勢センサとしては、MicroStrain 社の 3DM-GX3®-25 を使用した。このセンサは、三軸加速度計、三軸ジャイロ、三軸磁力計を備えており、三次元での姿勢（オイラー角）をドリフトなく取得することができる。仕様上、静的な状態での精度は ± 0.5 度以内 (2σ) である。

4.3.3 評価実験の手順

基本ドップラー測位方式と、開発したデバイスの評価するため実験を実施した。図 4.3 と図 4.4 はそれぞれ実験セットアップの概要と外観を示している。推定すべき位置は RCS 座標系に対する受信機位置（LCS 座標系の原点）である。送信機座標は、RCS で $(0, 0, -2610)$ （単位は mm）にセットした。静止受信アンテナは可動受信アンテナの近くに配置した（本提案手法では、静止アンテナは送信機と受信機のクロック誤差をキャンセルするためだけに使用するので、任意の位置に設置可能である）。LCS の全ての軸は、RCS の軸方向と一致させた。これによって、姿勢センサ（磁気センサ）の出力は磁気偏差の値として使用できる。したがって、MCX を無視することができ、磁気コンパスと磁気偏差による方位誤差はゼロになる。

実験を 2 種類（以降、実験 A, B と呼ぶ）行った。実験 A では、受信アンテナの回転半径を変え、6 回の計測を行った（30, 60, 100, 150, 200, 250（単

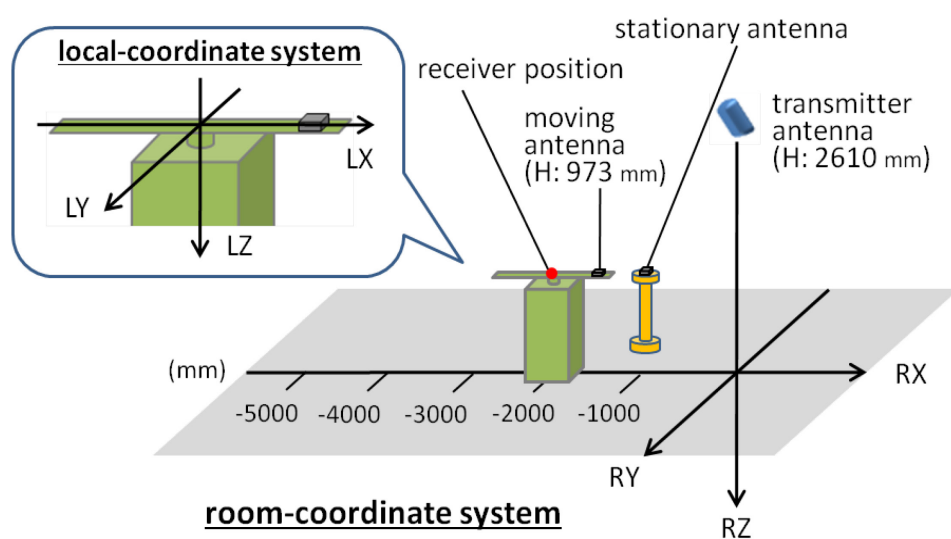


図 4.3 実験セットアップ

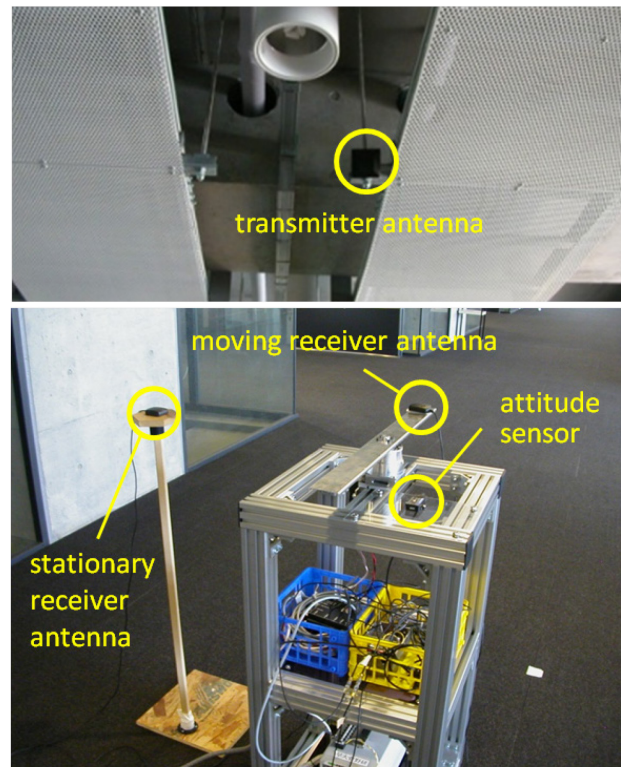


図 4.4 実験セットアップの外観

位は全て mm)。受信機位置（測定位置）は RCS で、 $(-2000, 0, -973)$ に固定した。実験 B では、回転半径を 250mm に固定し、 x 軸上の受信機位置を変え、同じく 6 回の計測を行った $(0, -1000, -2000, -3000, -4000, -5000)$ (単位は全て mm)。 (以降、位置ではなく X-Y 平面上の送受信機アンテナ間距離を表すため、受信機座標のマイナス記号は省いて記述する。) 各計測で、アンテナは交互に時計回り、反時計回りに 360 度回転する動作を 10 回繰り返した。回転速度は 4 rpm、回転加速度は 4 rpm/s に設定した。これら回転速度、加速度は動作時間に対して良い精度を記録できるように、探索的・経験的に決定した。

4.3.4 実験結果

実験 A, B それぞれの計測において、RCS 座標系における受信機の X-Y 平面上の二次元位置を推定した。図 4.5 と図 4.6 はそれぞれ実験 A と B の結果を表している。縦軸の誤差 E_{xy} は、次のように計算される： $E_{xy} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}$ 、ここで E_x と E_y はそれぞれ X 座標、Y 座標の誤差を表している。グラフ上の大きな点は、10 回の全ての往復動作から取得した観測値をもとに推定した測位誤差

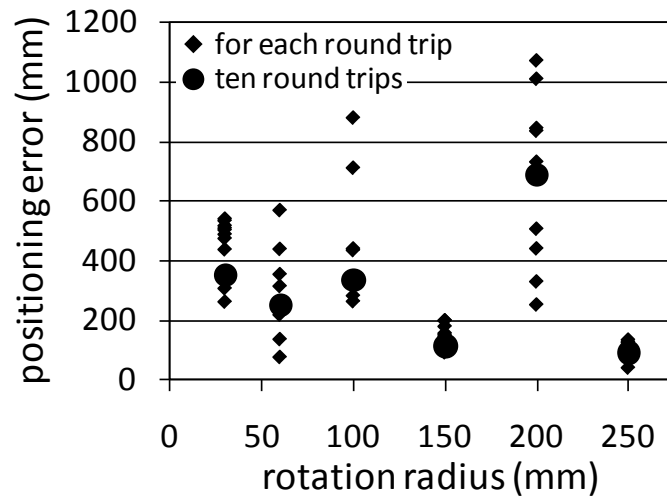


図 4.5 実験 A における各計測での測位誤差

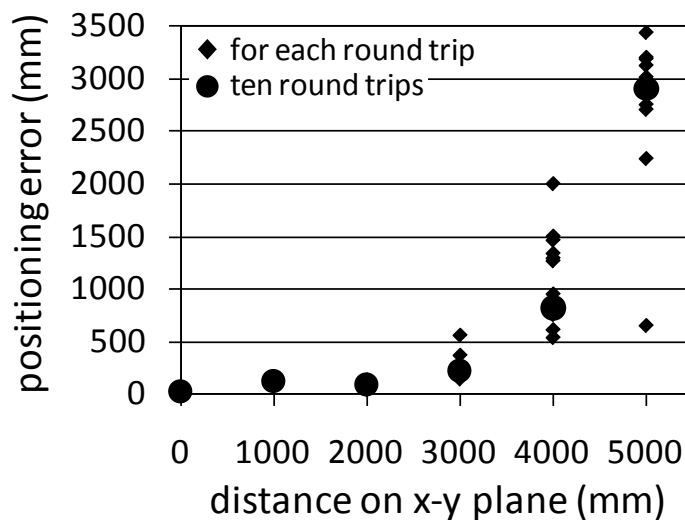


図 4.6 実験 B における各計測での測位誤差

であり、小さな点は各往復動作での測位誤差である。グラフに見られるように、測位誤差と分散は、回転半径が減少すると共に、また距離が増加すると共に大きくなっている。図 4.5 が示すように、回転半径 100, 200mm のようなイレギュラーなケースも観測された。各実験 A, B での大きな点の中で、最も小さな測位誤差は、それぞれ回転半径 250mm での 91.3mm と、距離 0mm (送信機の真下) での 29.2mm であった。実験 A, B の各計測において発生したサイクルスリップ (マルチパスフェージング等の影響で電波が正しく取得できず位相が飛んでしまう現象) の数をそれぞれ表 4.1 および表 4.2 に示す。

表 4.1 実験 A におけるサイクルスリップ発生数

回転半径 (mm)	30	60	100	150	200	250
サイクルスリップ発生数	0	0	8	0	19	1

表 4.2 実験 B におけるサイクルスリップ発生数

距離 (mm)	0	1000	2000	3000	4000	5000
サイクルスリップ発生数	0	0	1	1	0	16

4.3.5 考察

図 4.5 において、半径 100, 200 mm の条件ではイレギュラーな数値が観測された。この数値の原因を特定するべく、観測したデルタスードレンジと可動受信アンテナの位置の関係を図 4.7 に示した。この図の 250, 150 mm (誤差

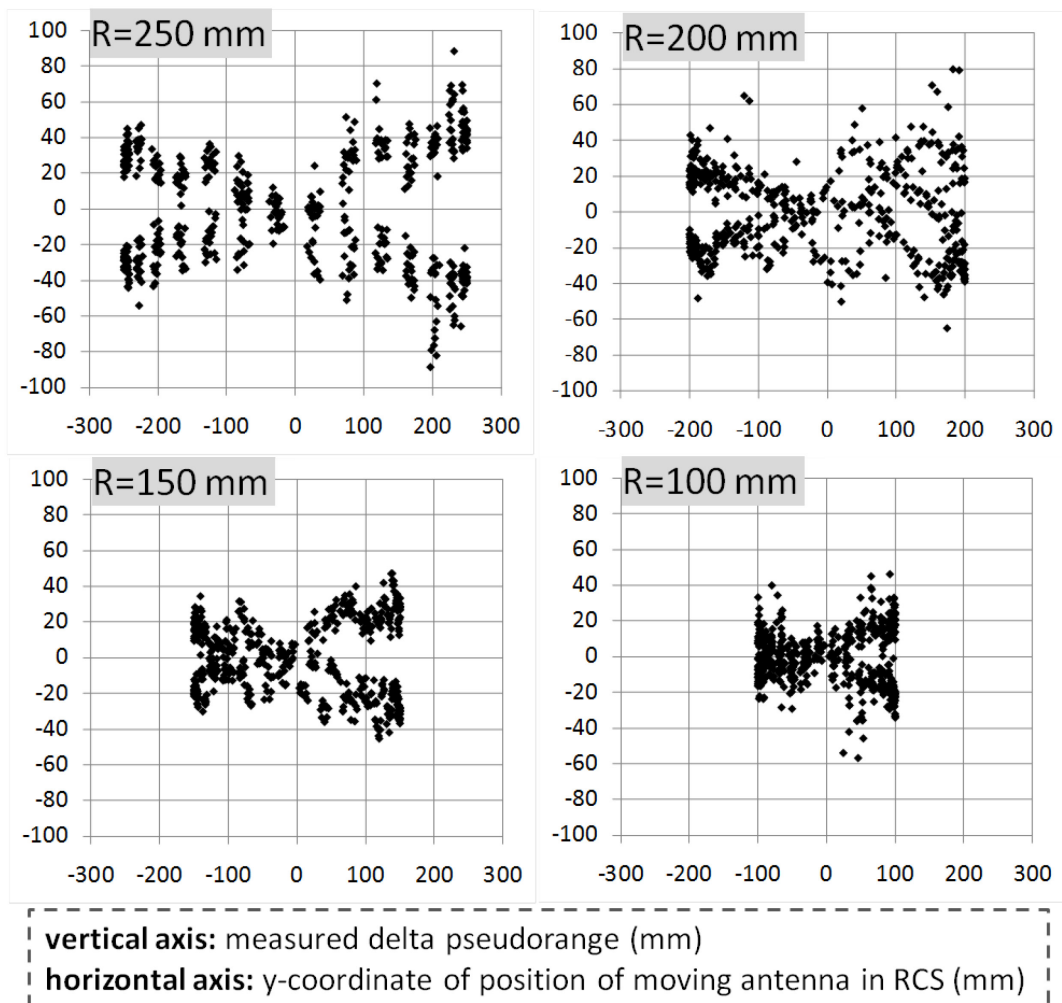


図 4.7 デルタスードレンジの計測値と可動アンテナ位置の y 軸成分の関係

が少ない条件)と 200, 100 mm (比較的誤差の大きい条件)の結果を比較した。このグラフの縦軸は計測したデルタスードレンジであり、横軸は可動受信アンテナの RCS における位置の Y 軸成分である (図 4.3 参照)。デルタスードレンジの絶対値は、受信機が送信機の視線方向に移動している時に最大になり、視線方向と垂直に移動している時はゼロになるはずである。よって、デルタスードレンジはアンテナの位置の Y 軸成分に、強い正と負の相関関係があるはずである。図 4.7 を見るに、回転半径が 200 mm の時、特に図の右手側では、相関関係が成立していない。回転半径が 100 mm の時は、不規則なプロットが何点か確認できる。表 4.1 記載のサイクルスリップの発生数を考慮すると、回転半径 200, 100 mm の時は信号受信条件が劣悪だったとすることができる。例えば、直接波を取得できないときは、一時的に反射波の信号を取得するようなことが起きていたものと考えられる。

回転半径 200, 100 mm は GPS/IMES の L1 帯波長 (190 mm)、またはその半波長と近い数値ではあるが、サイクルスリップが頻繁に起きていたことに特別な理由はない。サイクルスリップは、第 1 章や第 2 章で見てきたように、基本的にマルチパスフェージングなどにより信号強度が弱くなっている場所において生じる。他の場所で何回か実験を行ったが、サイクルスリップが発生する傾向はこの実験と異なっていた。

4.3.1 項で述べたように、基本ドップラー測位では、RCS 座標系に対する受信機の方位を取得するためには磁気コンパス (姿勢センサに含まれている) の出力と、磁気偏差の値を使用する必要がある。しかし、上述した実験においては、方位誤差は LCS 座標系の全ての軸の方向を RCS 座標系に合わせる事で、無視することができた。屋内で磁気コンパスを用いることは、環境に存在する磁性体や電子機器の影響を受けるため、この条件は明らかに実用的ではない。例えば、我々のグループが実施した室内環境における磁気コンパスの精度検証実験では、電力線などの影響で最大で 180° の計測誤差が生じる場所も存在した [86]。そこで次節では、姿勢センサから取得する 3 軸の姿勢のうち、方位に関しては位置と同時に推定する「ドップラー位置方位推定」手法を提案する。

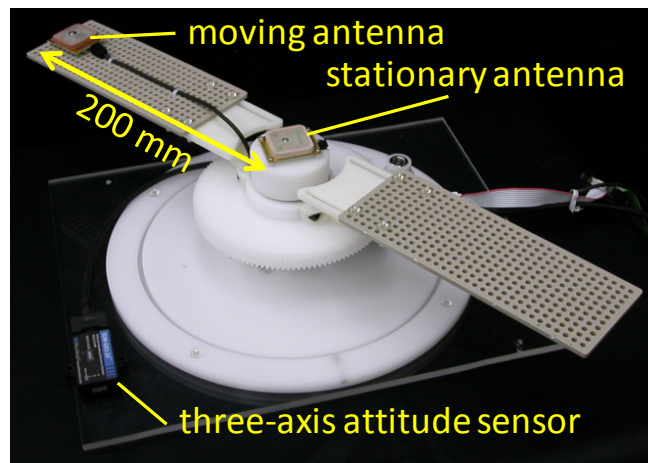


図 4.8 回転式可動アンテナユニット ver. 2

4.3.6 アンテナ回転速度の評価

本システム構成において、回転速度が測位精度に影響を与えることは容易に想像できる。ドップラー位置方位推定手法を解説する前に、本項において、回転速度が測位精度に与える影響を調査した結果を報告する。

まず、図 4.8 に示すような新しい回転式可動アンテナユニットを開発した。これは、図 4.2 に示す旧来型とは異なり、回転速度を 1~720 deg/s まで変更可能なものになっている。アンテナ回転半径は 200 mm とし、実験における送信

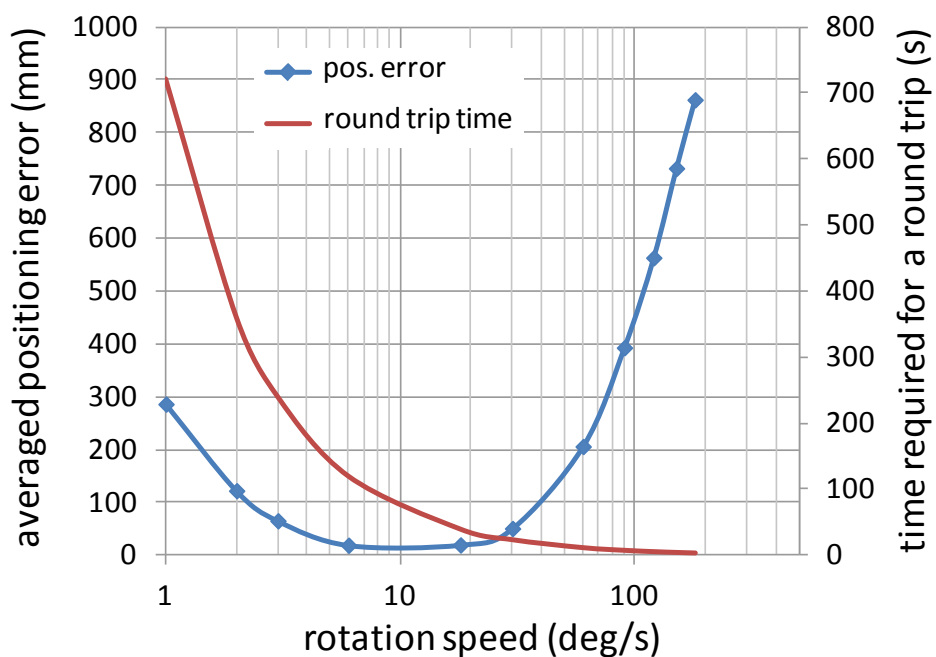


図 4.9 回転速度と測位誤差と往復時間の関係

機の高さや受信機の位置は、図 4.3 に示すものと同一に設定した。そして回転速度を、1, 2, 3, 6, 18, 30, 60, 90, 120, 150, および 180 deg/s と変化させ、ドップラー測位に使用するデータを取得した。各計測においては、受信アンテナを 360 度時計回り・反時計回りに 10 往復回転させ、各往復運動において位置を計算した（つまり各計測で 10 の測位結果を得た）。

各回転速度において 10 個の測位結果を平均したものを図 4.9 にプロットした。同図にはアンテナが一往復に要する時間も併せてプロットしてある。図から分かるように、回転速度が小さい時と大きい時に測位誤差が大きく、回転速度が 10 deg/s 前後の時に最小になっていることが分かる。回転速度が小さい時に測位誤差が大きくなった原因としては、アンテナの移動から生じたドップラー変化が小さく、ドップラー観測値のランダム誤差の中に埋もれてしまったからと考えられる。一方、回転速度が大きい時に誤差が大きかった原因は以下のように推察される。アンテナを回転させると、その軌跡は円形になるが、ドップラー測位の計算の中で用いるアンテナ速度の項は円弧を近似して直線上になる。従って、受信機のサンプリングレートと比較し回転速度を十分に上げた時に、直線近似の影響が大きくなり、誤差が増大したものと考えられる。

経験的には、受信機が一往復する間にデータを収集し測位を行えば、十分な測位精度が得られることが分かっている。図 4.9 から分かるように、一往復に要する時間と測位誤差には明確なトレードオフがある。4.3.3 項で紹介した実験においては、トライ&エラーによって 4rpm (24 deg/s) という回転速度を使用した。図を見る限りそれなりに妥当な値であったと言える。ただし、最適な回転速度は、回転半径や受信機のサンプリングレート、アプリケーションによって変わってくるため、それらに応じて決める必要がある。

4.4 ドップラー位置方位推定

4.3 節において説明した基本ドップラー測位は、磁気コンパスを用いるため、深刻な方位誤差をもたらす、それが大きな位置誤差に繋がるというリスクがあった。それを回避するため、本節では、2 つ以上の送信機を用いて受信機の位置と方位を同時に推定する「ドップラー位置方位推定」手法を提案する。

4.4.1 測位手法の概要

ドップラー姿勢推定手法の概要を図 4.10 に示す。ここで紹介する手法は、前節で述べた基本ドップラー測位手法を基礎としているが、セットアップとしては以下の違いがある。

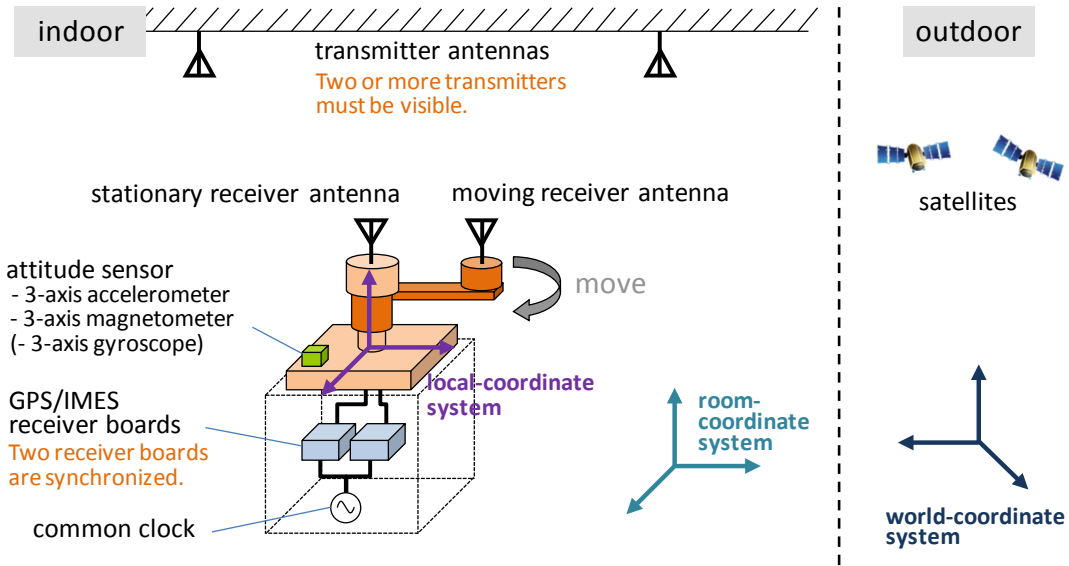


図 4.10 ドップラー位置方位推定概念図

- 推定に 2 つ以上の送信機を用いる。
- 磁気コンパスと磁気偏差情報を必要としない。
- 地磁気座標系を使用しない。

位置方位推定の手順は基本ドップラー測位と同様に、アンテナを回転させることで生じたドップラー変化と姿勢センサから取得した重力方向に対する傾き（2 軸）から観測方程式を立て、それを非線形最小二乗法で解くことで位置と方位を推定する。ドップラー位置方位推定の観測方程式を以下に示す。

$$d^k = ({}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{v}_a) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - {}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} + \varepsilon_d^k \quad (4.2)$$

$${}^r \mathbf{R}_l = \begin{bmatrix} C_\theta C_\phi & C_\theta S_\phi S_\psi - C_\psi S_\theta & S_\theta S_\psi + C_\theta C_\psi S_\phi \\ C_\phi S_\theta & C_\theta C_\psi + S_\theta S_\phi S_\psi & C_\psi S_\theta S_\phi - C_\theta S_\psi \\ -S_\phi & C_\phi S_\psi & C_\phi C_\psi \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

ここで、 d^k は送信機 k に対するデルタスードレンジ、 ${}^r \mathbf{R}_l$ は LCS から RCS に変換する回転行列、 ${}^l \mathbf{v}_a$ は LCS における移動受信アンテナの速度、 \mathbf{r}_t^k は IMES 送信機 k の位置、 ${}^l \mathbf{r}_a$ は LCS における移動受信アンテナの位置、 \mathbf{r}_u は推定されるべき受信機の位置、および ε_d^k はデルタスードレンジの測定誤差を表す。

また、 C と S はそれぞれコサインとサインを表し、 θ は推定すべき方位を表す。 ϕ と ψ は姿勢センサ（加速度センサ）から取得する受信機の傾きである。アル

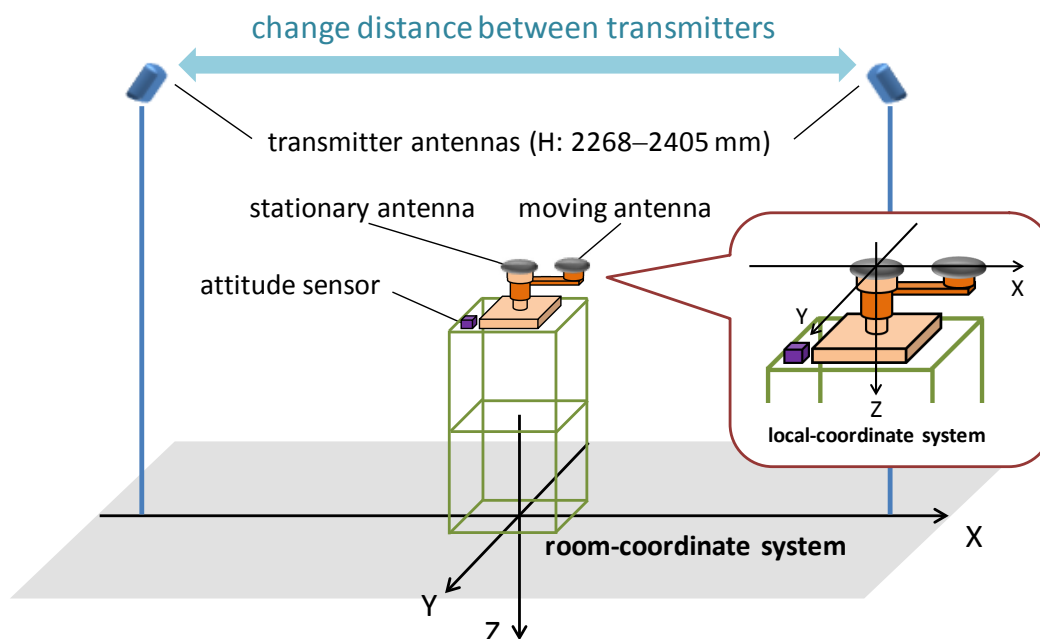


図 4.11 実験セットアップ

ゴリズムの詳細は付録 C.2.2 を参照のこと。

4.4.2 位置方位推定実験

提案した位置方位推定手法を評価するため、2つの同一の実験を異なる場所（研究室と会議室）において実施した。特に2つの送信機の距離に応じて位置および方位の推定精度がどのように変化するか調査した。使用したデバイスとしては、図 4.2 で紹介した受信モジュールと、図 4.8 で紹介した回転式可動アンテナユニットを用いた。

A) 実験セットアップと手順

図 4.11 と図 4.12 に実験のセットアップと実験場所の外観を示す。研究室と会議室における実験ともに、受信機位置（LCS の中心）を $(0, 0, -974)$ とした（単位は mm）。また、受信機の姿勢（傾き・方位）を RCS のそれに一致するように設置した（こうすることで、推定方位の誤差を評価することが可能になる）。受信機の位置と姿勢は実験を通して一定とした。また、2つの送信アンテナは、X 軸上の高さ 2268~2405 mm の位置に、受信機から等距離になるようにセットした。アンテナ高さがある範囲をとっている理由としては、受信状態を良好にするため、パッチアンテナの正面を常に受信機に向けるようにしたからである。

実験手順としては以下のようにした。まず、送信機間隔を 10 パターン(100, 250, 500, 1000, 1500, 2000, 2500, 3000, 3500, 4000 mm)変化させ、それぞれ

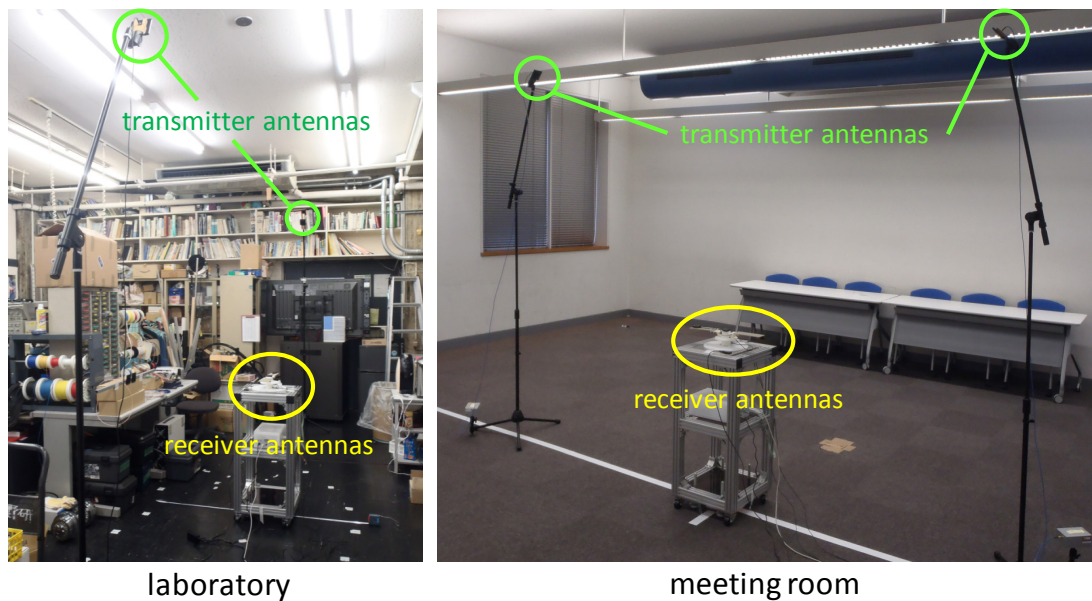


図 4.12 実験場所外観

においてデルタスードレンジやアンテナ移動速度，受信機傾きなど，ドップラー位置方位推定に必要な観測値を取得した．各計測において，受信機を 360 度時計回り・反時計回りに 10 往復，4 rpm で回転させた．そして，各往復および 10 往復まとめた形で位置と方位を計算した．回転の最中にサイクルスリップが起こった場合は，一旦回転を止め，10 度ずつのステップ回転モードに移行し，再び電波を取得した際に連続回転モードに移行するように制御を行った．

B) 実験結果

各実験場所の各送信機間隔において，X-Y 平面上の測位誤差 E_{xy} を $E_{xy} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}$ の式を用いて計算した (E_x と E_y はそれぞれ X 方向，Y 方向の誤差を表している)．図 4.14 はそれをプロットしたグラフである．青い×型のプロットは各往復における推定誤差を示しており，赤い菱型のプロットは 10 往復のデータをまとめて位置推定した際の誤差を示している．図より，送信機設置間隔が 3,000 mm 以下の時に，センチメートル～デシメートルレベルの測位精度を実現できていることが分かる．また，設置間隔が大きくなるにつれて，往復ごとの測位結果のばらつきが大きくなっていることが分かる．特に会議室における 3,000 mm 以上のケースでは，ばらつきと 10 往復の誤差ともに，研究室の同条件のケースと比較して非常に大きくなっている．

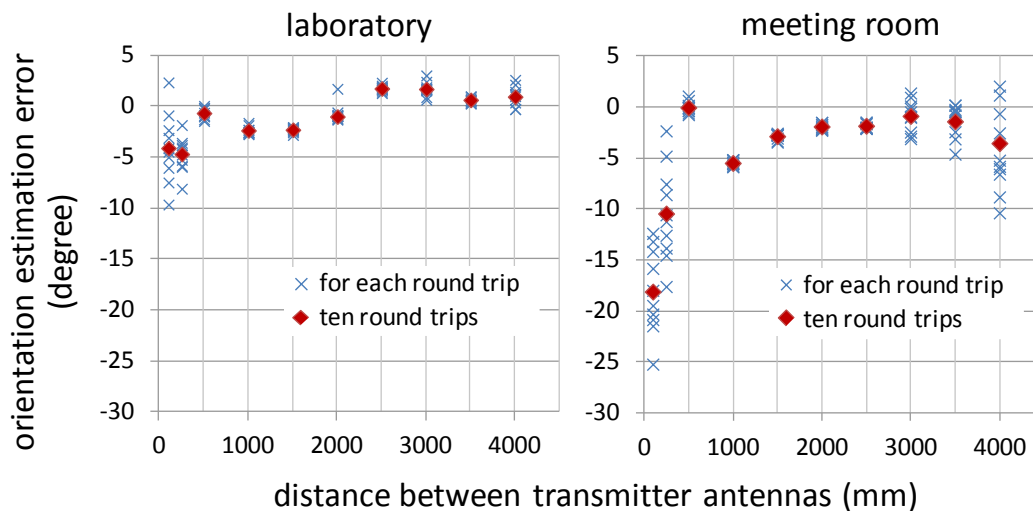


図 4.13 各実験場所・各送信機設置間隔における方位推定誤差

図 4.13 は方位推定誤差をプロットしたものである。実験室，会議室ともに，いくつかのケースにおいて，数度レベルの推定精度を達成していることが見て取れる。送信機設置間隔が 100 mm と 250 mm の時は，他の条件の時と比べ方位誤差が非常に大きくなっていることが分かる。また，会議室における 3,000 mm から 4,000 mm のケースでは，位置推定結果同様に，研究室の同じ条件の場合と比較し方位誤差が大きくなっている。

4.4.3 考察

2 つの場所における実験ともに，比較的良好な実験条件（今回の場合送信機

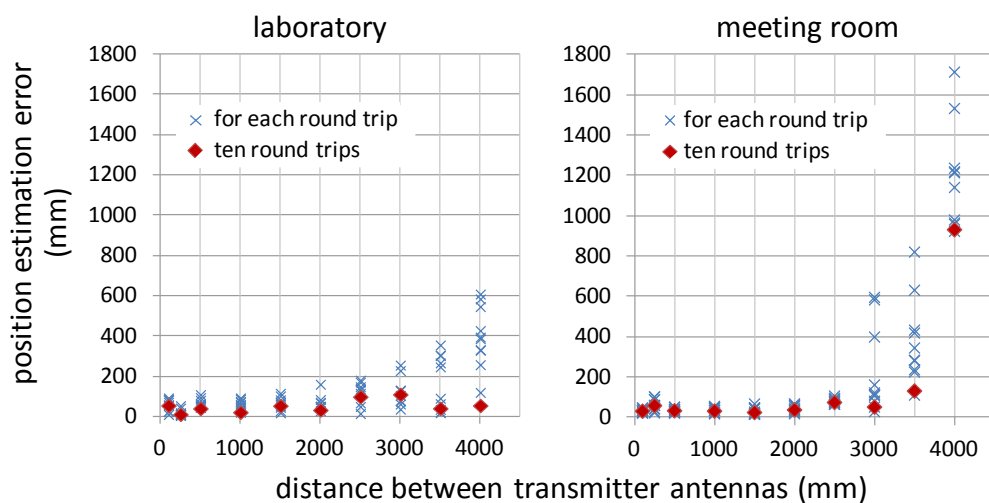


図 4.14 各実験場所・各送信機設置間隔における位置推定誤差

表 4.3 実験におけるサイクルスリップ発生数

送信機間隔	100	250	500	1000	1500	2000	2500	3000	3500	4000
研究室	0	0	0	0	0	0	0	1	0	7
会議室	0	3	0	0	0	0	0	28	21	28

設置間隔が 500~3,000 mm) において、センチメートルからデシメートルレベルの位置推定精度と数度レベルの方位推定精度が得られた。しかし、一方で、位置と方位の推定精度が劣化する実験条件も存在した。これには 2 つの理由が考えられる。

まず、最初の理由は、サイクルスリップの発生である。会議室において送信機間隔が 3,000 mm 以上の時に、表 4.3 に示すように研究室の同じ条件の場合と比較して、多数のサイクルスリップが生じていた。これは 4.3 節における実験でも同様の現象が見られたが、受信機と送信機の距離が離れると、反射波（マルチパス信号）と直接波の干渉が起りやすくなり、サイクルスリップの発生数が増加するものと考えられる。

もう一つの理由は、送信機・受信機間の幾何学関係の悪化による精度の劣化である。図 4.14、特にサイクルスリップの発生数が少ない研究室のケースに見られるように、送信機間隔が大きくなると往復ごとの位置推定のばらつきが大きくなった。これは直感的に次のように説明できる。送信機・受信機間距離が長くなると、送信機からの見た受信アンテナの円状の回転軌跡が小さくなり、最終的には点になってしまう。その場合、受信アンテナの回転軌跡の空間情報が失われてしまうため、精度が劣化する。また、図 4.13 に見られるように、研究室、会議室ともに、送信機設置間隔が小さい時に方位誤差が大きくなった。これも、上述した送受信機間の距離が長くなるケースと同様の考え方で、送信機設置間隔が小さくなればなるほど、受信機からの見ためとして 2 つの送信機は点に近づき、最終的に 1 点に収斂した時、受信機としては方位を知る手がかりを完全に失ってしまう。これが、送信機設置間隔が小さい時に方位誤差が増大した原因である。このような送受信機間の幾何学関係による精度の劣化（ないし観測誤差の測位誤差への写像）は、精度劣化指数として定式化することができ、付録 C に掲載している。

4.4.4 初期値収束分析

4.4.1 項で述べたように、位置方位推定は観測方程式を非線形最小二乗法で解くことによって行われる。これは基本ドップラー測位においても同様であるが、ドップラー位置方位推定では、観測方程式内の回転行列における方位を解かなければならないため、非線形性が非常に高くなっている。そのため、非線形最小二乗法における繰り返し計算の初期値に対する解収束の鋭敏性が高く、不適

切な初期値では解が収束しないこともあり得る．そこで本節では，どのような初期値をとれば解が収束するのか調査を行った．

前節の研究室と同じ実験環境において，2つの異なるセットアップにおいて実験を行った．一つは，受信機をX-Y平面の原点に方位0度で配置し，もう一方は受信機位置を(-50 mm, -150 mm)とし，方位0度として配置した．また，送信アンテナ間隔は2,000 mmとし，それ以外の条件は上述した実験と等しくし，測位計算に必要なデルタスードレンジ観測値を取得した．

測位計算における非線形最小二乗法の初期値 (x_0, y_0, θ_0) をそれぞれ 500 mm, 500 mm, 60 度ずつ変化させながら， $-3000 \leq x_0 \leq 3000$ mm, $-3000 \leq y_0 \leq 3000$ mm, $-180 \leq \theta_0 \leq 180$ 度の範囲において位置推定を行った．各推定においては，非線形最小二乗法の繰り返し計算を10回終えた値が，実際の受信機の位置方位を初期値に与えて計算した値に十分近かった時，適切な解が得られたと見なした．ここで，十分近いとは，X方向・Y方向の誤差が ± 10 mm, 方位誤差が ± 1 度以内に入っていることを意味する．実際の受信機の位置方位を初期値に与えて推定した位置 (X, Y) と方位は，受信機を原点に設置した場

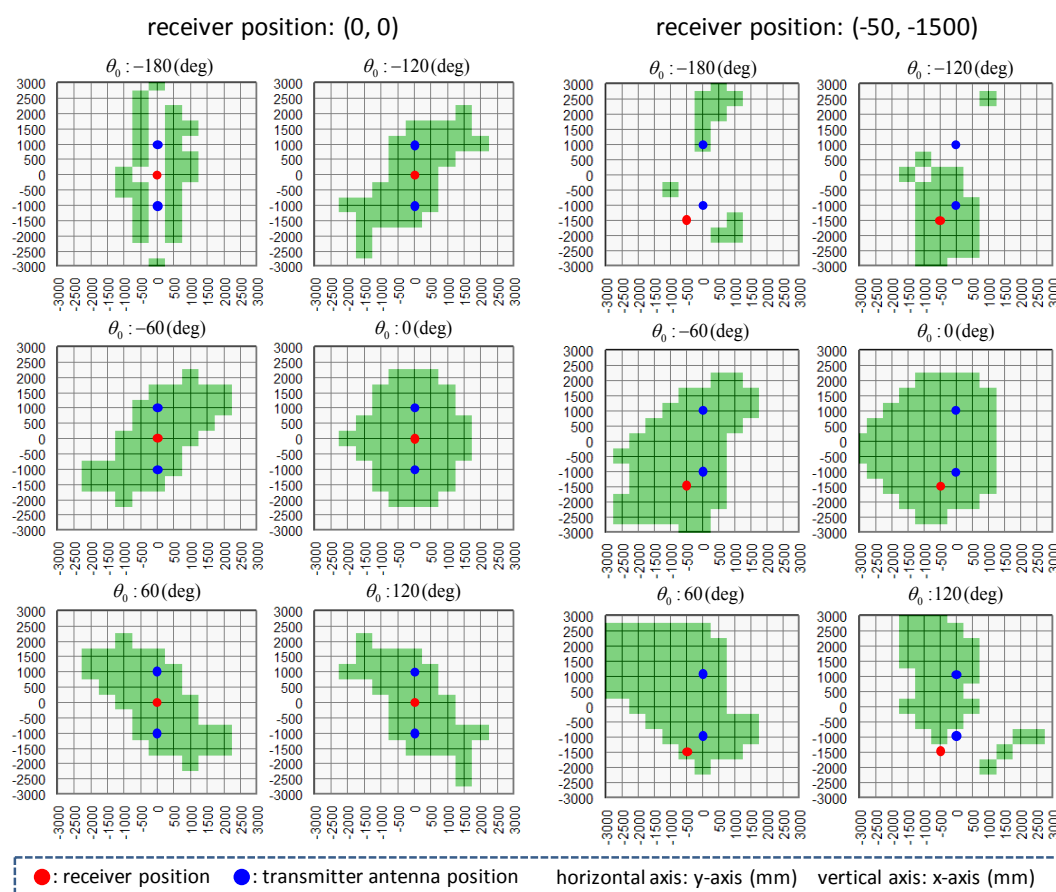


図 4.15 初期値収束結果

合で, $(x, y, \theta) = (33.3 \text{ mm}, 0.9 \text{ mm}, -0.99^\circ)$, 受信機が $X=-500 \text{ mm}$, $Y=-1500 \text{ mm}$ の位置にあった場合で, $(x, y, \theta) = (-464.9 \text{ mm}, -1277.9 \text{ mm}, -1.5^\circ)$ であった.

初期値の収束の様子を図 4.15 に示す. 図中の赤色と青色の点は, それぞれ受信機位置と送信機位置を示している. 緑色のエリアは適切な値に収束した初期値を示している. 本実験においては, 非線形最小二乗法で解が得られた時はすべて適切な値に収束した. 図中のグレーのエリアは, 最小二乗法内の逆行列が計算できず, 解そのものが得られなかったケースである. つまり, ローカルミニマムのような非最適解に収束することはなかった. 図を見る限り, 解が得られた緑色のエリアは分断されていることも多く (これは観測方程式の非線形性のためであるが), 正しい初期値を見つけることが難しいようにも思える. しかしながら, 解が得られた時 (非線形最小二乗法の逆行列解けた時) は基本的に適切な位置と方位が得られているので, 適切な解が得られるまで何度か初期値を変えながら推定を行えば, 実時間で解を得ることは十分可能である.

4.5 RTK ドップラー位置方位推定

前節で述べたドップラー姿勢推定の主な欠点は, リアルタイム (エポックごとの測位), または受信機自身が移動しながら推定することができない点である. これは, 位置推定に後処理で非線形最小二乗法を用いていることが原因である. 本節では, ドップラー位置方位推定を改良し, リアルタイムかつ受信機プラットフォーム (受信機を搭載したロボットなど) が移動しながらの推定を可能とする「リアルタイム・キネマティック・ドップラー位置方位推定」(RTK ドップラー位置方位推定) を提案する. この提案手法を評価するために, 一般的な移動ロボットを用いて位置方位推定実験を行う.

4.5.1 測位手法の概要

RTK ドップラー位置方位推定の概要図を図 4.16 に示す。位置方位推定理論は基本的に前節で述べた手法に基づいているが、以下の点で異なっている。

- ドップラーシフトが受信アンテナの移動のみによって生成されるのではなく、受信機プラットフォーム（ロボットや車両）の移動によっても生成される。
- 測位理論を一般化し、移動アンテナと静止アンテナの区別をなくしている。
- 位置方位推定に受信機プラットフォームの移動速度と回転速度が必要である（これらはロボットの車輪エンコーダか他の速度センサから取得する）。
- リアルタイムに各エポックの受信機位置と方位が推定される。
- 受信機プラットフォームが移動している間、受信機位置と方位が推定される。

観測値（デルタスードレンジ）取得のプロセスは 4.3 節や 4.4 節と同様であるが、観測方程式は複数の受信アンテナと送信アンテナ、ロボットの移動を考慮するためより複雑になっている。観測方程式を以下に示す。

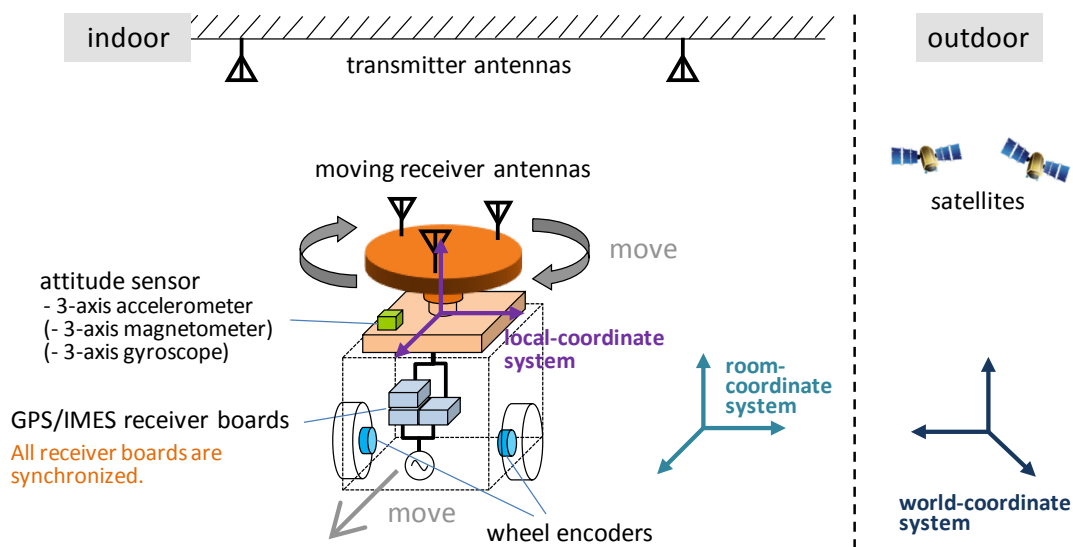


図 4.16 RTK ドップラー位置方位推定の概念図

$$d_{ji}^k = d_j^k - d_i^k = ({}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_{a(j)}) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u\|} - ({}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_{a(i)}) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u\|} + \varepsilon_d^k \quad (4.4)$$

ここで d_j^k , d_i^k はそれぞれ送信アンテナ k に対する受信アンテナ j と受信アンテナ i のデルタスードレンジ (単位時間あたりの距離変化), ${}^r\mathbf{R}_l$ は LCS から RCS に変換する回転行列, ${}^l\mathbf{v}_{a(j)}$ は LCS における受信アンテナ j の速度 (アンテナの回転と受信プラットフォームの移動速度が加味される), \mathbf{r}_t^k は RCS における送信アンテナ k の位置, ${}^l\mathbf{r}_{a(j)}$ は LCS における受信アンテナ j の位置, \mathbf{r}_u は推定すべき受信機の位置, および ε_d^k はデルタスードレンジの測定誤差を表す.

RTK ドップラー位置方位推定において, 受信機プラットフォームそのものが移動する都合上, 非線形最小二乗法を適用することができない. そこで, 動的システムの状態推定器である拡張カルマンフィルタを用い, 位置と方位を推定する. これは第 3 章において, 搬送波ノイズ比観測値を用いた三辺測量と車輪エンコーダ値を用いたデッドレコニングを組み合わせたように, ドップラー観測値によるドップラー位置方位推定とロボットのデッドレコニングを組み合わせる役割を果たす. 具体的なアルゴリズムは付録 C.2.3 を参照のこと.

4.5.2 位置方位推定実験

提案手法を 2 輪駆動型のロボットの位置方位推定に適用し, 二次元平面を直線運動や回転運動をさせながら走行するロボットの位置方位推定精度を評価した. 実験の外観を図 4.17 に, 実験のセットアップを図 4.18 にそれぞれ示す. ロボットには Willow Garage 社の TurtleBot を使用した. 2 つの車輪が独立して動き, 回転軸がロボットの中心にあるため, 位置を変えることなく回転することができる. 図 4.18 にこの実験におけるロボットの移動経路を示しているが, #1 をスタート地点とし, #2 から #8 と番号づけた位置をサブゴール, #9 は最終ゴールとしている.

RTK 姿勢推定のためのデータ取得手順は以下の通りとした. まず, 移動ロボットを X-Y 平面における (1000, 1000) の位置に設置し, ロボットが静止状態のまま受信アンテナを時計回り・反時計回りに 360 度交互に回転させ, この往復運動を 3 回繰り返す. 3 回の往復運動の後, 直ちにロボットが 100 mm/s で移動し始める. ロボットは前進し, #3, #4, #6, #7 で方向を転換することでゴールに到達する. 動作の最中, 受信アンテナは回転し続けることとする. ロ

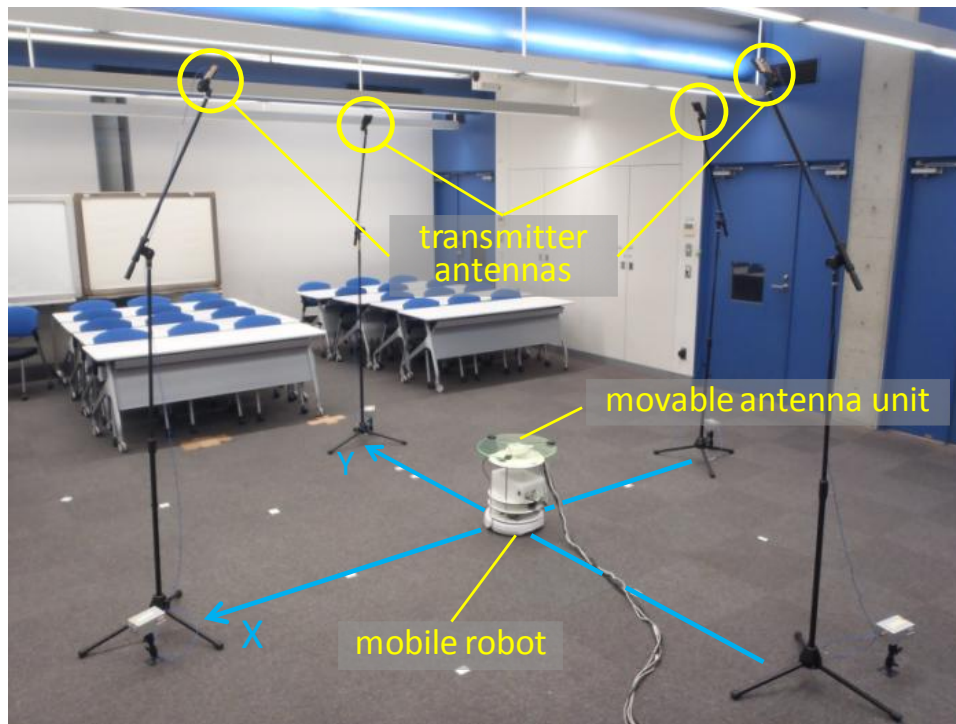


図 4.17 ロボットを用いた位置方位推定実験の外観

ロボットがゴールに到達した後、ロボットが静止したまま受信アンテナはさらに3回の往復運動を行い、計測が終了する。各サブゴールにて、ロボットは3秒間停止し、その間に実験者がロボットの実際の位置を床にマーキングする。ロボットがサブゴールに到達したかどうかの判断材料には、車輪のエンコーダのみを使用する。従って、実際にロボットが止まった位置は真のサブゴールとは異なっている（つまりデッドレコニング）。このプロセスの間、ドップラー姿勢推定のためのデータが取得される。

データの取得が完了した後、各エポックでのロボットの2次元位置と方位を、拡張カルマンフィルタを使用し、オフラインで推定した。ここでオフライン処理を行った理由は、パラメータを様々に変更して推定可能だからであり、リアルタイムでの推定も当然ながら可能である。カルマンフィルタの観測誤差の共分散は16.4（デルタスードレンジ観測誤差標準偏差4.05 mmの二乗）と設定し、カルマンフィルタの予測誤差の共分散は、X座標とY座標に関し、それぞれ1（1エポック（0.5秒間）で1 mm誤差が生じることを想定）を設定した。そして、方位予測誤差の共分散（以後、 Q_{22} とも表す）を、それぞれ0, 0.00001（1エポックで0.001ラジアン（0.057度）の誤差が生じることを想定）、0.001の3つのケースについてカルマンフィルタ処理を行い、推定結果を比較した。

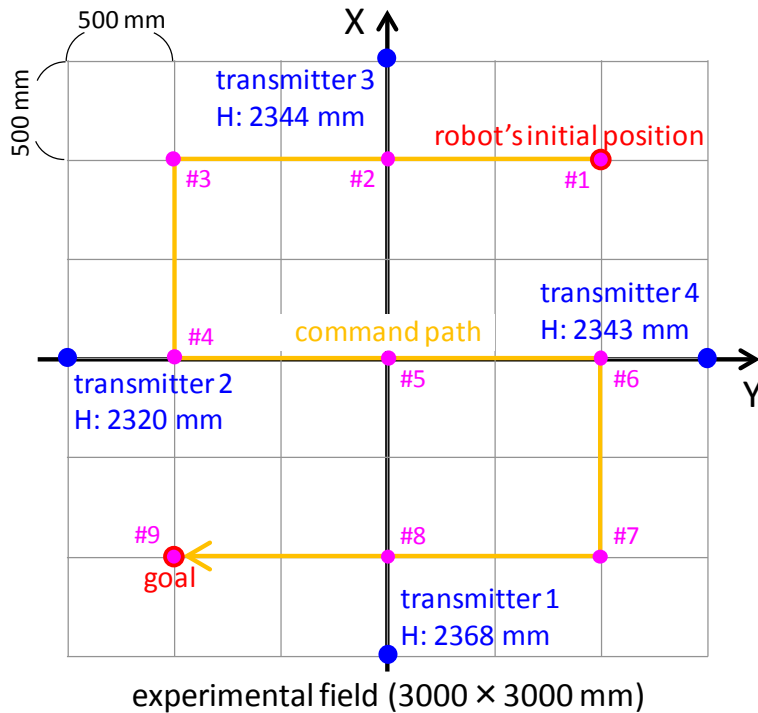


図 4.18 ロボットを用いた位置方位推定実験のセットアップ

実験結果を図 4.19 に示す。図中の Q_{22} が方位予測誤差の共分散，赤色のラインが推定位置，黒色のラインが実際の位置を示している。ロボット移動開始前の受信アンテナの 3 往復過程により，カルマンフィルタ初期位置であるフィールド中心から #1 のスタート地点まで推定値が収束していることが見て取れる。方位予測誤差の共分散が 0 の時は他の 2 つのケースと比較し，推定位置がデッドレコニングの軌跡に沿う傾向があることが分かる。一方，共分散が 0.001 の時は，推定位置はデッドレコニングの軌跡とは大きく異なり，実際の移動軌跡の小さな曲線（#4—#6，#7—#9）に追従しているように見える。共分散が 0.00001 の時は，他 2 つのケースの中間の性質を持っていると推察される。全ての平均推定誤差は，共分散が 0 の時に 116 mm, 0.00001 の時に 99 mm, 0.001 の時は 181 mm であった。

4.5.3 考察

実験結果より，位置方位推定は方位予測誤差の共分散の値に敏感であったことが分かる（実際は位置予測誤差の共分散にも敏感だが，この値は予備実験等で導きやすいため今回は問題としていない）。共分散が 0 の時，位置方位推定精度はデッドレコニングの性能に強く依存する。一方，共分散が大きいとき，推定軌跡は実際の軌跡に追従するようになるが，推定誤差は増加する。したがって，共分散はロボットと床面の滑りの状況を十分に考慮して設定しなければ

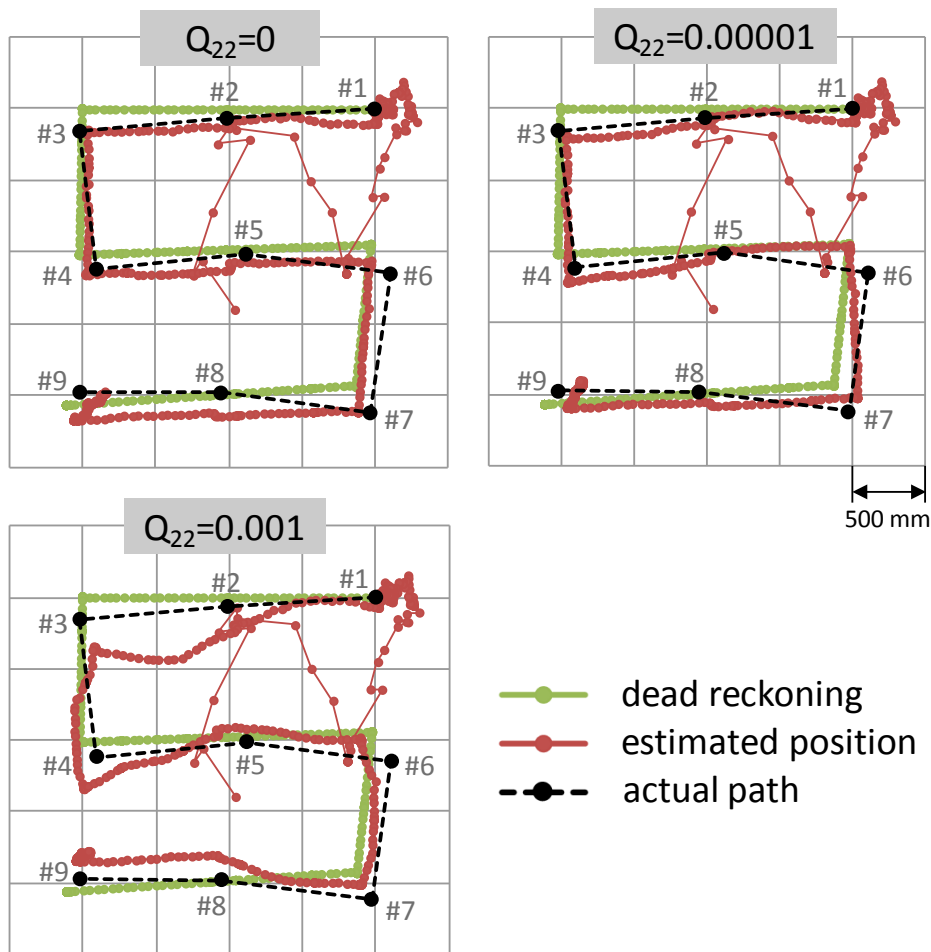


図 4.19 位置推定実験結果

ならない。

方位予測誤差共分散の値が 0, または 0.00001 の時, 推定位置はサブゴール #5 までの間, 実際のパスを正確に推定していた. これは, ロボットが動作し始める前 (静的条件での姿勢推定) にロボットの位置と方位が適切な値に収束したことと, サブゴール #5 まで大きなスリップが起きなかったことに起因する. 動作中, 一貫して正確な姿勢推定を行うためには, 何らかのナビゲーション戦略が必要である. 例えば, 実際の観測値と予測値の差が, 数エポックの間増加するような時, ロボットを停止させて, 姿勢推定のプロセスを初期化するなどの方法が考えられる.

4.6 本章のまとめ

本章では、IMES の高精度化手法の一つとして実施してきたドップラー測位の方法論と検証結果について解説した。まず、すべてのドップラー測位の基礎となる「基本ドップラー測位」において、回転半径や回転速度、送受信機の位置関係が測位精度にどのような影響を及ぼすか実験的に調査した。そして、方位も同時に推定するドップラー位置方位推定を提案し、送信機設置間隔と位置方位推定精度の関係の検証と、非線形最小二乗法の初期値収束性能について調査した。最後に位置方位推定をリアルタイムかつ受信機プラットフォームが移動しながら行うことができる RTK ドップラー位置方位推定を提案し、その測位精度を評価した。本章全体を通して、ドップラー測位はセンチメートルからデシメートルレベルの測位精度を達成可能であることを示した。本章冒頭でロボットナビゲーションへの応用が期待できると述べたが、ドップラー測位に使用される受信機は機械要素を用いているため、ロボットとの親和性は高いと言える。

第5章 搬送波を用いた双曲線測位

5.1 まえがき

前章で述べたドップラー位置方位推定において，条件に応じてセンチメートルからデシメートルレベルの測位精度と数度程度の方位推定精度を達成したが，ドップラー変化を引き起こすための特殊なデバイスや姿勢センサが必要になり，普及の際の障害になる可能性がある．そこで本章では，送信機を工夫することで既存の受信機ハードウェアが使用可能な測位手法として，搬送波を用いた双曲線測位を提案する．本手法は，IMES の高精度化手法の一つとして，ドップラー測位同等のセンチメートルからデシメートルレベルの測位精度を目指すものである．そのため，基本的にはロボットナビゲーションへの応用を想定するものであるが，特殊な受信機を必要としないことから，人に対するサービスに用いることも十分可能であると考えられる．本章ではまず，基礎的な2次元測位の方法論とその評価実験について述べ，それらを3次元測位に拡張する方法に関して説明する．

5.2 関連研究

双曲線測位はマルチラテレーションとも呼ばれ，一般的な測位手法として確立している（例えば，[87][88]）．図 5.1 に双曲線測位の概念を示す．2つの送信機から送信される電波の到達時間差が観測できるならば，受信機位置は描かれた双曲線の線上に存在することになる．そして，送信機が3つ以上ある条件では，2つ以上の双曲線の交点が受信機位置として推定される．双曲線測位は電波の到達時間差を利用することから，絶対時刻を必要としないという特徴を持つ測位方法である．

双曲線測位の実運用の歴史は長く，例えばロラン C と呼ばれる双曲線航法システムは1970年代～2000年代にかけて民間用の海上航法として主に北半球を覆域として使用されていた．一方，オメガと呼ばれる航法システムは1970年代～1990年代に世界全体を覆域としていた[3]．このオメガの測位方法は信号

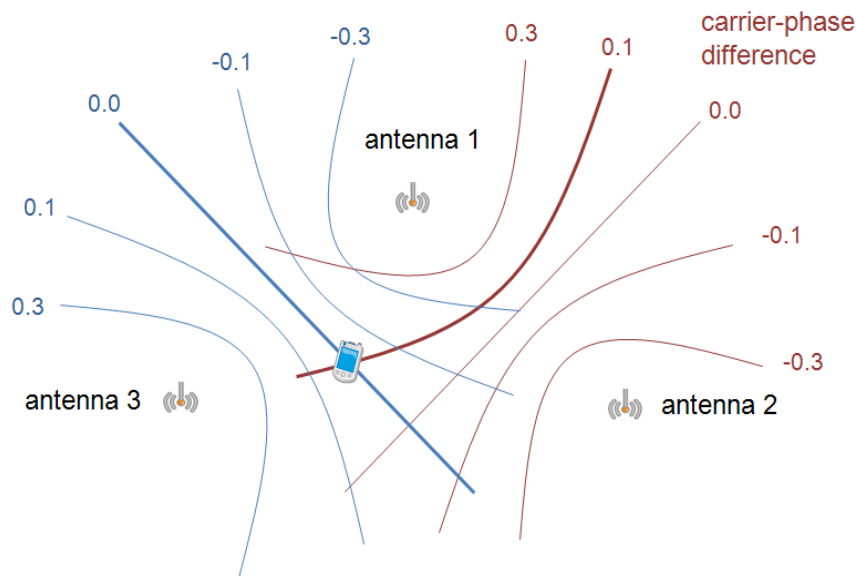


図 5.1 双曲線測位の概念図

の到達時間差を測定するのではなく，信号間の位相差を測定するもので，本章で提案する測位手法はこの方法に基づくものである。

双曲線測位で高精度測位を実現させるためには，基本的に，受信アンテナの周りを囲うように送信アンテナを設置しなければならない。しかしながら，この条件をスードライトや IMES などの屋内測位に当てはめる場合，1.3.2 項で述べた遠近問題や整数不定性決定問題，および送信機関の同期の問題などが生じ，屋外ほど容易ではない。詳細は次節で示すが，本提案手法では，複数の送信アンテナをアンテナアレイ状に近接配置させることで，これらの問題を回避している。このようなアンテナを近接させる方法は一般的に送信アンテナの方向探知に使われるが[89]～[91]，位置推定に使われるものではない。本提案手法は，IMES の仕様に基づき位置測定用の近接アンテナを提案するところが，他の手法と大きく異なる点である。

5.3 測位手法の概要

図 5.2 に搬送波を用いた双曲線測位システムの概略を示す。図に示すように，多チャンネル IMES に接続されたアンテナを GPS/IMES の搬送波の半波長分の間隔 (95mm) で配置する (以降，近接配置アンテナアレイと呼ぶ)。それぞれのアンテナは異なる C/A コード (信号を区別するコード) と航法メッセージ (ID やアンテナ座標が含まれているメッセージ) を変調し，搬送波に乗せて送

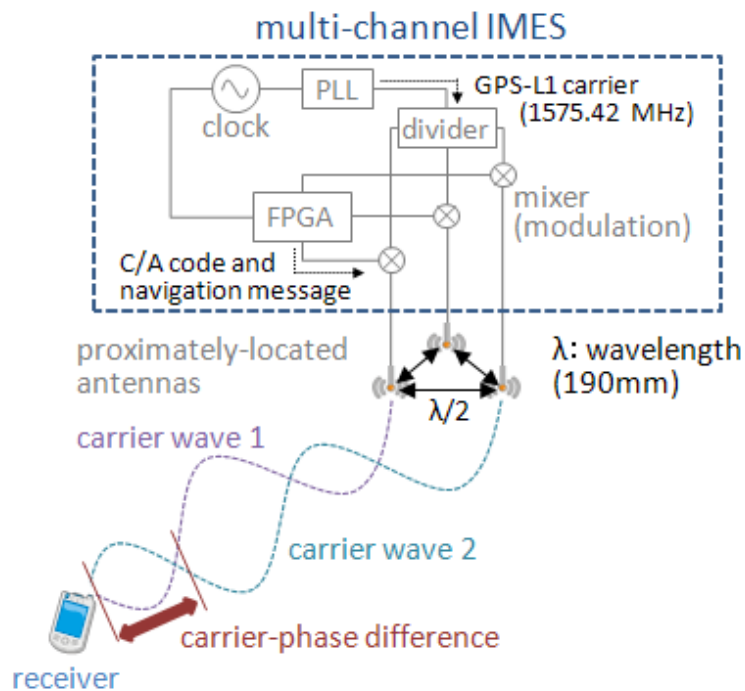


図 5.2 搬送波を用いた双曲線測位システムの概略図

信している．アンテナから送信される搬送波は一つの位相同期回路（PLL）によって生成されているため，波長は全て等しくなる．これにより，受信機が得る搬送波の各チャンネル間の位相差が等しい限り，受信機位置は一定になり，また受信機位置が変化した際には位相差が変動するといった情報が得られる．提案する搬送波位相差測位では，このように位相差を用いることで受信機位置を推定する．

このような近接配置アンテナアレイの構成をとれば，前節で述べたように，1.3.2 項で紹介した遠近問題や整数不定性決定問題，および送信機間の同期の問題などを回避できる．まず，遠近問題に関しては，そもそも送信アンテナ間の距離が近いため生じない．また，測位時の最大位相差が半波長になるようアンテナを配置しているため，搬送波における整数部分の差は常に 0 になり，整数不確定性決定の問題を考慮せずにすむ．加えて，一つの PLL を共有するだけで同期が可能になるため，同期の問題も回避できる．このように近接配置アンテナアレイを用いた双曲線測位にはスードライトが抱えていた問題点を解決できる利点を持つ．

測位の手順としても前章のドップラー測位と比較して単純である．まず受信機の搬送波出力値のチャンネルごとの差分を，それらに対応する送信アンテナ・受信機間距離の差分としてモデル化する観測方程式を立てる．それを送信アンテナの組み合わせ分だけ得て，非線形最小二乗法を用いて解くことで受信機位

置を得ることができる。観測方程式を以下に示す。

$$\lambda\phi^{lk} = \|\mathbf{r}^l - \mathbf{r}_u\| - \|\mathbf{r}^k - \mathbf{r}_u\| + \varepsilon_{\lambda\phi}^{lk} \quad (5.1)$$

ここで、 λ は搬送波の波長（190 mm）、 ϕ^{lk} は受信機から出力された送信アンテナ l に対応する搬送波と送信アンテナ k に対応する搬送波の差分（搬送波位相差）、 \mathbf{r}^l 、 \mathbf{r}^k はそれぞれ送信アンテナ l と k の位置、 \mathbf{r}_u は解くべき受信機の位置、 $\varepsilon_{\lambda\phi}^{lk}$ はランダム誤差をそれぞれ示している。アルゴリズムの詳細は付録 C.3 に示す。

5.4 2次元測位実験

5.4.1 実験装置

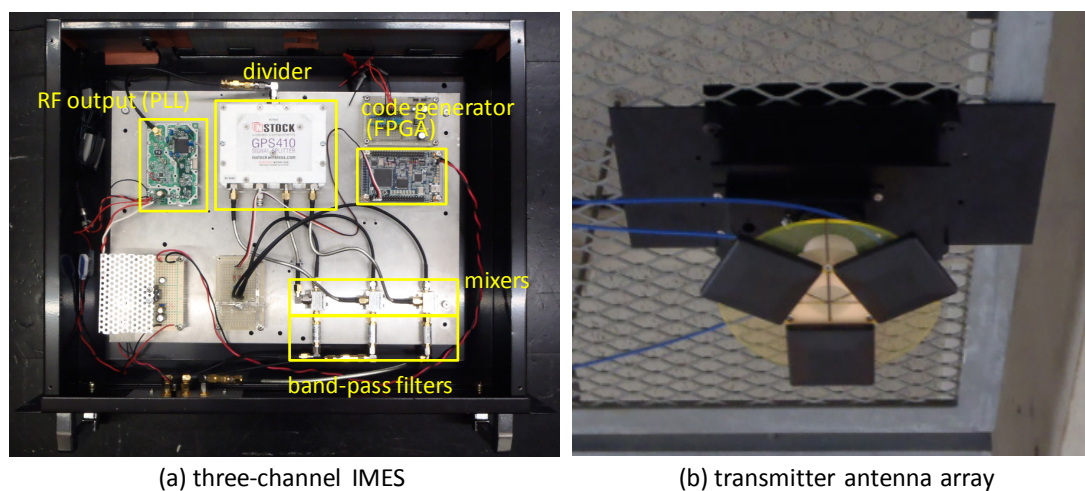


図 5.3 3ch 送信機と近接配置アンテナアレイ

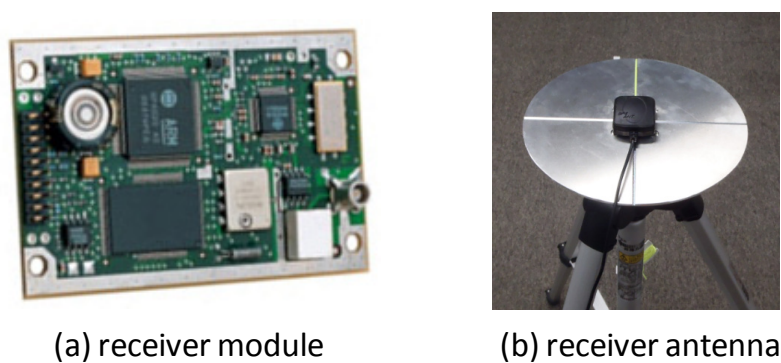


図 5.4 受信モジュールと受信アンテナ

多チャンネル IMES の試作機として開発した 3ch 送信機を図 5.3a に示す。内部の接続構造は図 5.2 に示した搬送波位相差測位の概略図とほとんど同一である。PLL によって作成された GPS の L1 搬送波 (1575.42MHz) が 3 つに分配され、FPGA (Field-programmable gate array) によって作られたデジタル信号 (1.023MHz の C/A コードと 50bps の航法メッセージ) によりそれぞれの信号を変調する。同一の PLL を用いているため波長が等しくなり、送信機の電源を入れ直しても受信機によって取得される搬送波の位相差は常に一定である。実験時には、この 3ch 送信機を図 5.3b に示す 3 つのアンテナから成る 3ch アンテナアレイに接続した。このアンテナアレイにはパッチアンテナ (PA175-S of Allis Communications Co.) を互いに 95.15mm、つまり GPS の L1 搬送波の半波長の間隔で配置している。また受信機としては、IMES の信号を受信できるように修正されたファームウェアを NovAtel 社製の SuperStar II™ に組み込んだ (図 5.4a)。そして、受信アンテナを床面からのマルチパスの影響を回避するために直径 200 mm のグラウンドプレーンの上に配置した (図 5.4b)。

5.4.2 実験手順

提案した搬送波を用いた双曲線測位の 2 次元測位評価のために、会議室と廊下という異なる場所において、同様のセットアップで測位実験を行った (図

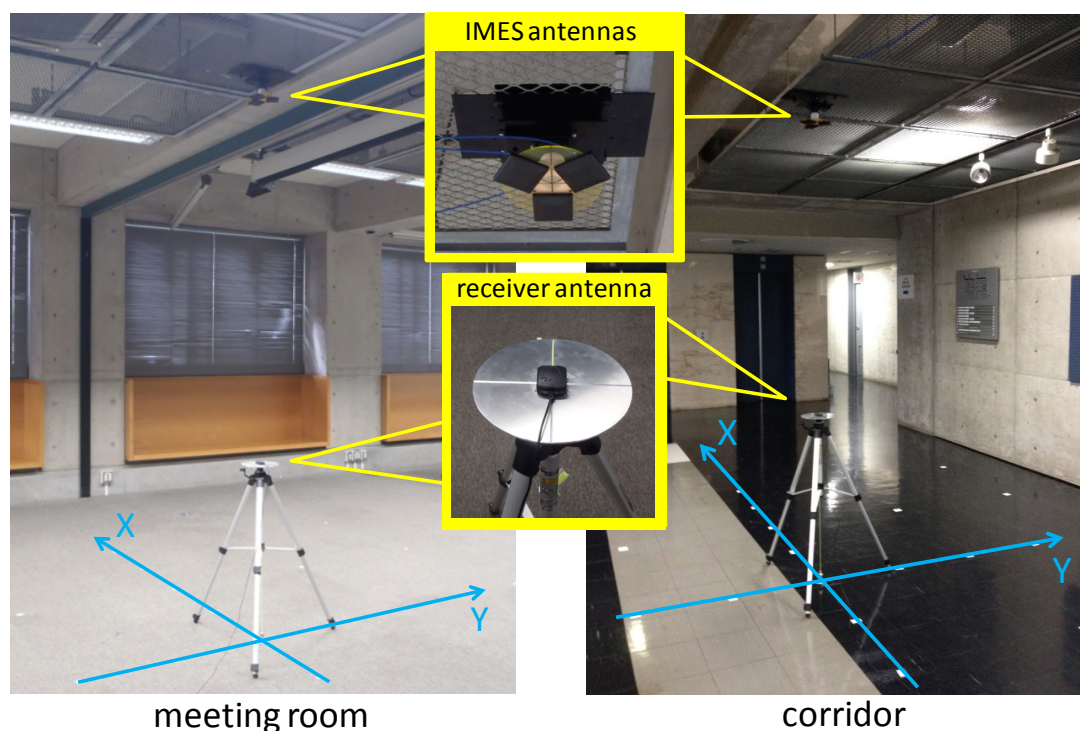


図 5.5 双曲線測位の実験フィールドとセットアップ

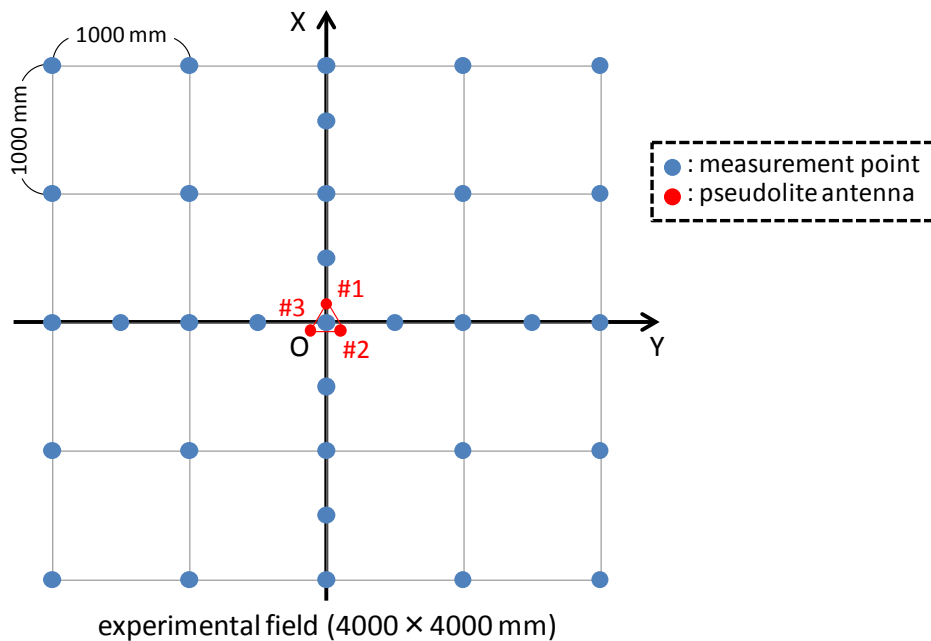


図 5.6 各実験フィールドにおける搬送波位相計測点

5.5). 図 5.6 に搬送波位相差の計測点と 4 m 四方の座標系を与えた IMES アンテナの位置を示す. 図にあるように, X 軸と Y 軸上で 500 mm 間隔, それ以外の場所ではグリッド状に 1,000 mm 間隔の計 33 点で計測を行った. アンテナアレイは, 円形の板に描かれた一辺 95.15mm (搬送波の半波長) の正三角形の頂点に #1, #2, #3 の 3 つのパッチアンテナを配置した形にした. そしてその描かれた三角形の重心が座標系の原点の真上に, アンテナ #1 が X 軸上になるように, アンテナアレイを正確に配置した. この座標系の原点を以下, 単に「原点」と呼ぶ. アンテナアレイの傾きを水平方向 0 度に調整した. アンテナアレイの高さは会議室で 2,832 mm, 廊下で 2,546 mm に設置し, 受信アンテナの高さを両方の場所で 944mm とした.

原点では受信アンテナとアンテナアレイ上のすべての送信アンテナの距離が等しくなるため, 各アンテナ同士の搬送波位相差をゼロにする必要があった. このため, 3ch 送信機の出力部と 3 つの送信アンテナの入力部の間にフェーズシフタを挿入し, 原点ですべての位相差がゼロになるようにキャリブレーションを行った. 搬送波を各計測点で 60 秒間, 2 Hz の受信機のサンプリングレートで 120 エポック (1 分間) 観測した. 33 全ての計測点での計測を終えた後, 受信アンテナの 2 次元的位置を, 式(5.1)を非線形最小二乗法で解くことで推定した (詳細は付録 C.3 を参照).

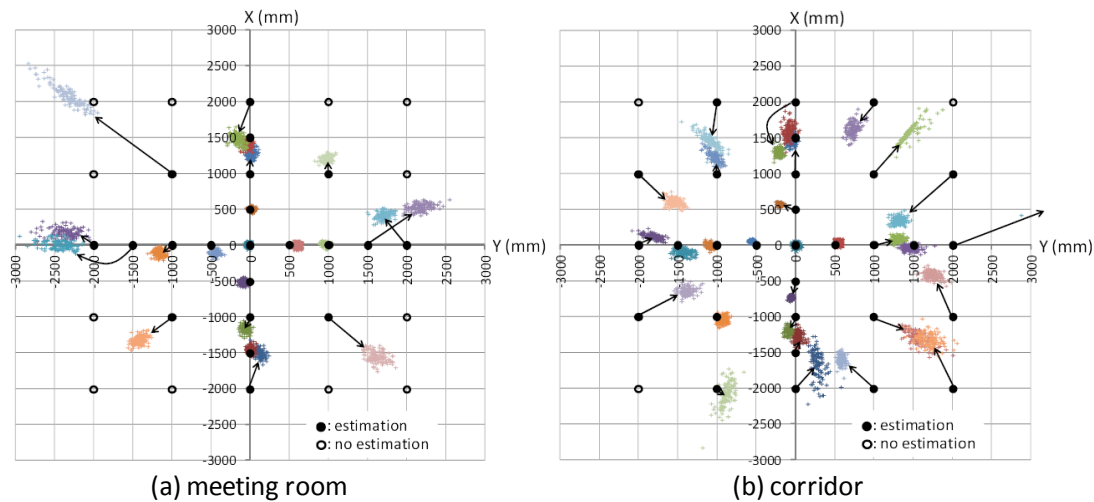


図 5.7 各実験フィールドにおける測位結果

5.4.3 実験結果

会議室と廊下での測位結果を X-Y 平面上にプロットしたものを図 5.7a, b にそれぞれ示す. 黒く塗られた点は位置推定ができた場所を表し, 白抜きの点は, 位置推定ができなかった場所を表している. これは, 位置推定に必要な 3 つの搬送波位相差 (式(5.1)における ϕ^{21} , ϕ^{32} , ϕ^{13}) のうち少なくとも 1 つを受信できず, 位置推定ができなかったためである. また, 黒い矢印は推定位置と真の位置との位置関係を表している. これらの図より, 測位精度は原点周辺が比較的良いが, 原点から距離が離れると測位精度が低下することが分かる. また, 図の黒い矢印からわかるように, 各測位点で起こる測位誤差は同じ方向にずれるわけではなく, 誤差が起こる方向は不規則であることが分かる.

図 5.7 に示した測位誤差を図 5.8 にまとめる. その手順として, まず, 各実験フィールドの各計測点, 各エポックに対し X 座標, Y 座標の測位誤差 (E_x ,

E_y) を算出し, $E_{xy} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}$ の式を用いて X-Y 平面上の測位誤差 E_{xy} を計算

した. そして, 各実験フィールドの各計測点において誤差の平均と推定位置の標準偏差を算出した. 横軸に送信機直下からの水平距離をとり, 縦軸に誤差平均をとったものを図 5.8a に, 縦軸に標準偏差をとったものを図 5.8b にそれぞれ示した. それぞれの図には誤差の理論値が同時に描かれているが, この理論値は以下のように計算した. まず平均誤差に関しては, 送信機等のセットアップ時の偏りがないものと仮定し, 理論誤差をゼロとした (これは理想値とも言うことができる). 標準偏差に関しては, 搬送波位相差観測値の誤差が位置誤差に変換されて現れるものであることから, 予備実験にて判明している 1.04 mm

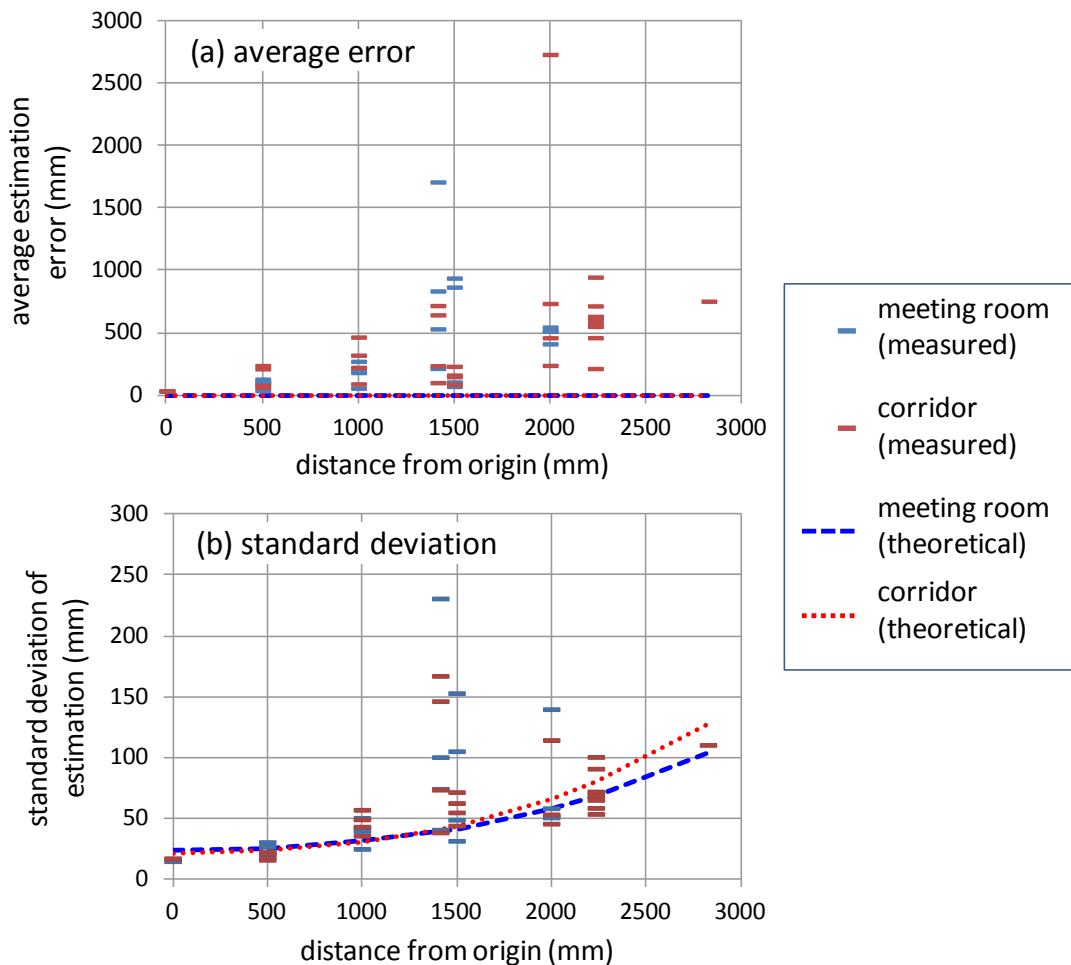


図 5.8 測位結果サマリ (平均誤差と標準偏差)

の搬送波位相差観測値の標準偏差（距離換算）に付録 C.5 で解説している精度劣化指数を乗算することで理論値を算出した。

図 5.8 の両方のグラフを見ると、計測点が原点から離れるにつれて、平均誤差および標準偏差ともに増大していることが分かる（ただし、距離 1,400, 2,000 mm 付近にいくつかの例外が存在する）。このような例外を除けば、図 5.8b に示される測位結果の標準偏差は、概ね理論値に沿っている。一方で、図 5.8a に示される測位結果の標準偏差は、概ね理論値から大きなギャップがあると言っている。そして、図 5.8 の 2 つのグラフを比較すると、約 10 倍のスケールの違いがあることから、測位結果に大きな影響を及ぼすのは観測値由来の誤差のばらつきではなく平均的な誤差（つまりバイアス）であることが分かる。

5.4.4 考察

平均誤差が理論値から大きく乖離した理由として、2 つの主要な原因が考え

られる。まず一つはマルチパスの影響である。実験環境には、網状の天井板や金属製のパーティションなど、電波を反射する物が多く存在した。送受信機間の距離が長くなったとき、直接波と反射波の入射角や受信強度が近づくことで、偶発的にマルチパス電波を受信してしまった可能性がある。図 5.8 の両方の図を見ると、1,400 mm 付近と 2,000 mm に極端に大きな誤差があり、マルチパスの影響があったものと考えられる。また、図 5.7 において、主にフィールドの外側付近で電波が取得できない計測点が見られた。これは直接波と反射波が打ち消し合うマルチパス干渉によるものと推察される。

平均誤差が理論値から大きく乖離したもう一つの要因は、アンテナ位相中心変動の影響であると考えられる。電波の放射点（位相中心）はアンテナの物理的な中心とは通常異なっている。また、送受信機間の位置関係に応じて、最大数 cm 程度変動することが知られている[92]。アンテナ位相中心変動はアンテナの個性によってほぼランダムに起こるため、これにより図 6.7 の黒い矢印の方向（推定値の真値からバイアスの方向）がランダムであることが説明できる。また、数 mm のスケールである搬送波位相差観測値のランダム誤差と比べると大きさに約 10 倍の違いがあるため、図 5.8a と図 5.8b の間でそのスケールに 10 倍の違いあったことに合理的な理由が付けられる。

マルチパスとアンテナ位相中心変動は、仮想的にアンテナ配置を歪めてしまっていることと同じ意味になる。つまり、これらは平均誤差のみならず推定値の標準偏差にも影響を与えてしまう。マルチパスは偶発的に発生するため、防ぐことは難しいが、アンテナ位相中心変動はアンテナの設計如何で低減できる可能性がある。

5.5 3次元測位への拡張

双曲線測位の測位理論はベクトル計算で定式化されているため、2次元から3次元に拡張することは容易である。ただし、アンテナを近接配置しなければならないという制約上、セットアップを再検討しなければならない。そこで本節では、シミュレーションを用いて適切なセットアップを決定し、それに基づき実験を行う。

5.5.1 3次元測位のシミュレーション

図 5.2 で示したアンテナアレイは3つのアンテナが一つの平面上に配置されているため、2次元測位のみ可能であった。3次元測位を実現するには、4つ以上のアンテナが3次元に配置される必要がある。ここでは2種類の単純なアン

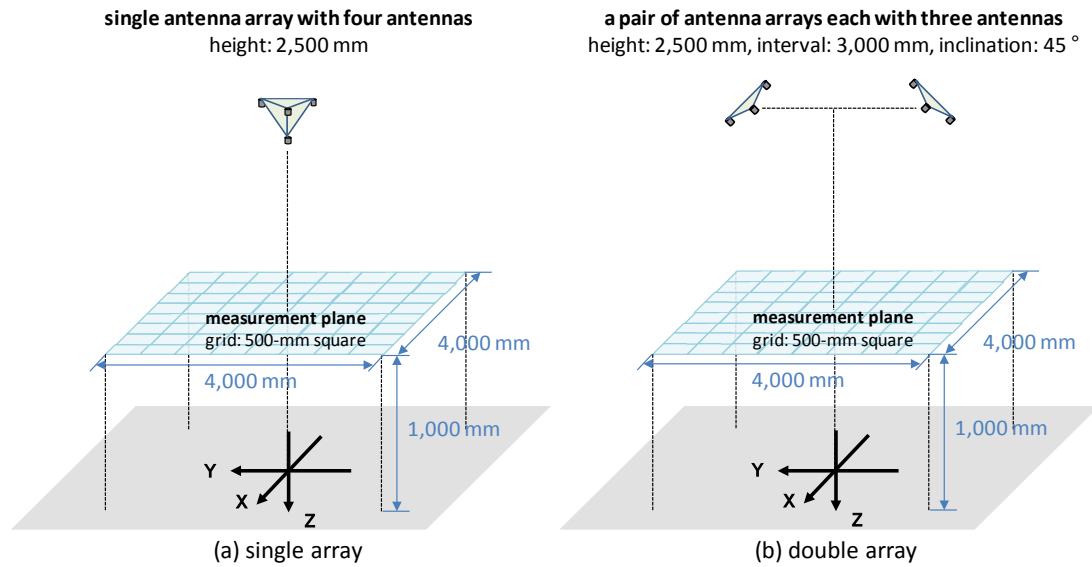


図 5.9 シミュレーションセットアップ

テナセットアップについて検討する．一つは，図 5.9 に示される最も単純なアンテナ配置（正四面体のアンテナアレイ），もう一つは次に単純と考えられるアンテナ配置（2 つの 3 チャンネルアンテナアレイを使用）とする．ここで便宜上，前者をシングルアレイ，後者をダブルアレイと呼ぶ．シングルアレイでは，図 5.2 で示したアンテナアレイと同様に，搬送波の半波長である 95.15 mm の間隔でアンテナを正四面体頂点に配置し，ダブルアレイでは，図 5.2 で示したアンテナアレイを 2 つ傾けて使用する．ここで，もう一つの単純なアレイ構成として，2 つのアンテナからなるアンテナアレイを 3 つ用いるトリプルアレイも考えられるが，ダブルアレイのケースのほう，ハードウェアを 2 次元測位専用にも転用できるため，ここでは検討しない．また，ダブルアレイの利点として，2 セットのアレイ同士の同期をとる必要がなく，2 次元測位用の 2 つのシステムを組み合わせるだけでダブルアレイを構成可能なことが挙げられる．

図 5.9 はまたシミュレーションのセットアップも示している．前節で示した実験と同様に，計測エリアの大きさは 4,000 mm 四方とし，計測点は 500 mm グリッドの計 81 点とした．シングルアレイ，ダブルアレイともに，送信アンテナ高さを 2,500 mm とした．また，ダブルアレイのケースでは，計測点のアンテナアレイの正面が計測エリアの中心を向くように 45 度回転させた．2 つのアンテナアレイの間隔は 3,000 mm としたが，これはビルの入り口や，廊下の交差点などに取り付けることを想定したためである．また，3,000 mm はアンテナ高さと比較して決して長い距離であるわけではないので，遠近問題も避けることができると考えた．

シングルアレイ，ダブルアレイそれぞれに対し，前節の図 5.8b において理論

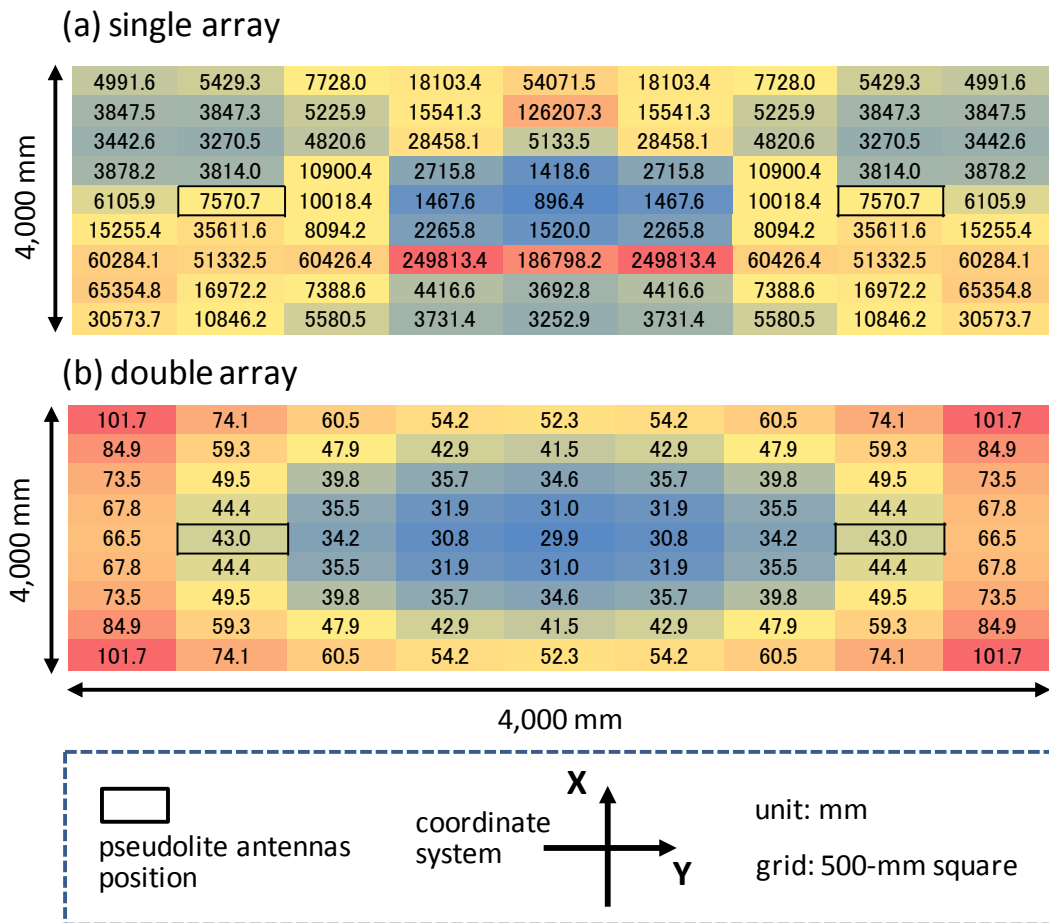


図 5.10 3次元測位誤差

値を算出した方法と同じ手法を用いて、各計測点における3次元誤差を算出した。その際、搬送波位相差観測値（距離換算）の標準偏差は前節同様 1.04 mm とした。計算結果を図 5.10 に示す。図を見る限り、シングルアレイを用いた場合、誤差が極めて大きいことが分かる。一方でダブルアレイを用いた場合は、100 mm 以下の誤差が緩やかな変化で分布していることが分かる。ここで、前節で議論したように、アンテナ位相中心変動などの影響により平均誤差（バイアス誤差）が標準偏差の 10 倍のスケールで生じるとしたら、図 5.10 に示される値は単純に 10 倍になる（例えばダブルアレイの計測エリア中心で 299mm）。従って、少なくともこのシミュレーションにおいては、ダブルアレイを用いれば、センチメートル～デシメートルレベルの 3 次元測位が可能なが示されたと言える。

5.5.2 実機を用いた 3 次元測位実験

シミュレーション結果を評価するため、ダブルアレイを想定したデバイスを実際に開発し、実験を行った。送信機本体としては、9 チャンネルの同期型送



図 5.11 9チャンネル送信機（左）と角度を調整可能な送信アンテナ（右）

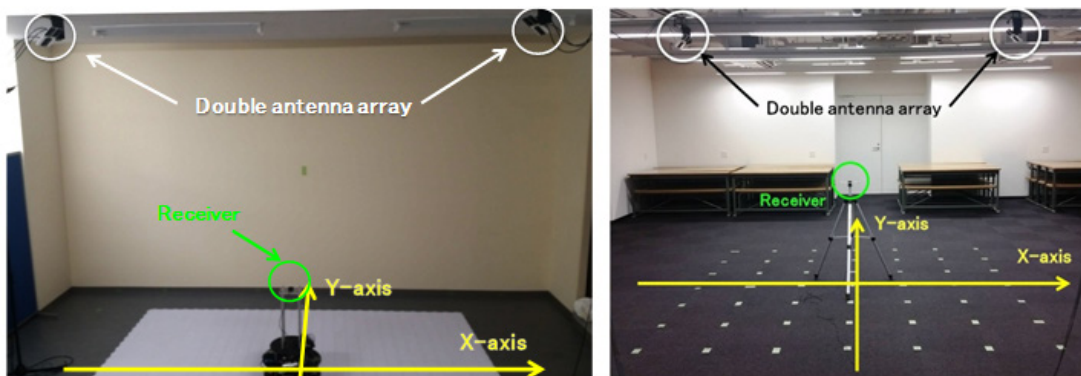


図 5.12 実験場所：オフィス（左），教室（右）

送信機を，送信アンテナとしては角度が調整可能な3チャンネルアンテナアレイを開発した．それらを図5.11に示す．9チャンネルの同期型送信機は，9個のチャンネルすべての搬送波が1つのPLLで生成されるため，任意の3チャンネルをダブルアレイの一方のアンテナに使用できる（ダブルアレイにおいては，必ずしも2つのアンテナアレイ同士の同期をとる必要はない）．角度を調整可能なアンテナに関しては，つまみの回転によって 0.01° 単位でアンテナの取り付け角度（重力方向に対する傾き）を2軸で調整可能なツールを製作した．

図5.12に示すように，オフィスと教室にダブルアレイを取り付けて3次元測位実験を行った．2つの場所における実験条件は同一とし，ダブルアレイの間隔を3,000 mm，送信アンテナアレイの傾きを 45° ，実験フィールドのサイズを3,000 mm四方とした．計測点は，まず高さ方向に関しては，受信アンテナの高さを床面からでなくアンテナアレイからの距離で考慮し，1,726 mm，1,326 mm，926 mmの3段階の距離を設定した．水平方向の計測点に関しては，実験フィールドを500 mmグリッドで区切り，同一の高さにおいては49点で計測を行った．オフィスにおいては高精度移動可能なロボットの上に，教室では三脚の上に受信アンテナをそれぞれ配置したが，特に大きな理由はない．

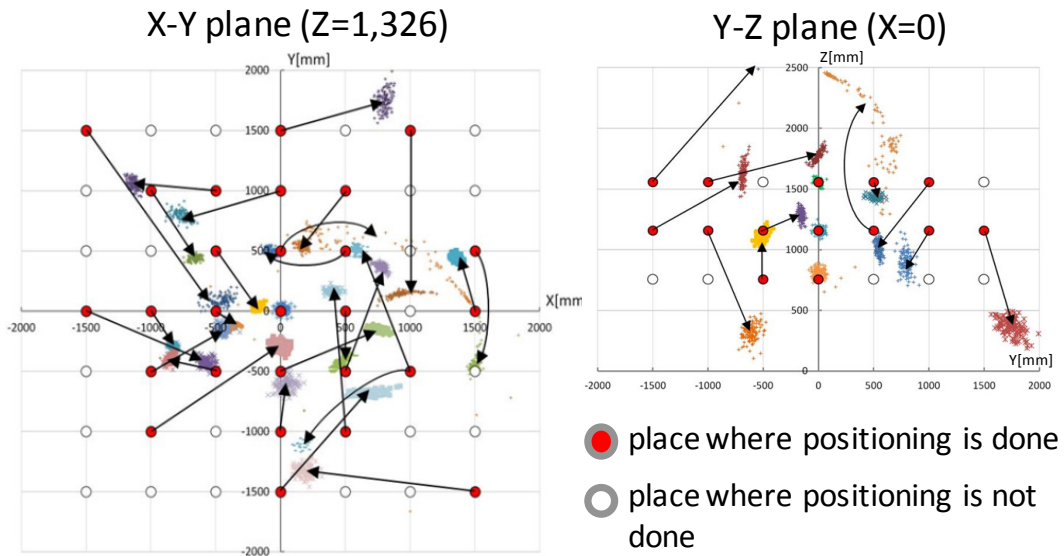


図 5.13 実験結果（オフィス）

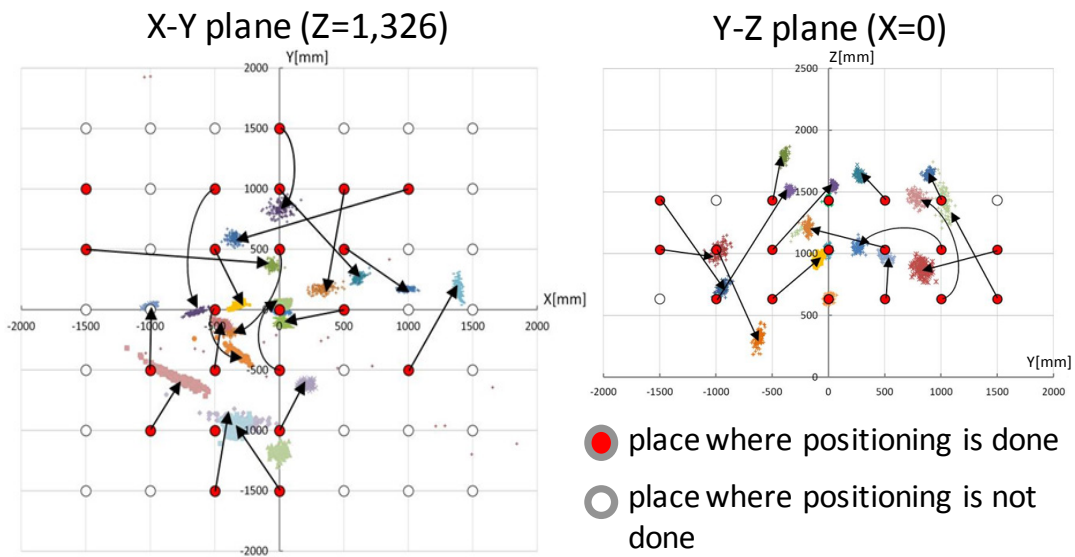


図 5.14 実験結果（教室）

図 5.13 および図 5.14 に、それぞれオフィスおよび教室における 3 次元計測の結果（X-Y 平面および X-Z 平面）を示す。図中の赤丸は全ての観測値が得られることで測位ができた点、白抜きの丸は少なくとも一つの観測値が得られず、測位ができなかった点を示す。矢印は実際の値と測位結果の対応付けを表している。図より 3 次元測位に成功していることは確認できるが、図 5.7 に示す 2 次元測位の結果同様に、一定の場所でのばらつきよりもむしろ、図中の矢印で示されるように、大きな平均的な誤差（バイアスエラー）が生じていることが

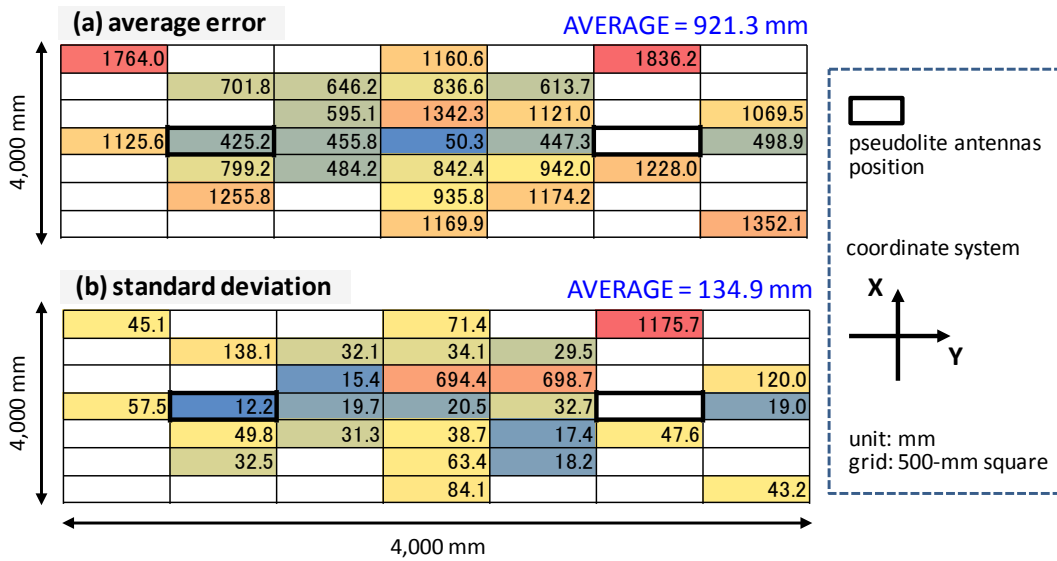


図 5.15 3次元測位平均誤差・標準偏差（オフィス：Z=1,326 mm）

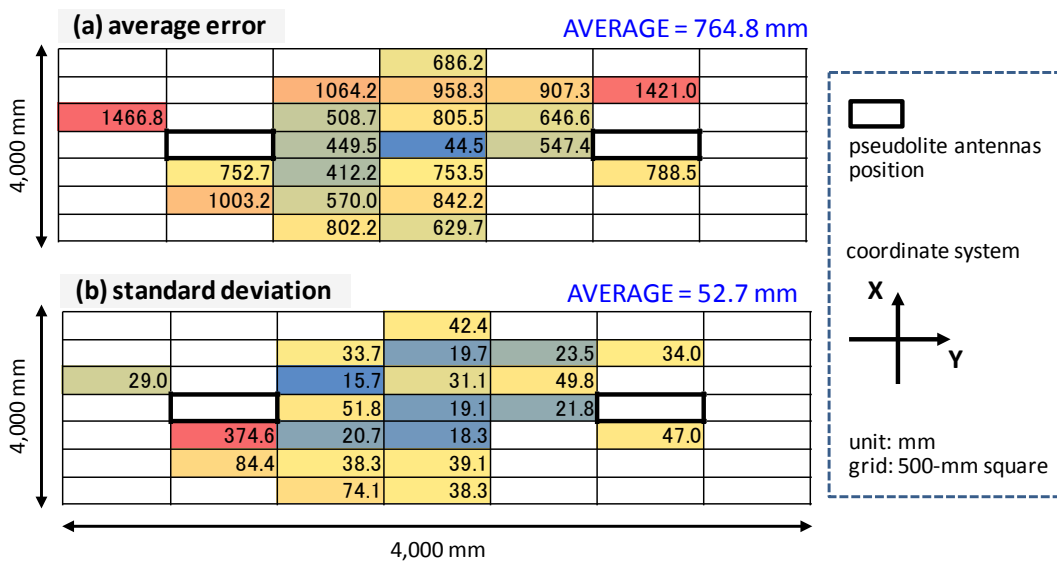


図 5.16 3次元測位平均誤差・標準偏差（教室：Z=1,326 mm）

分かる。図 5.13 におけるオレンジ色の点 (X=0, Y=500, Z=1326 の位置における計測結果) が大き発散しているが、これは電波干渉により、受信機が搬送波を正しく追尾できなかったことによるものと考えられる。

図 5.15 および図 5.16 に、それぞれ図 5.13 および図 5.14 の X-Y 平面の各計測点における測位誤差の平均と標準偏差を数値化したものを記載する（上述したオレンジの点に該当する値は外れ値として除いた）。それぞれの図の(b)標準偏差の分布において、値が良好なケースでは図 5.10 に示すダブルレイのシミュレーション結果と近い値であることが見て取れるが、一方で突発的に大きな

表 5.1 3次元測位平均誤差・標準偏差平均

オフィス		教室	
平均誤差	標準偏差平均	平均誤差	標準偏差平均
876.1 mm	93.9 mm	701.8 mm	56.9 mm

誤差が含まれる箇所も存在する。また、5.4節で紹介した2次元測位の結果同様に、平均誤差は標準偏差の10倍前後のスケールとなっている。

表5.1にオフィスと教室それぞれに対し、計測点全体の3次元測位の平均誤差と標準偏差の平均をとったものを記す。図5.15および図5.16に示される値と同様の値となっていることが分かる。

5.5.3 考察

5.4節における図5.8に示した2次元測位の結果は、送信機直下からの距離に依存するが、平均誤差でcm～mレベル（測位精度が良好な送信機直下で数cm，送信機から50cm離れた場所で数dm，時折mレベルの誤差が発生）、標準偏差でcm～dmレベルの測位精度であった。本節で述べた3次元測位の結果は、図5.15と図5.16の(a)を見る限り、2次元測位の結果と比較し平均誤差で幾分精度が落ちたように見えるが、概ね同様の結果が得られたと言える。いずれにせよ課題としては平均誤差が標準偏差の10倍程度大きいことであり、アンテナ位相中心変動をいかに低減するかが重要な課題と言える。

5.6 本章のまとめ

本章では、既存の受信機ハードウェアを用いて高精度測位が可能な、搬送波を用いた双曲線測位を提案した。一つの3チャンネルアンテナアレイを用いる2次元測位と、二つの3チャンネルアンテナアレイを用いる3次元測位を実際に行い、測位性能を評価した結果、幅はあるがcm～mレベルの測位結果が得られた。この幅を生み出している主な原因はアンテナ位相中心変動と考えられ、これを低減することが今後の課題として残った。しかしながら、2次元測位であれば送信アンテナの直下、3次元測位であれば2つのアンテナアレイの中央において良好な測位結果が得られることが確認できたため、例えば、人やロボットのデッドレコニングの初期値を与える用途としてなら、現状のままでも十分機能すると考えられる。

第6章 スードライト

6.1 まえがき

1.3 節において、スードライト、特にその搬送波測位が実現困難であるため、時代が IMES にシフトして行ったと述べた。しかし、IMES とスードライトは、GPS 互換の地上設置型送信機という意味でデバイスは類似しており、逆に IMES の発展形がスードライトと言うこともできる。本章では、これまでに提案した IMES の高精度化手法に基づき、スードライトによる搬送波測位を実現することを試みる。

スードライトの実現困難性の最たる理由として、1.3.2 項でも述べたように、整数不定性決定（送受信機間の波の数をカウントすること）が挙げられる。整数不定性決定の難しさは、スードライトが GPS 衛星と違って移動しないこと、および不定性を決定する手がかりになるコード測位の精度がメートルレベルと低いことにある。しかし、第4章で述べたドップラー測位のアプローチを用いれば、コード測位の10倍程度の測位精度が得られるため、整数不定性に対し有効な情報になると考えられる。また、第5章で紹介した多チャンネル同期型 IMES 送信機をスードライトとして用いれば、整数不定性の決定以外の測位理論は既に紹介した双曲線測位と同じものになる。

スードライトの屋内利用における実現困難性のもう一つの理由は、1.3 節で見たようにサイクルスリップの多発である。ただし、近年のスマートフォンや、スードライトの主要なアプリケーションであるロボットには、慣性センサやオドメトリが標準で実装されているため、サイクルスリップ発生時の効果的な外部情報として使用できる。本章ではロボットのオドメトリを用いることで、ドップラー測位と双曲線測位をカルマンフィルタによって統合することで、スードライトによる搬送波測位の実現を目指す。

6.2 関連研究

搬送波測位における整数不定性決定問題は GPS 測位の分野において既に十

分検討が進められており、測量分野や移動体測位において実用化されている。GPS 搬送波測位では、衛星や受信機のクロック誤差の他、対流圏遅延や電離層誤差なども誤差要因になるため、基本的に基準局（または仮想基準局）を設置し、誤差をキャンセルする方法を採っている。具体的には、各衛星と各受信の間で立てられた観測方程式に対し、衛星間の差分および受信機間の差分を取る 2 重差という方法によって誤差項を排除する。この時、求めるべき受信機位置は、基準局受信機からの相対位置となり、しばしば相対測位と呼ばれる[3][93]。また、整数不定性の 2 重差は、送受信機の初期位相（位相オフセット）が排除され、理論的に整数となる。これを解くにあたり、まずコード測位に用いる擬似距離 2 重差と搬送波 2 重差から、小数値の整数不定性（フロート解）を求め、その近傍で誤差を最も小さくする整数値を探索する。GPS の分野では、これらを効率よく行う方法がいくつか提案されている（[94]に体系的にまとめられている）。

上述した整数不定性は、送信機または受信機が移動することで生じる送受信機間の幾何学関係の変化を利用することで決定する[3]。屋外測位においては、測位衛星が宇宙空間を移動することで幾何学変化が必ず生じるため、整数不定性を決定可能だが、屋内のスードライトにおいては受信機が移動しない限り、整数不定性決定ができない。また、屋内における受信機の移動はコード測位の誤差（メートルレベル）と比較し大きくすることが難しいため、整数不定性決定が困難である。そのため、多くの研究では、既知の位置で予め整数不定性を解くことで測位する方法が採られてきた（1.3.2 項で紹介した WABOT-HOUSE における研究や[95][96]）。この場合、一度サイクルスリップが生じると復帰できなくなるため、実用としては現実的でない。また、コード測位と搬送波測位を組み合わせ、かつ受信機が移動することで整数不定性を決定した研究例もいくつか見られるが、論文数も少なく、十分な検証がなされているとは言い難い[97][98]。これは、屋内スードライトにおけるコード測位適用の難しさを示すものと言える。

本研究では、ドップラー測位と搬送波双曲線測位を組み合わせることで、整数不定性を決定する手法を提案する。ドップラー測位はコード測位と比較して高い精度の絶対位置を与えることができ、より確実な整数不定性決定が期待できる。本手法は、他に類似の研究がなく、本研究において新たに提案されるものである。

ところで、屋内スードライトでは、多くの場合誤差補正用の基準局を移動局受信機の近傍に設置せざるを得ず、移動局の移動の妨げになることが多い。また、屋内利用の場合、対流圏遅延や電離層誤差などが無視できるため、基準局の利用価値は屋外に比べて小さい。そこで、本節で紹介する測位手法において

は、同期型送信機を用いることで移動局・基準局間の差分を不要とする方法を採っている。しかし、この場合、スードライト送信機の位相オフセットがキャンセルできないため、理論的に整数不定性は整数にならない。そこで、整数不定性に対して整数制約を課さず、一定の誤差分散があるものとし、受信機位置と整数不定性をカルマンフィルタによって同時に推定する方法を用いる。

6.3 測位手法の概要

通常 GPS の搬送波測位は、低分解能であるが絶対位置を得ることができるコード擬似距離と、絶対位置を得ることはできないが高分解能の搬送波を組み合わせることで行う。そのため、コード擬似距離の精度が十分で無いと、搬送波測位を実現することは難しい。ここでは、絶対位置を得る手段として、コード擬似距離の代わりに、搬送波のドップラー変化を用いることで、より高精度な絶対位置を提供し、搬送波測位を実現することを目指す。

まず、測位の概要を図 6.1 に示す。本手法はまずは 2 次元測位を想定しているため、3 つ以上の送信機を用い、それらが同期している必要がある。3 つ以上の送信機は、1.3.2 項の図 1.13 のように、測位エリアを包含するように配置する。受信機は搬送波が取得できるのであれば、第 4 章で述べたドップラー測位と異なり、特別なものは必要ない。一方、搬送波にドップラー変化を起こす

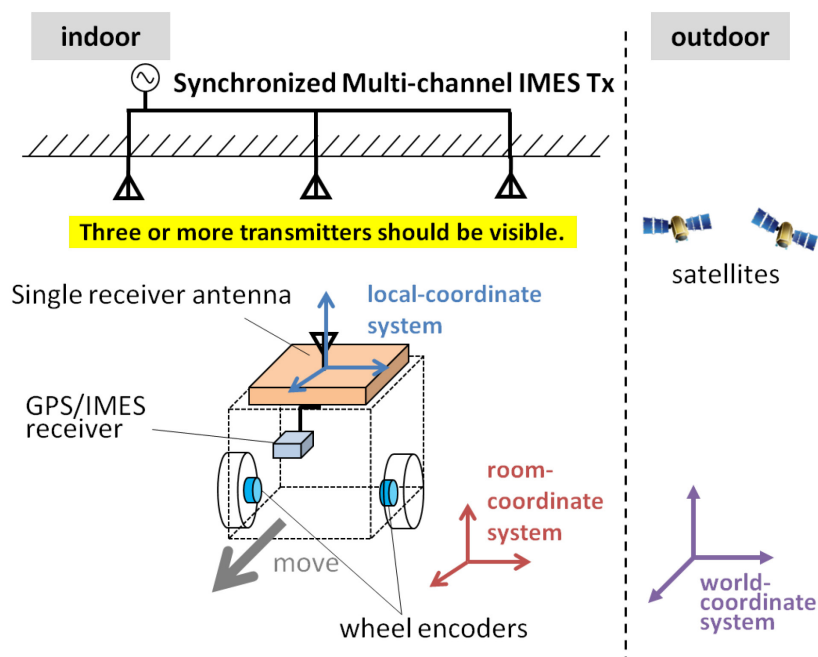


図 6.1 提案手法の概要

ためには、受信機そのものが動く必要がある（この点で、ドップラー測位の原理は第4章で紹介したものと同一である）。また、受信アンテナの単位時間あたりの移動量を知る必要があるため、ロボットにはオドメトリ（車輪エンコーダ等）が必要である。

本手法における観測値は、ドップラー変化から導かれたデルタスードレンジ（単位時間あたりの距離変化；第4章参照）の送信アンテナ間の差分（以下、単にデルタスードレンジと呼ぶ）、および送信アンテナ間の搬送波位相の差分（第5章参照）である。まず、デルタスードレンジを用いた観測方程式を以下に示す。

$$d^{kl} = d^k - d^l$$

$$= ({}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\|} - ({}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\|} + \varepsilon^{kl} \quad (6.1)$$

ここで d^k 、 d^l はそれぞれ送信アンテナ k 、 l に対する受信アンテナのデルタスードレンジ、 ${}^r\mathbf{R}_l$ は LCS から RCS に変換する回転行列（推定すべき方位含む）、 ${}^l\mathbf{v}_u$ は LCS における受信アンテナの移動速度（ロボットのオドメトリから取得）、 \mathbf{r}_t^k および \mathbf{r}_t^l はそれぞれ RCS における送信アンテナ k 、 l の位置、 \mathbf{r}_u は推定すべき受信機の位置、および ε^{kl} はデルタスードレンジの測定誤差を表す。

搬送波位相差を用いた観測方程式は、第5章の双曲線測位に用いた式(6.2)と同等になるが、送信アンテナ同士を半波長以上離すため整数不定性が除かれない点、およびフェーズシフト等で位相オフセットを取り除かない点において若干異なる。その方程式を以下に示す。

$$\lambda \phi^{kl} = \left(\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\| - \|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\| \right) - \lambda N^{kl} + \lambda \delta\phi^{kl} + \varepsilon_{\lambda\phi}^{kl} \quad (6.2)$$

ここで、 λ は搬送波の波長（190 mm）、 ϕ^{kl} は送信機 l に対応する搬送波と送信機 k に対応する搬送波の差分（搬送波位相差）、 \mathbf{r}_t^l 、 \mathbf{r}_t^k はそれぞれ送信機 l と k の位置、 \mathbf{r}_u は解くべき受信機の位置、 N^{kl} は整数不定性、 $\delta\phi^{kl}$ は位相オフセット、 $\varepsilon_{\lambda\phi}^{kl}$ はランダム誤差をそれぞれ示している。

式(6.1)と式(6.2)の観測方程式をカルマンフィルタの観測プロセスに用い、ロボットのオドメトリによるデッドレコニングを拡張カルマンフィルタ（以下 EKF）にて組み合わせることで、受信機の位置と方位、整数不定性（位相オフセットを含めるため厳密には整数でない）を推定する。本節では特に、式(6.1)のみをカルマンフィルタに適用して受信機の位置と方位を求める方法を「ドップラー測位」、式(6.1)と式(6.2)を組み合わせた方法を単に「搬送波測位」と呼

ぶ。アルゴリズムの詳細は付録 C.4 に記載する。

6.4 シミュレーションによる実験条件の検討

6.4.1 シミュレーションの概要

実験を行う前に、セットアップ等の実験条件を検討すべく、シミュレータソフトを作成しシミュレーションを行った。整数不定性が解けるかどうかは、絶対値を与えるドップラー測位の性能に依存するため、式(6.1)を用いたドップラー測位で整数不定性を解くのに十分な測位精度を達成可能か検討した。整数不定性を解くのに十分な測位精度とは、整数不定性のフロート解（小数値）を求めた際に、四捨五入することで正しい整数不定性および測位解が得られる精度のことである。整数 1 が搬送波の波長 190 mm に対応することから、それは半波長である 95 mm に対応する。これになるべく近い値の測位精度になるようなセットアップを見つけるべく、シミュレーションを行った。

シミュレーションを行うにあたり、その後の実験を行うフィールドの場所的制約を考慮し、計測エリアのサイズは 3,000 mm 四方、送信アンテナはその周囲（フィールド中心から 1,500 mm 離れた場所）に設置するように条件を固定した。また、移動ロボットに搭載する受信アンテナの高さを 828 mm とし、ロボットの動作としては、原点を中心に反時計回りに回転させることを想定した。回転動作の理由は、限られた空間内で長時間の測位が可能であるためである。その際の移動速度は、ロボットの性能と安全性を考慮して、120 mm/s（本研究では 0.5 s を 1 epoch とするので、60 mm/epoch とも言える）とした。また、シミュレーションにおいてロボットのスリップは発生しないこととした。この条件下において、以下のパラメータについて最適なものを探索した。

- 送信アンテナの数
3, 4, および 5 つの 3 通りの送信アンテナ数を想定。4 つの場合のアンテナ配置は図 6.2 に示される通りであり、3 つの場合は図中 Tx4 を削り、5 つの場合は図の中央天井に更に送信アンテナを配置した。
- 送信アンテナの高さ
すべてのアンテナで共通とし、1,700, 1,900, 2,100, 2,300, および 2,500 mm の 5 通りの送信アンテナ高さを想定した。
- ロボットの回転半径

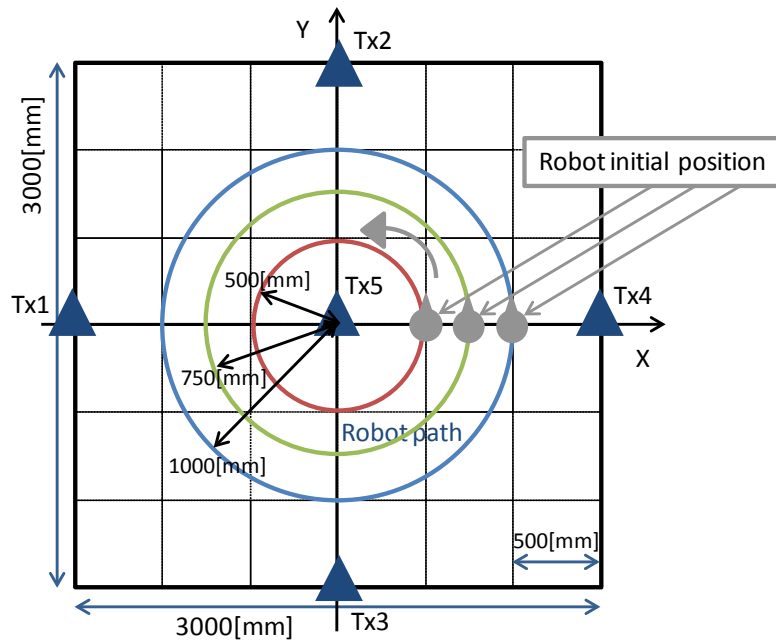


図 6.2 シミュレーション環境

500, 750, および 1,000 mm の 3 通りの回転半径を想定 (それぞれ図 6.2 の赤, 緑, 青の円). なお, 回転中心はすべて図 6.2 の中央とした. 以上の条件における計 45 通りの組み合わせにおいて, ドップラー測位のシミュレーションを 10 回ずつ行った. その際, デルタスードレンジの観測誤差 (ゼロ平均の正規分布を仮定) は, 過去の実験で取得した値である標準偏差 4.05 mm を用いた. 測位誤差の評価の際は, カルマンフィルタの収束過程を省くため, 2 周目と 3 周目の平均誤差を算出した.

6.4.2 シミュレーション結果

各条件においてシミュレーション上で測位を行った際の測位誤差をプロットしたものを図 6.3 に示す. 図より, 送信アンテナの数が多いこと, ロボットの回転半径が小さいこと, 送信アンテナの高さが低いこと (すなわち受信アンテナと送信アンテナの高さ方向の距離が小さいこと) が測位精度の向上につながることを確認できる. 特に目標である 95 mm 前後の精度 (誤差) が達成できるセットアップとしては, 送信機数を 5 つ用い, 回転半径は 500 mm 程度, 送信機高さが 2,300 mm 以下であることが分かる.

6.4.3 考察

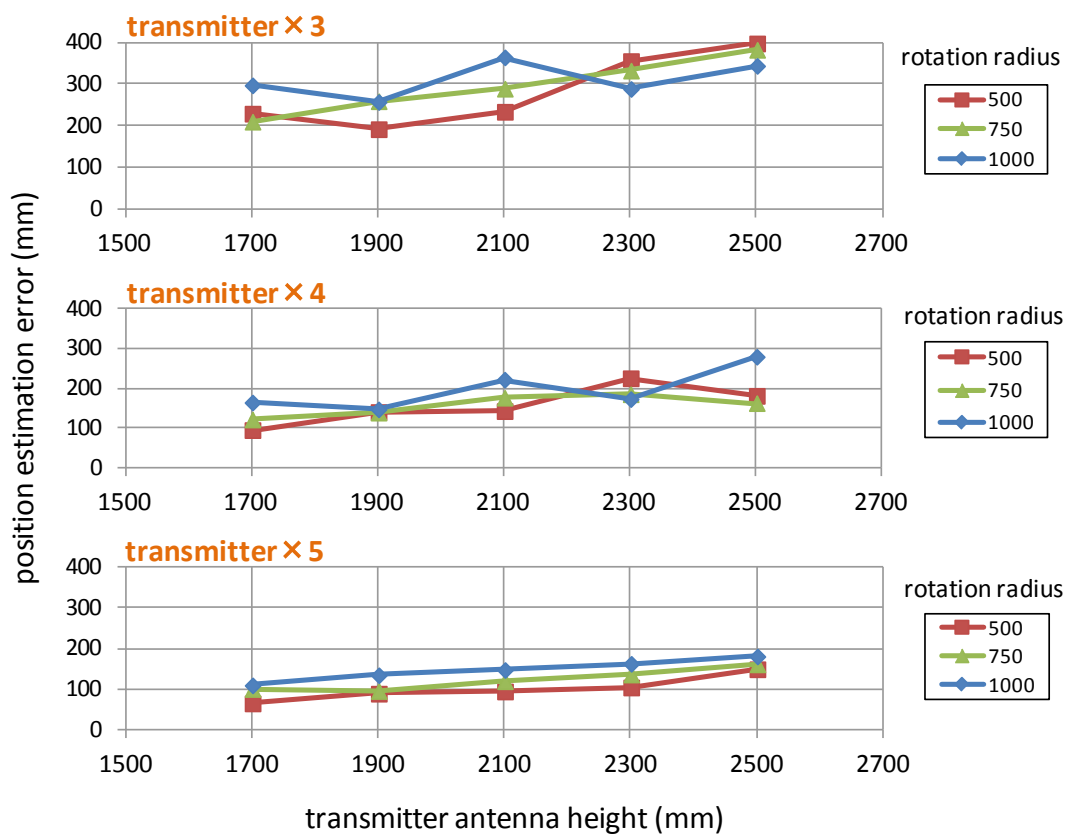


図 6.3 シミュレーション結果

送信アンテナ数が多い時に測位精度が高かった理由としては、今回想定した送信アンテナ配置の場合、アンテナ数が増えた時に受信機の移動エリアを囲むようになるため、空間的な情報量が増え、精度が向上したものと思われる。また、回転半径が小さい時に精度が比較的高かった理由であるが、回転半径が小さくなることで、複数の送信機に均等に囲まれる中心付近に受信機が存在することになったからと考えられる。最後に、アンテナ高さが低い時に精度が高かった原因は、以下のように考えられる。仮に、送信アンテナが、ロボットの動作する平面から無限遠に存在する場合、ロボットが二次元上を動作しても、ドップラーシフトはほとんど生成されない。すなわち、送信アンテナが高いほど、観測値であるドップラーシフトが小さくなり、ノイズに埋もれてしまう可能性が高いことを示唆している。従って、送信アンテナの高さが低い方が、観測値が相対的に大きく、より高精度な測位につながったと考えられる。

6.5 測位実験

提案手法を評価するため、前章で検討した条件を踏まえ、測位実験を行った。実験においては特に、ドップラー測位と搬送波測位の測位精度の比較を行う。実験に用いた送受信機としては、第5章において図5.4に示した受信機ボードと、図5.11に示した9チャンネル同期型送信機を用いた。

6.5.1 実験セットアップと手順

実験のセットアップの概要と外観を、それぞれ図6.4と図6.5に示す。5つの送信機は、シミュレーション結果に基づきそれぞれ $(x, y, z) = (0, 1530, -2096)$, $(1510, 0, -2117)$, $(0, 0, -2240)$, $(-1553, 0, -2110)$, $(0, -1537, -2120)$ (単位は全てmmである。以降、断りのない限り、座標の表記は左からx, y, zとし、単位はmmとする) に設置した。

ロボットは初期位置として、 $(0, 500, -828)$ の位置に設置し、半径500mmの円を描くよう反時計まわりに120mm/sの速度で3周走行させた。使用する受信機の動作レートが2Hzなので、EKFにより0.5秒毎に位置を推定した。ロボットの実際の位置は、環境設置のレーザレンジファインダによりリアルタイムに取得し、0.5秒毎に記録した(図6.5においてロボットに円筒状のカバーが被せてあるのはその理由からである)。5つの送信アンテナのうち、4つ以上から電波を取得している時、すなわち観測方程式が6本以上たつときはロボ

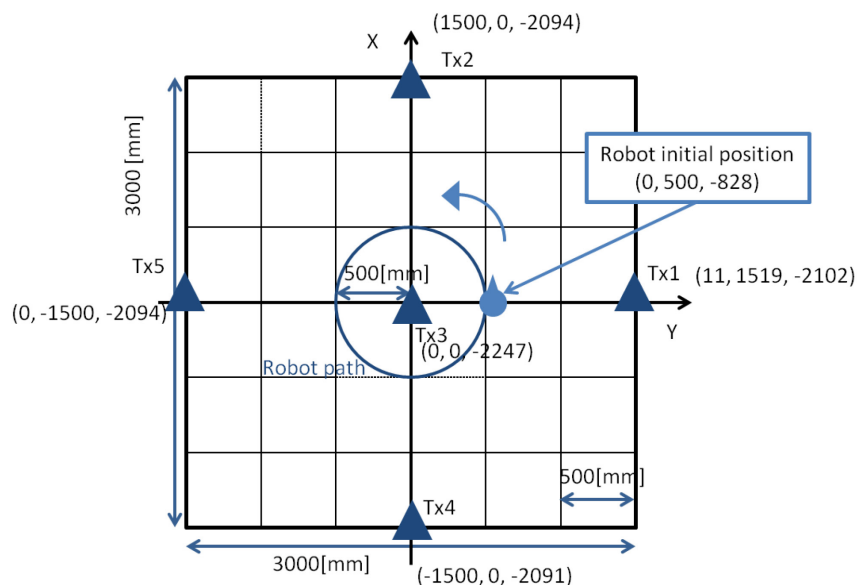


図6.4 実験セットアップ

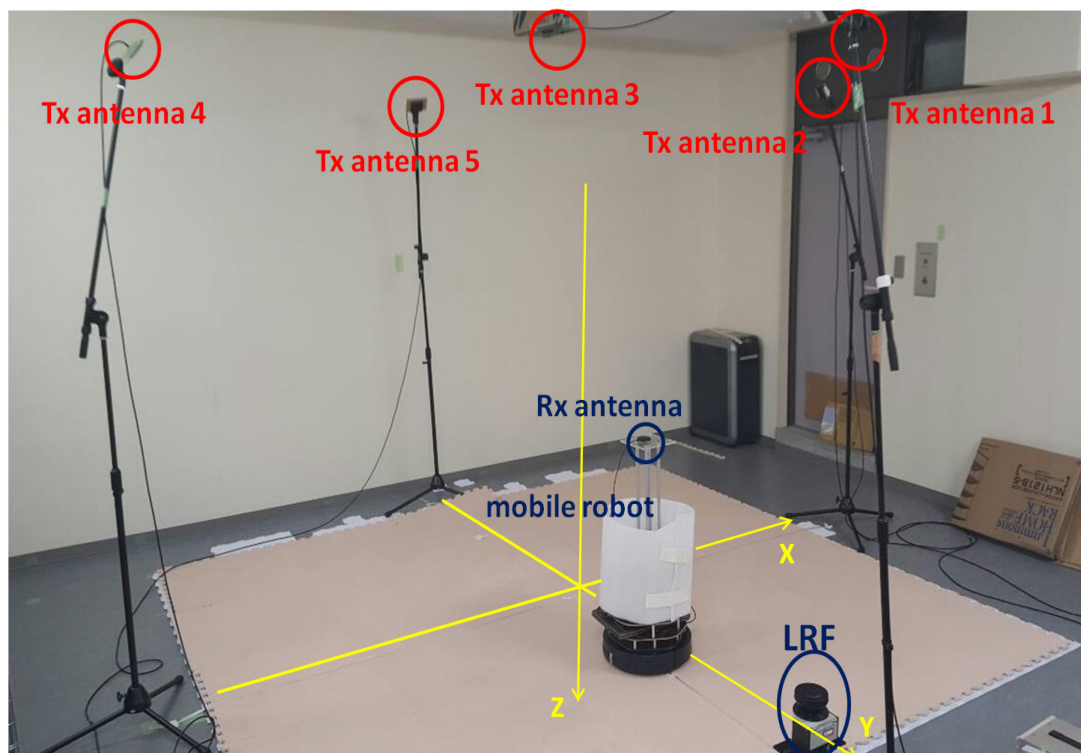


図 6.5 実験の外観

ットの移動を続け、電波の取得が 3 つ以下の時はロボットを停止するようプログラムした。

6.5.2 実験結果

1 周目, 2 周目, 3 周目のロボットの実際の位置と推定位置をそれぞれ図 6.6, 図 6.7, 図 6.8 に示す. 青の実線がレーザレンジファインダによる実際のロボットの軌跡を表し, 赤色のプロットおよび緑色のプロットがそれぞれドップラー測位による推定位置と搬送波測位による推定位置を示している. 図から分かるように, ドップラー測位, 搬送波測位ともに, 1 週目は概ね位置の収束に費やしているが, 周回を重ねるに連れて実測値に収束し, 3 週目に至っては, 特に搬送波測位の軌跡が実測値の軌跡と一致していることが分かる.

表 6.1 にドップラー測位と搬送波測位の推定誤差の平均と標準偏差を示す. 表より, 誤差平均と標準偏差ともに, 搬送波測位のほうが小さいが, 収束後は, ドップラー測位, 搬送波測位ともにセンチメートルレベルの測位を実現していることが分かる.

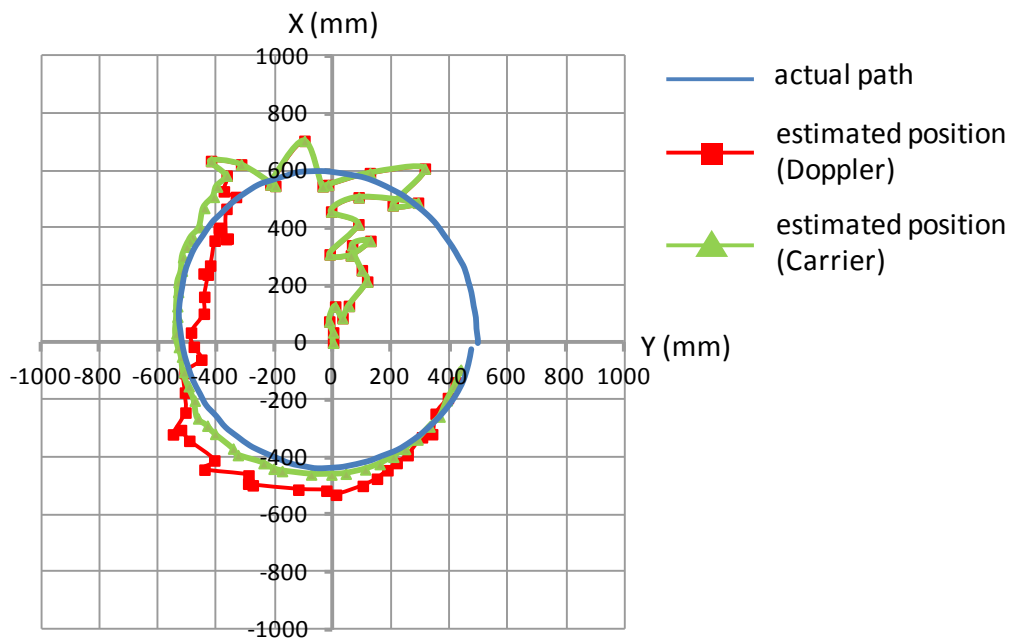


図 6.6 測位結果 (1 週目)

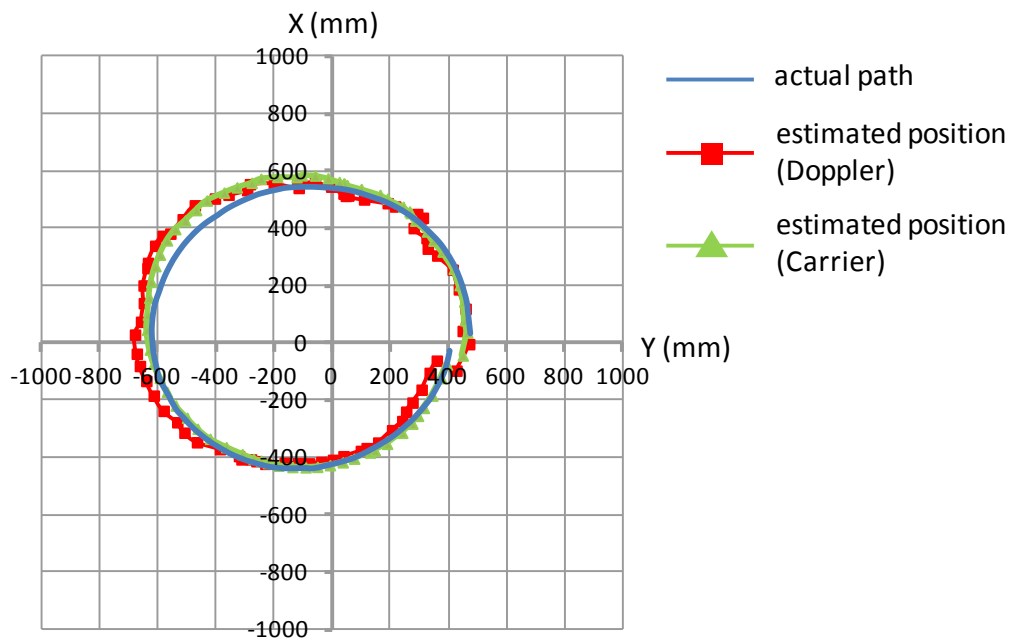


図 6.7 測位結果 (2 週目)

6.6 考察

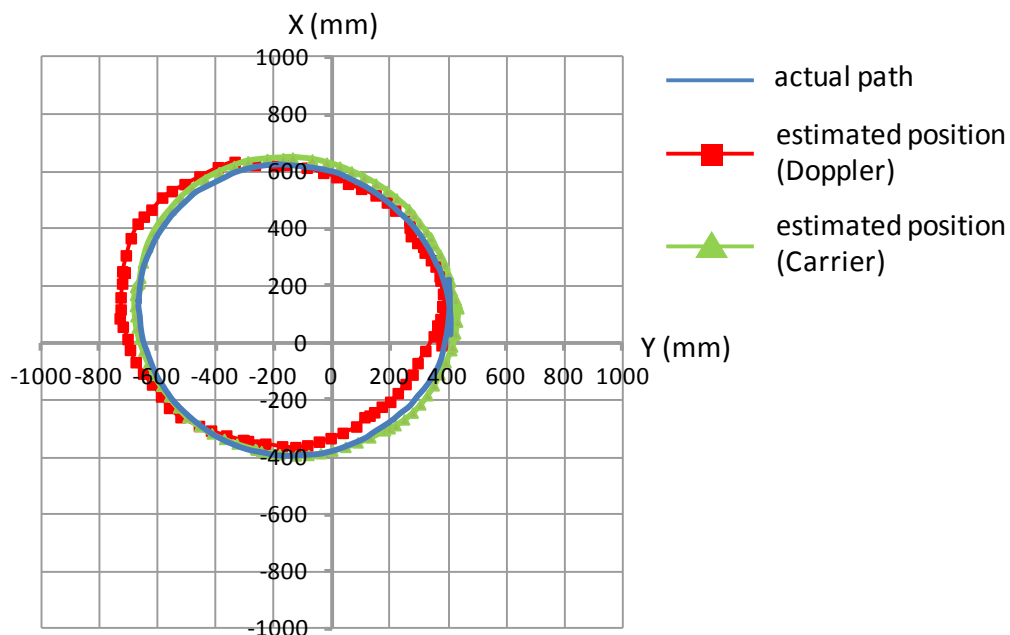


図 6.8 測位結果 (3 週目)

表 6.1 推定誤差の平均と標準偏差

	Doppler positioning		carrier phase positioning	
	average (mm)	standard deviation (mm)	average (mm)	standard deviation (mm)
lap 1	188.51	120.86	157.62	129.98
lap 2	75.76	24.28	60.73	19.71
lap 3	80.66	28.25	52.15	14.72
lap 2 & 3	78.66	26.73	55.66	17.41

ここで、誤差の比率に着目する。ドップラー測位のみでの 2 周目と 3 周目の平均誤差を、搬送波測位の 2 周目と 3 周目の平均誤差で割ると、 $78.66 \div 55.66 \approx 1.413$ という結果が得られた。これは理想的な値に近いと言ってよい。その理由を以下に説明する。まず、本研究におけるドップラー測位は送信アンテナ間で一つの差分を形成し、時間でさらに差分を形成しているため二重差といえる。一方、本研究における搬送波測位は送信アンテナ同士で差分を形成しており、一重差である。基本的に一重差から二重差をとる過程で、一重差の観測誤差の標準偏差が $\sqrt{2}$ 倍 (≈ 1.414) されるため、実験結果は理論値に極めて近いと言える (この値は若干理想的過ぎるが、何度か実験を繰り返した結果、概ね同様の値が得られた)。従って、本実験におけるドップラー測位および搬送波測位は、

想定通りに性能を発揮していたと言ってよい。

また、誤差の原因として、ドップラー測位による位置推定が、ロボットが移動を行った後ではなく、移動する前を推定しているという可能性が考えられる。受信機の動作周波数は 2 Hz であり、ここで行う推定は 0.5 秒ほど遅れていると言える。実際に、図 6.8 を見る限り、搬送波測位の結果が極めて実測値に近いにも関わらず、表 6.1 を見るとドップラー測位の結果と測位誤差が大きくは変わらないという結果となっている。つまり、搬送波測位の測位誤差は、推定の時間遅れに由来している可能性が高い。120 mm/s というロボットの速度を考えると、0.5 秒で 60 mm 進むため、表 6.1 の搬送波測位の結果からこの値を引くと、極めて測位精度が高くなる可能性がある。この問題に対する解決策として、観測方程式の設計の見直しや、EKF の設計を変更することが挙げられる。具体的には、EKF の予測フェーズと更新フェーズの順を、更新フェーズ、予測フェーズの順に変更するといった具合である。もしくは、受信機周波数をより高レートなものに変更することで、改善できると考えられる。実験で使用した受信機の動作周波数は 2 Hz であるが、市場には 20 Hz の製品も存在する。高レートなものになるほど、各エポックにおける移動量が小さくなるので、時間遅れも小さくなる。

6.7 本章のまとめ

本章では、従来のスードライトにおける搬送波測位の最大の課題であった整数不定性決定に対し、絶対位置を与える手段としてドップラー測位を用いることで解決する手法を提案した。実験の結果、ドップラー測位のみを用いた測位結果で約 79 mm、整数不定性を決定した状態での搬送波測位の結果で約 56 mm を達成した。この結果はこれまで困難だったスードライトにブレイクスルーを与えるものであり、ロボットナビゲーションへの応用を中心に、今後の研究や実用化を促進するものと言える。

第7章 結論と将来展望

7.1 本研究の成果

IMES が屋内外シームレス測位のための屋内測位インフラになるための課題である①測位の安定化，②設置・運用の容易化，③用途の拡大，および④測位の高精度化に対し，それらを実現する手法の提案と評価，および制約条件の明確化を目的に本研究を実施した。

第2章では，まず，著者らが実際に製品化した IMES の送受信機を紹介し，その設計方針と評価結果について述べた．大学のキャンパスを用いた実際的な環境における評価の結果，建物出入り口における IMES と GPS の測位情報の切り替えや，マルチパスフェージングによる不感帯の発生の回避，アンテナの使い分けなどが課題として存在することが確認できた．特に不感帯の克服は上記①の測位の安定化に繋がり，アンテナの使い分けは②の設置・運用の容易化に関係するものであるため，重要な課題として抽出された．また，IMES の標準的な使用方法では，測位エリアが狭く，低速移動の歩行者にしか対応できないため，③の用途の拡大のためにはこれを改善する必要があることが分かった．

これら抽出された課題に対し，まず，測位安定化の障害になる不感帯発生の回避を実現するため，送信ダイバーシティという手法を提案した．複数の送信チャンネルを一定間隔離すことで，チャンネルごとに不感帯の発生位置をずらすことができ，電波の取得成功率を向上できることが確認された．また，アンテナの使い分けの際に，アンテナを物理的に交換する手間を省くための手法として，可変ビーム幅アンテナおよびデュアルビーム幅アンテナを提案した．実際にデバイスを開発し，テストを行った結果，可変ビーム幅アンテナではビーム幅を電気的に変化させることに，デュアルビーム幅アンテナでは2つ異なる放射方向の電波を発生させることに成功した．加えて，用途の拡大の一環として電車などの高速移動体の測位に対応するため，漏洩同軸ケーブル (LCX) をアンテナとして提案した．実際の電車を使ってフィールド評価を行い，LCX を延長することで高速移動体に対し IMES が十分応用可能であることを示した．

第3章～第6章では，上記④の高精度化を念頭に置き，スードライトの課題克服も含む IMES の高精度化の検討を行った．ここでは表 7.1 を用いて，それ

表 7.1 IMES 高精度化手法の整理

	第 3 章	第 4 章	第 5 章	第 6 章
観測値	搬送波ノイズ比	搬送波ドップラー	搬送波位相	搬送波ドップラー 搬送波位相
測位方式	三辺測量	ドップラー測位	双曲線測位	ドップラー測位 + 双曲線測位 ※EKF 等を用いた動的推定必須
測位精度	dm~m	cm~m	cm~m	cm
システムの 簡便さ	◎	△	○	○
利点	既存の受信機が使用可能.	複数の送信アンテナを用いれば高精度測位が可能.	既存の受信機が使用可能 (搬送波位相の取得が条件).	既存の受信機が使用可能 (要搬送波). 高精度.
欠点	他の手法に比べ低精度.	特別な可動型受信機が必要.	アンテナ位相中心変動に弱い.	受信機が動かないと測位できない.
応用	物品管理 車両管理 店内の売り場誘導 等	ロボットナビゲーション	ロボットナビゲーション 店内の売り場誘導 等	ロボットナビゲーション

ら手法を比較する.

まず第 3 章では, 物品管理や車両管理, スーパーマーケット等での店内の売り場誘導等を実現可能なサブメートルレベルの測位の実現を目的とし, 搬送波ノイズ比を観測値として使用する測位方法を提案した. 搬送波ノイズ比は電波強度と同様の意味を持つ指標であり, ほとんどの GPS 受信機で出力可能な値であるため, 屋内外シームレス測位にとって有効な観測値となり得る. 本手法は, 特別な送受信機を必要としないため極めて簡便という利点があるが, 観測値が本質的に不安定という問題がある. そこで, 本研究においては, ロボットのエンコーダ情報をカルマンフィルタによって統合することで, 平均で約 22 cm, 95%の誤差範囲で約 46 cm の測位精度を実現した. また, 本手法を人に適用する場合, 人体によって電波が妨害されるため数メートルレベルまで測位精度が低下することも確認した. ただし, 人体の影響をモデル化できれば, ロボットに準じるレベルの測位精度が期待できるため, その研究は今後の課題とした.

第 4 章から第 6 章では, 主にロボットナビゲーションをアプリケーションとして想定し, センチメートルレベルの測位を目標に研究を実施した. まず, 第 4 章では観測値として IMES 搬送波のドップラー変化 (距離換算ではデルタスードレンジ) を用いた, ドップラー測位手法を紹介した. 本手法は駆動機構を

持つアンテナが回転することで、自らドップラー変化を引き起こし、それによって位置を推定するという手法である。最も基本的な基本ドップラー測位から理論化し、方位も推定するドップラー位置方位推定、さらにそれをリアルタイムかつ受信機プラットフォームが移動しながら行う **RTK** ドップラー位置方位推定にまで発展させた。その測位性能として、好条件において数センチメートルの測位精度を達成した。ドップラー測位に使用される受信機は機械要素を用いているため、他の高精度化手法の受信機と比較し複雑になるという欠点がある。ただし、機械要素で構成されるロボットとの親和性は高いと言える。

第 5 章では、観測値としてアンテナアレイの各アンテナから送信される搬送波位相の差を用いた、双曲線測位を提案した。本手法の利点は、搬送波ノイズ比を用いた測位同様に、既存の **GPS/IMES** 受信機が使用できる点である（ただし、搬送波位相が取得できる必要がある）。そのため、ロボットへの応用のみならず、人に対するサービスへの適用も視野に入れることができる。測位実験の結果、幅はあるがセンチメートルからメートルレベルの結果が得られた。この幅を生み出している主な原因はアンテナ位相中心変動と考えられ、これを低減することが今後の課題として残った。しかし、送信アンテナ直下や送信アンテナアレイの中央において良好な測位結果（最良でセンチメートルレベル）が得られることが確認できたため、人やロボットのデッドレコニングの初期値を与える用途として、現状のままでも使用可能なことが示唆された。

第 6 章では、これまで困難だったスードライトの搬送波測位に対し、ドップラー測位を応用することで実現を試みた。具体的には、ドップラー測位と双曲線測位、およびロボットのオドメトリをカルマンフィルタで統合することで、スードライトで困難だった整数不定性を決定すると同時に位置を推定した。実際には第 4 章同様にドップラー測位のみでも測位可能であったが、搬送波を用いたほうがより測位精度が高くなることが確認できた（数センチメートルの測位を達成）。本手法は、搬送波位相が取得できれば既存の **GPS/IMES** 受信機が使用可能という利点があるが、一方で、ドップラー変化を引き起こすために、受信機がロボットなどに搭載されることで移動しなければならないという欠点がある。もしそれが許容できるのなら、**IMES** 高精度化手法の中で最高精度の測位性能を提供できる。

このように本論文では、屋内測位インフラという観点から、**IMES** の標準的な電波送信手法を拡張した方法と高精度化手法を多岐に渡って論じた。そのどれを取っても、すべての側面で優れているという手法はなく、長所と短所あるのが現状である。このような場合、各手法の向き不向きを考慮し、用途に応じて使い分けることが望ましい。今後、**IMES** は、まず人間用の測位インフラとして整備され、サービスロボットの普及に応じて、将来的には人間と共存する

ロボット用のインフラとして展開すると予想される。これらの整備の際に、本研究の成果がガイドラインとして一定の役割を果たすことができると考える。

7.2 将来の展望

将来の展望を述べるにあたり、本研究を中心としたこれまでの著者らのIMES研究の沿革について、図7.1を参照しながら振り返る。まず、第1章において、早稲田大学WABOT-HOUSE研究所におけるスードライト研究について述べた。早稲田大学と(株)日立産機システムが2004年より共同で開始した研究であるが、既に述べたように、スードライトには屋内使用における解決困難な課題が見出されたため、日立グループによる事業化としてはIMESに焦点が当てられることになった。実際にIMES送信機の開発に着手したのは2007年である。その後、日立グループでは、新丸ノ内ビル、阪急三番街、網走刑務所博物館、鉄道博物館、東京海洋大学（第2章）、等における多数の実証実験を通して実用化への課題を見出した。そこで抽出した課題を解決することに加え、

No.	章	研究開発テーマ	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15
1		日立グループにおける取り組み												
1.1	-	原理実験			▶									
1.2	2	送信機開発				▶	▶	▶	▶	▶	▶	▶	▶	
1.3	2	実証実験						▶	▶	▶	▶	▶	▶	
1.4	B	送信機量産(認証機能)											▶	▶
1.5	3	送信ダイバーシティ						▶	▶	▶	▶	▶	▶	
1.6	3	可変・デュアルビームアンテナ										▶	▶	▶
1.7	3	漏洩同軸ケーブル							▶	▶	▶	▶	▶	
2		早稲田・日立共同の取り組み												
2.1	1	スードライト@WH研	▶	▶	▶	▶	▶	▶	▶	▶	▶	▶	▶	▶
2.2	4	搬送波ノイズ比測位											▶	▶
2.3	5	ドップラー測位							▶	▶	▶	▶	▶	▶
2.4	6	搬送波双曲線測位									▶	▶	▶	▶
2.5	7	スードライト												▶

図 7.1 IMES 研究の沿革

IMES のインフラ化を更に進めるため、送信ダイバーシティ、可変・デュアルビーム幅アンテナ、および漏洩同軸ケーブルなどの研究開発を実施した。また、開発が進むにつれ、国内の IMES 関係者において、1.4 節の本研究の目的と意義で述べたように、屋内測位インフラになるために必要な条件である送信機位置の保証、つまり送信機の送信する位置情報の正しさを担保する仕組みが必要であるとの認識が広まった。そこで日立グループでは、それを実現するアクティベーション機能（付録 B.2）を搭載した送信機を 2014 年に製品化した。

一方、早稲田大学との共同研究においては、5 年以上に渡るスードライト研究の知見を活かし、第 4 章で紹介したドップラー測位という IMES 高精度化のブレイクスルー技術を見出した。この頃までには、送信機と受信機の両面からシステムをデザインできるノウハウを獲得していたため、第 5 章で紹介した搬送波を用いた双曲線測位、第 3 章における搬送波ノイズ比を用いた測位など、新たな測位手法を提案することができた。そして、それらの研究成果を活かし、スードライトにおける最大の課題である整数不定性を克服する方法論を考案し、第 6 章にて、新たなスードライトとして結実させた。

このように、スードライトから IMES まで、GPS 互換信号を用いた屋内測位を包括的に研究してきたグループは世界的に類がない。GPS の最大の魅力は、世界的に担保された位置の特定出来るインフラであることである。その特徴を利活用するために、複数の衛星システムが共存しかつ高度化している状況である。電子デバイス技術も進歩し、今では腕時計にも GPS 受信チップが内蔵されている。航空機、船舶、鉄道、自動車、産業・農業機械、軍事兵器まで屋外で使われる殆ど全ての機械に GPS または GNSS 受信機が搭載される時代になってきた。人間や動物に対しても同様である。そのような GPS を屋内の人間社会生活空間の中で活用できるように、そしてロボットとの共存社会の位置情報インフラになるのではと考え本研究を進めてきた。

将来の展望としては、まず、インフラ化要件として実施した個別の研究を統合可能か検証する必要がある。例えば、以下のような統合システムの検証が考えられる。

- 共に近距離に送信アンテナを配置する送信ダイバーシティ方式と搬送波双曲線測位の同時実行とその有効性の検証
- 可変ビーム幅アンテナやデュアルビーム幅アンテナを用いての搬送波ノイズ比測位やドップラー測位の実現可能性調査
- 漏洩同軸ケーブルを用いた高精度測位の方法論の検討
- 異なる観測値（搬送波ノイズ比、ドップラー、搬送波）を用いた高精度化手法を統合した際の測位安定性と測位精度

このような検討を進めることで、各手法における長所短所のトレードオフを超

えた、優れた設計が導かれる可能性がある。それにより、インフラ化の実現可能性はより高まるはずである。また、インフラとして欠くことができないのは、運用規則の策定や法的な整備である。例えば、漏洩同軸ケーブルに inputs する電波強度が IMES 標準の微弱無線のレベルだと、電波の減衰により大きくケーブルを延長することが難しい。その際、適宜増幅器を入れるべきか、送信出力を大きくしてよいかなど、規則作りとセットで検討する必要がある。

IMES は、2007 年 10 月に米国防省より地上補完用の PRN コードを割り当てられ運用を開始したものであるが、2017 年に 10 年の期限を迎えることになる。これまで位置を保証する方法など、インフラとして安心して利用できる運用方法も決まり、それに対応できる送信機や受信機の製品化も進んできている。既存の GNSS との干渉もなく、極めて親和性の高いシステムといえる。また、本研究の成果の様な屋内での高精度測位の可能性もあるシステムであり、今後も様々な適用先の事例研究が進んでいくと考えられる。現在、運営管理元である JAXA を中心に、IMES の PRN コード使用更新を米国に対し働き掛けを行っているが、ぜひ同仕様で継続して使用できるよう切望する次第である。

まずは人間のための IMES が日本だけでなく、GPS と同じように世界で認知されたインフラとして普及させたい。そして、その技術の延長として必要なところには、高精度化を実現させた IMES インフラを普及させ、ロボット自身も使えるグローバルで屋内外シームレスな測位環境を実現したいと考えている。その思いが早稲田大学 WABOT-HOUSE 研究所の原点でもある。

付録A 用語説明

C/N₀

Carrier to noise density ratio ; 搬送波ノイズ比. 搬送波強度のノイズに対する比率. 単位は dB-Hz. GPS 受信機の場合は, 搬送波の強度を直接観測できないため, 受信機内レプリカ信号と受信電波の一致率としてこの値を出力する. より詳しくは[99]を参照.

EKF

Extended Kalman Filter ; 拡張カルマンフィルタ. 非線形の予測方程式・観測方程式に対応したカルマンフィルタ.

LCX

Local Cordinate System ; 局所座標系. 受信機に固定された座標系. ドップラー測位全般で使用される.

MCX

Magnetic Cordinate System ; 磁気座標系. 地磁気が指す方位と重力方向からなる座標系. 基本ドップラー測位にのみ使用される.

RCX

Room Cordinate System ; 室内座標系. IMES が設置された室内で任意に定義された座標系 (水平面は重力方向に垂直). ドップラー測位全般で使用される.

観測方程式

受信機の観測値 (実装値) と送受信機の位置関係, 誤差等をモデル化した方程式. これを解くことで位置が求まる.

サイクルスリップ

位相飛び. 送波位相を追尾している受信機が, 電波干渉等の理由で追尾に失

敗すること。

精度劣化指数

電波を観測し位置を計算するにあたり、電波の観測誤差が位置誤差にどのように反映されるかの指標。詳細な定義は付録 C.5 を参照。DOP (Dilusion of Precision) と略されることが多い。

マルチパス

壁や床で電波が反射すること、またはその電波。特に屋内環境においてはマルチパスの影響が大きく、測位において深刻な問題となる。

付録B IMES の仕様

B.1 IMES の概要

B.1.1 IMES と GPS の相違点

IMES の概要について説明する（詳細は[100]を確認のこと）。

表 B.1 は IMES と GPS の信号の違いをまとめたものである。IMES 信号は、GPS 衛星の L1-C/A 信号と互換性のある周波数、変調方式、拡散符号、およびデータメッセージ・フォーマットを用いる。周波数は GPS 衛星の L1-C/A 信号との電波干渉を軽減するため、GPS L1-C/A 信号の中心周波数より 8.2KHz をオフセットし、1.5754282GHz(将来拡張用 1.5754118GHz)と定義されている。

PRN 番号は米国が管理するゴールド符号の系列の識別番号で、送信時はキャリア周波数を特定 PRN のコードで BPSK により直接スペクトラム拡散を行う。受信時は PRN 番号を変えながらサーチし、送信時の特定 PRN と同じコードのときに逆拡散で復調される仕組みである。2007 年に米国 GPS の運用管理機関である GPSD (Global Positioning System Directorate (コード割り当て・許諾時は、Global Positioning System Wing)) が L1C/A の PRN コード (173~182) を IMES 用として割り当て、JAXA に使用を許諾したものである。

IMES の送信出力に関しては、日本の電波法上は 1.5GHz 帯では約-65dBm 以下であれば微弱無線として免許不要になる。表 1 の規定は電波法上の上限を示しており、IMES 送信機は最大出力時でも微弱無線の範囲内になるよう設計される。実際の運用ではアッテネータによりさらに電波強度を抑制し、概ね-70~-75dBm 程度に減衰させて使用する。-65dBm は相当に微弱なレベルであり、IMES ではいかに安定に微弱電波を制御するかが送信機実装の一つのポイントとなる。

ビットレートは当初の 50bps に加え、高速な 250bps の仕様が 2013 年 3 月 27 日に公開された JAXA 制定版の仕様書で加えられた。フレーム構成はメッセージタイプと呼ぶ識別子によって現在のところ 1~4 ワードの構成が定義されている。未定義のメッセージタイプも予約されているため、将来の拡張が可能である。

IMES 信号のメッセージフォーマットは GPS L1-C/A 信号と同じく 1 ワード (30bit) のメッセージストラクチャを用いて、24bit にデータを、6bit にパリ

ティを格納する。メッセージには、GPS L1-C/A 信号の航法メッセージの代わりに、緯度・経度・高度などの位置情報データを格納して送信する。メッセージの1フレームの長さは、IMES 信号のメッセージタイプによって異なり、ショート ID メッセージであれば1ワード、ミディアム ID メッセージであれば2ワード、緯度・経度・フロア階数の位置情報1メッセージであれば3ワード、緯度・経度・高度・フロア階数の位置情報2メッセージであれば4ワードである。IMES 送信機は、自身に設定された位置情報（緯度・経度・高さ情報や ID など）を放送する。なお、ショート ID または、ミディアム ID は単独では送信してはならないことが規定されており、必ず、緯度・経度・フロア階数の情報を持つ位置情報メッセージと組み合わせて送信する。

以下用語説明。

IS-QZSS : Interface Specifications for Quasi-Zenith Satellite System/準天頂衛星のユーザインタフェース仕様書

BPSK : Binary Phase Shift Keying/二位相偏移変調

CDMA : Code Division Multiple Access/符号分割多元接続

表 B.1 GPS と IMES の信号の違い

	GPS L1-C/A (P コードを除く)	IMES L1-C/A (IS-QZSS v.1.5 版)
中心周波数	1.57542GHz	1.5754282GHz (予備:1.5754118GHz)
変調方式	BPSK	
アクセス方式	CDMA	
拡散変調	直接スペクトラム拡散	
拡散符号長	1023	
チップレート	1.023Mcps(C/A コード)	
PRN 番号 (衛星番号)	1~32	173~182 番
送信出力	+44dBm	約-65dBm 以下
ビットレート	50bps	50 or 250bps (高速)
1 ワード	30bit (24bit +パリティ 6bit)	
1 サブフレーム	10 ワード	
1 フレーム	30 サブフレーム	1~4 ワード
測位方式	レンジベース	レンジフリー

PRN 番号：Pseudo Random Noise 番号/擬似雑音符号のビット配列に関係した番号

B.1.2 IMES の測位方式

IMES の測位方式はレンジフリー測位方式を採用している。レンジフリー測位方式は、あらかじめ位置情報が既知であるランドマークを設置して、各センサ端末は複数のランドマークとの位置関係から位置を推定する。

IMES 対応 GPS 受信機は受信した IMES 送信機からの位置情報を自身の位置とする。IMES 信号のアクセス方式は CDMA であるため、同時に複数の IMES 信号を受信可能である。複数の IMES 信号を受信した場合は、最も受信信号強度の高い信号の位置情報を自身の位置とするか、複数の位置情報の中間点を現在位置とする。

また、IMES の測位精度は IMES の測位方式がレンジフリーであるため、IMES 信号の到達範囲が重要である。到達範囲は、IMES 送信機が送信する送信出力、信号品質、送信アンテナの放射パターンに依存する。IMES の測位精度は、10 m 程度と一般的に言われている。これは IMES 信号の送信出力を電波法微弱無線規定の最大出力で送信した場合の到達範囲から推定している。しかし、送信出力が高くても、信号の波形が歪んだりして信号品質が悪ければ、到達範囲は狭くなる。また、送信アンテナの特性により、電波の飛ばない方向であれば到達距離は短くなる。

IMES 対応 GPS 受信機の特性

一般的な GPS 受信機は、GPS 信号を捕捉するダイナミックレンジの幅が 15 ~20[dB]程度であり、IMES 対応 GPS 受信機も同じである。これは、無線 LAN などの他の無線システムに比べると非常に狭い。

IMES では、受信信号強度に相当する C/No が 40[dB Hz]程度より弱いと、IMES 対応 GPS 受信機では信号の捕捉時間が徐々に遅くなり、35[dB Hz]を下回ると捕捉できなくなるものが一般的である。

また、受信信号強度が 55[dB Hz]より強いと、サチレーションという現象を起こし、PRN 番号を誤検知する他、信号の捕捉時間が長くなる。

IMES 信号の受信時間

IMES 信号の受信時間は、IMES 対応 GPS 受信機における、信号捕捉時間と信号追尾・復調・デコード時間の 2 つに大きく分けられる。

IMES 信号の捕捉時間は、IMES 対応 GPS 受信機の信号捕捉方式やその性能に依存する。IMES の信号捕捉方式は、一般的な CDMA と同じく、シリアル

サーチ方式と、マッチドフィルタ方式の2つがあるが、IMES 対応 GPS 受信機がどちらの方式を用いているかは一般には公開されていない。

シリアルサーチ方式は、回路規模が小さいが、信号捕捉時間はマッチドフィルタ方式に比べて長いとされる。マッチドフィルタ方式は回路規模が大きいですが、信号捕捉時間が短い。GPS 受信機によるシリアルサーチ方式の実装例では、0.5 チップ、500Hz 刻みで受信信号と一致するレプリカ信号を探す。

IMES 信号の受信時間は、250bps で位置情報 2 の IMES 信号をシリアルサーチ方式の IMES 対応 GPS 受信機で受信すると、受信時間は C/No が 47[dB Hz]において 3 秒程度と推定される。

マルチパスによる不感地帯

IMES 送信機が設置される屋内や地下空間においては、建物の壁や床、柱などで反射波が生じる。直接波と反射波が合成されると、受信信号強度が極端に低くなる不感地帯が発生する。これをマルチパスによる不感地帯と呼ぶ。これにより、自由空間の減衰による計算では、本来電波が届く距離であっても、IMES 信号を受信できない場合がある。

2009 年ごろの初期の IMES 実証実験ではこのような不感地帯が実証実験の問題となり報告された。2010 年 2 月に経済産業省の「e 空間実証プロジェクト」の一環として実施した「光のマジカルクエスト in 阪急三番街北館」の実証実験[101]以降、同一の位置情報を異なる 2 つのアンテナから、異なる PRN 番号で送信する複数 IMES 信号による送信ダイバーシティ方式を用いるのが一般的である。

IMES の移動体への適用範囲

IMES の移動体への適用範囲は、IMES 信号の到達範囲と、IMES 受信機での受信時間に依存する。50bps の IMES 信号を用いた列車への適用実験では、漏洩同軸ケーブルアンテナを用いた実験が行われ、時速 40km 程度でも適用可能なことが報告されている。

シームレス測位

IMES 信号は、GPS 信号と互換性があり、GPS 受信機はソフトウェアの改修でシームレス測位に対応可能とされる。しかし、実際のシームレス測位性能は、IMES 対応 GPS 受信機の実装に依存し、IMES 対応 GPS 受信機メーカー各社の競争領域である。

シームレス測位は、屋外から屋内へのシームレス測位と、屋内から屋外へのシームレス測位の 2 つに分けられる。

屋外から屋内へのシームレス測位と、屋内から屋外へのシームレス測位には、それぞれ異なる技術や運用が求められる。

(1) 屋外から屋内へのシームレス測位

屋外から屋内へのシームレス測位においては、IMES 対応受信機が IMES 信号の探索に、どれくらいのリソースを割り当てているかに依存する。

電池駆動で低消費電力を考慮した GPS 受信機は、同時に受信できる信号数は 12~16 チャンネルが一般的である。

このうち IMES 用にチャンネルを割り当てるとすると、1~4 チャンネル程度しか割り当てることができない。

このリソースで、PRN 番号 173~182 番の 10 個の IMES 信号を探す必要があり、屋内に移動した際に、IMES 信号を直ぐに捕捉できない可能性がある。屋内と屋外の境界では使用する IMES 信号を 173 番固定にしたら良いのではないかなどの意見が提唱されているが、現状、統一の運用ルールはない。

(2) 屋内から屋外へのシームレス測位

屋内から屋外へのシームレス測位においては、IMES 対応 GPS 受信機が屋外において、高精度で測位できるか否かに依存する。

特に、屋内に数時間滞在してしまうと、GPS 測位に必要なエフェメリス情報が 2 時間ごとに更新され、寿命が 4 時間であるので、IMES 対応 GPS 受信機が保持しているエフェメリス情報が古くなってしまい、屋外において測位できなくなってしまう。屋内から屋外への移動の際には、最新のエフェメリス情報を更新しておく必要がある。

また、屋内と屋外の境界はでは GPS 衛星が建物の影に隠れているケースが多く、測位精度が悪化しやすい。屋外に出た瞬間は GPS 衛星による測位が安定せず、大きな誤差を生じるケースがある。

B.1.3 IMES 送信機管理の必要性

さて、IMES 用に割り当てられた PRN の使用にあたって、米国からの使用許諾前提条件は次の 3 つであった。

- ① 日本国内限定
- ② 10 年間限定（2017 年以降は更新が必要）
- ③ GNSS サービスに影響を与えないこと

これら①～③の条件をクリアするために、JAXA は、技術基準を満たした IMES 送信機が日本国内でのみ正しい座標を出力するとともに、GNSS サービスに影響を与えないよう管理することが求められている。IMES の普及展開のためには、次のような管理項目を考慮する必要がある。

- ・ IMES 送信機の目的外使用の防止
- ・ IMES 送信機による適切な位置情報の送信
- ・ PRN コードの重複による IMES 送信機間の干渉防止
- ・ IMES 送信機の送信電力の管理

以上のような背景から、IMES 送信機の厳密な管理が必要とされ、逆に厳密な管理を行うことで IMES 送信機が出力する位置情報が担保できる下地ができた。IMES 送信機には厳密な管理を行うための仕組みが求められている。

表 B.2 は JAXA 発行の IMES 送信機管理実施要領[102]に規定された IMES 送信機のタイプと管理レベルをまとめた表である。A 型、B 型、C 型は機能の違いによる IMES 送信機の分類であり、それら機能の違いによってどのように管理しなければならないかの管理レベルが異なることを示している。

表 B.2 IMES 送信機のタイプと管理レベル

		A 型送信機	B 型送信機	C 型送信機
アクティベーション機能※1		○	○	×
ディアクティベーション機能※2		○	×	×
取り付け場所	天井裏	○	○	○
	天井	○	△手が届かない場所または容易に取り外せない方法で設置	
	壁	○		
形状	照明器具内蔵	○	×	×
	壁コンセント	○	×	×
所在確認		不要	1 回以上/6 ヶ月	
型式認定		必要	必要	必要
メーカー指定		無し	無し	有り
出荷制限		無し	無し	取付け計画要
廃棄証明		不要	必要	必要

※1：設置時に運用管理者から配布されるアクティベーションコードを用いなければ IMES 信号を送信できなくする機能

※2：取り外した場合に信号の送信を停止し，所定のアクティベーション操作を行わないと信号を再送信できなくする機能

機能として求められるのがアクティベーションとディアクティベーションという 2 種類の機能である。表 2 欄外の説明にあるように，A 型，B 型送信機はアクティベーションというプロセスを踏まない限り，座標情報の電波を送信しない。A 型はさらに移設を検知すると，アクティベーション前の電波を出さない状態に戻るディアクティベーション機能を備える。これにより，A 型の IMES 送信機の管理レベルは表のように大幅に緩和される。C 型は開発用と考えてよい。

B.2 IMES の運用管理

図 B.1 は IMES 運用管理における管理者、運用者および製造販売者の相互関係を示したものである（詳細は[102]を参照）。

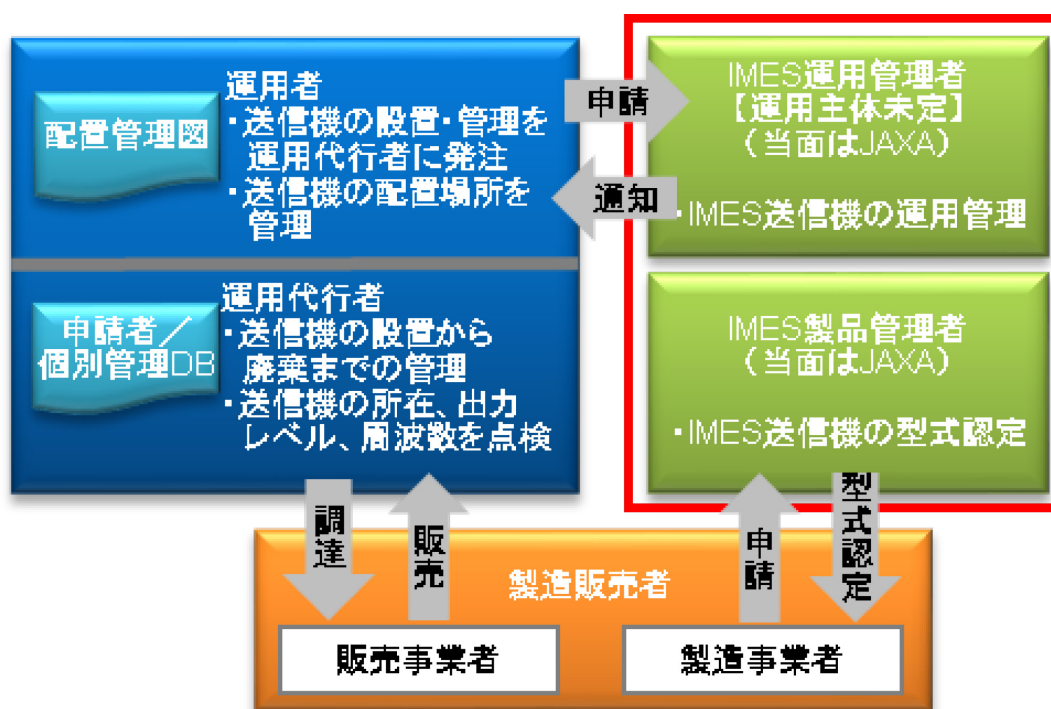


図 B.1 IMES の運用管理

管理者は IMES の適切な運用を管理する者で、現在は IMES 運用管理者および IMES 製品管理者ともに JAXA が主体となっている。

製造販売者は仕様に基づく IMES 送信機を製造・販売する者で、IMES 送信機は IMES 製品管理者から型式認定を受ける必要がある。現在、何機種かの IMES 送信機が型式認定を受けており、JAXA のサイトから閲覧することができる。

運用者および運用代行者は、例えばビル、地下街など管理している者で、IMES 送信機の設置、運用を行おうとする者およびその代行者のことである。

運用者は管理者に対して設置申請を行う。具体的には IMES 送信機を設置しようとする設置場所の座標(緯度、経度、階数など)、PRN 番号、送信機の情報(型式、個体を識別できるシリアル番号、仮に決めた送信電力など)をリストにして仮申請する。

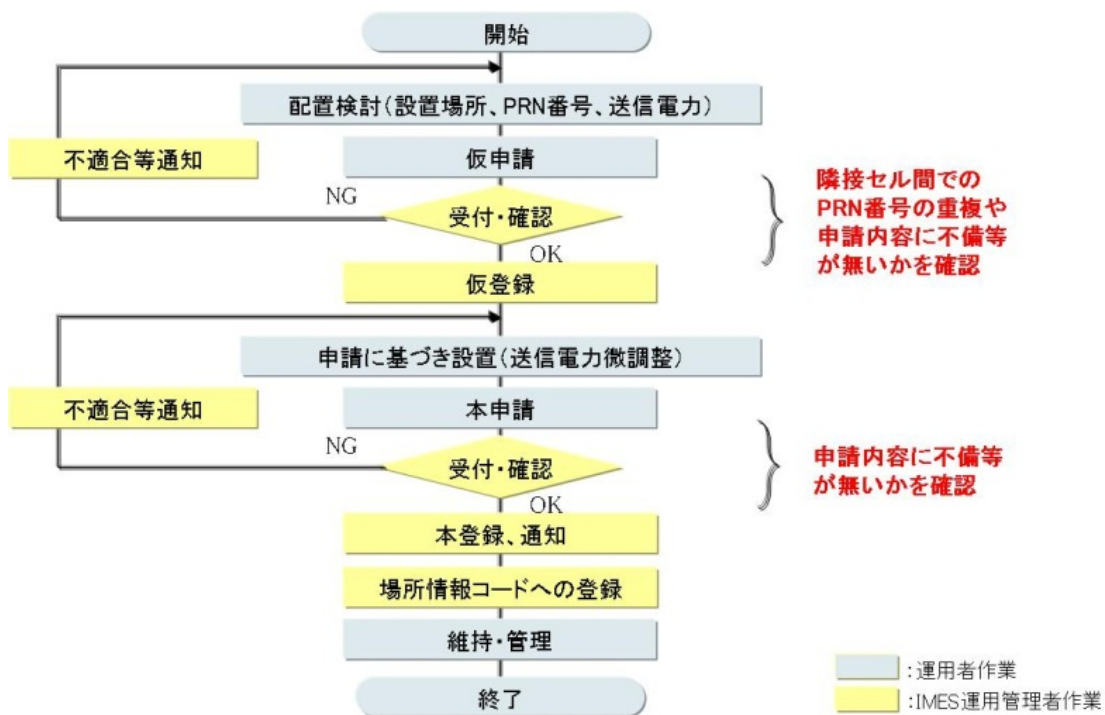


図 B.2 IMES 送信機の設置申請の流れ(常設設置)

図 B.2 はこの様子をフローにしたものである。

B.2.1 仮申請まで

配置検討・位置情報算出・仮申請では、IMES 送信機の設置位置を決定したうえで設置先の座標を算出し、設置先座標・設定値（階数、PRN 番号）などを JAXA に対して申請する。

位置情報の算出では、配置検討を行った図面より緯度・経度の算出を行う。屋内では GNSS による測位が不可能なためである。位置情報の算出のため、配置検討を行った図面上の 2 点の緯度・経度を決定する。決定した緯度・経度を利用し図面と散布図を重ね合わせ、図面上の IMES 送信機の位置とプロットが重なるよう IMES 送信機の緯度・経度を算出する。

IMES 送信機の配置・PRN 番号の割り当て・位置情報の算出完了後に JAXA への申請を行う。申請内容に不備があれば再度申請となるが、不備がなければ申請内容を反映したアクティベーションコードが発行される。

B.2.2 本申請

本申請では、出力微調整時に取得した各 IMES 送信機の受信信号強度を基に JAXA に再度申請を行う。本申請は仮申請から 1 ヶ月以内に行う必要があり、申請内容は確定した PRN 番号、IMES 送信機の設置年月日、仮申請から変更があった場合の緯度・経度、階数などである。

本申請ではオプションで国土地理院の場所情報コードをリンクして登録することが可能である。

B.2.3 位置座標の担保

運用者からの設置申請情報は運用者と共に管理者の管理 DB に登録される。したがって、申請した位置への IMES 送信機設置は運用者が責任を負うことになる。申請した座標情報は次章で述べるようにアクティベーションコードを用いて IMES 送信機が認証、格納する。途中、人の手を介して設定しないので、入力ミスや申請と異なる座標が設定されることはない。このような仕組みで設置場所の座標情報等は担保される。

B.2.4 IMES 送信機のアクティベーション

次に IMES 送信機内部でのアクティベーションの仕組みについて述べる。前述のように、アクティベーションとは、JAXA へ事前に申請した位置情報と IMES 送信機に設定された位置情報が一致する場合にのみ IMES 信号を送信可能とする機能である。位置情報の一致・不一致の判別は、JAXA と IMES 送信機のそれぞれで位置情報を基に生成するハッシュ値を比較することで行う。位置情報が一致しない場合には IMES 信号が送信されないため、IMES 送信機から出力される位置情報は JAXA によって管理されたものとなる。

なお、位置情報を変更する場合、変更後の位置情報を再度 JAXA に申請し、アクティベーションコードを再発行してもらう必要がある。

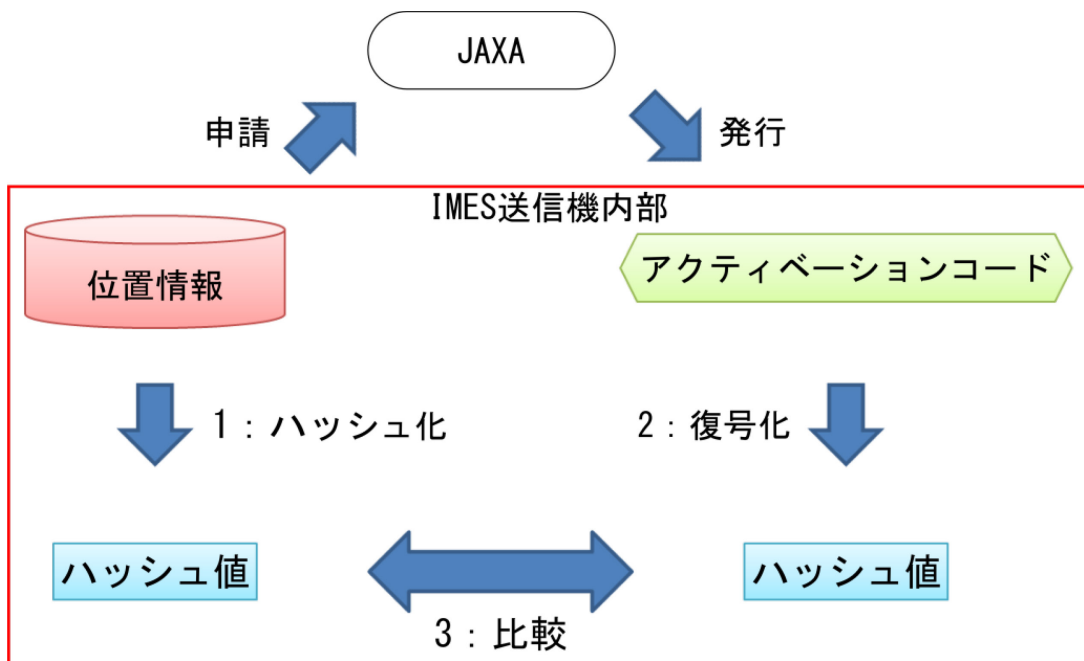


図 B.3 IMES 送信機におけるアクティベーション処理

図 B.3 は IMES 送信機におけるアクティベーション処理の流れを示したものである。アクティベーション機能を実現するための IMES 送信機内部の処理を下記に示す。

- 1). 設定された位置情報をハッシュ化しハッシュ値を生成
- 2). IMES 送信機に設定されたアクティベーションコードを IMES 送信機の型式に結び付けられた公開鍵により復号しハッシュ値を生成
- 3). 上記 1, 2 それぞれにより得られるハッシュ値を比較し、一致している場合に IMES 信号送信機能のロックを解除

B.3 IMES 送信機仕様

株式会社日立産機システムで製品化している屋内 GPS 送信機の仕様を説明する。屋内 GPS 送信機の諸元を表 B.3 に示す（詳細は[103]を参照）。

表 B.3 屋内 GPS 送信機諸元

	項目	仕様	備考
IMES 無線方式	接続ネットワーク	JAXA IS-QZSS 方式	IS-QZSS ver.1.6
	認定番号	ITX-15B-0000009	JAXA 認定番号
	周波数	1575.4282MHz (±0.2ppm)	
	占有帯域幅	2.046MHz	
	コード	C/A コード(1.023MHz)	
	送信出力	日本国内の微弱無線局の規定内	
	送信機種別	B 型送信機	IMES 送信機管理実施要領
	アンテナ偏波	直線偏波	SI-ANT4 を使用
外部 インタ フェース	NFC(近接無線通信)	13.56MHz, パッシブ方式 ISO/IEC15693	設定用インタフェース
	Bluetooth 通信用コネクタ	USB A メス	設定用インタフェース
	LED	状態表示用 LED(緑) (点灯：IMES 信号送信)	
	リセットスイッチ	押下によりリセット	
電源	電圧範囲	DC 5 ~ 24 V	専用 AC100V
	コネクタ	専用コネクタ 2 ピン 本体側： Molex 53259-0229 ケーブル側： Molex 51067 シリーズ	AC アダプタ使用
	消費電力	1W 以下	
使用 環境	動作温度	-10°C ~ +40°C	
	動作湿度	20% ~ 90%RH	結露なきこと
	使用場所	腐食性ガスがないこと 塵埃がひどくないこと	
形 外	寸法(W×D×H)	120×120 ×20mm	突起部除く
	質量	約 300g	

B.3.1 機器外観, 寸法図

屋内 GPS 送信機の外観を図 B.4 に寸法図を図 B.5 に示す.



図 B.4 屋内 GPS 送信機の外観((株)日立産機システム製)

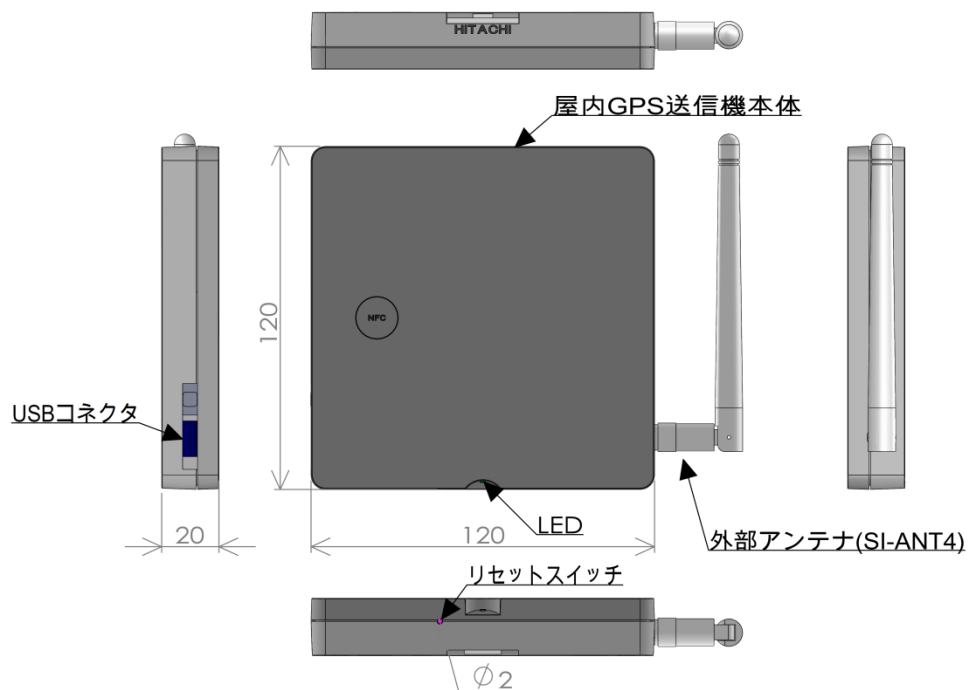


図 B.5. 屋内 GPS 送信機の寸法図((株)日立産機システム製)

表 B.4 設定パラメータ

項目	内容	設定範囲	デフォルト値
IMES 信号出力状態	IMES 信号の出力 ON/OFF 状態	ON/OFF	OFF
PRN	IMES 信号の PRN 番号の変更	173~182	173
航法 メッセージタイプ	IMES 信号の メッセージタイプ	位置情報 1 位置情報 2 ショート ID ミドル ID	位置情報 1
航法メッセージ内容	メッセージタイプに沿った メッセージ内容	メッセージタイプ により異なる	緯度：0 経度：0 フロア：1
送信出力レベル	IMES 信号の出力レベル	10 段階	0
ビットレート	IMES 信号の ビットレートの設定	50bps or 250bps	250bps

B.3.2 機能

屋内 GPS 送信機は以下の機能を持つ。

1. IMES 信号送信機能

設定により IS-QZSS 仕様に準拠した IMES 信号を送信する。

2. 設定変更

表 B.4 に示す各種設定を変更する。

3. アクティベーション機能

JAXA より発行されるアクティベーションコードを屋内 GPS 送信機に入力することにより，IMES 信号を送信することができる。

付録C 測位理論詳細

C.1 搬送波ノイズ比を用いた測位

ここでは、第3章で紹介した搬送波ノイズ比を用いた測位における測位理論の詳細を述べる。

C.1.1 三辺測量

まず、図 C.1.1 に示す三辺測量について説明する。送信機位置を (x_n, y_n) 、送信機・受信機間の距離を r_n (ただし受信機数 $n \geq 3$) とすると、観測方程式は以下の式(C.1.1)のように書くことができる。

$$\begin{cases} (x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 = r_1^2 \\ (x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 = r_2^2 \\ \vdots \\ (x-x_n)^2 + (y-y_n)^2 = r_n^2 \end{cases} \quad (\text{C.1.1})$$

非線形最小二乗法を用いて上式(C.1.1)を解くことで、受信機位置を求めることができる。そのために式(C.1.1)を変形して式(C.1.2)の形にする。

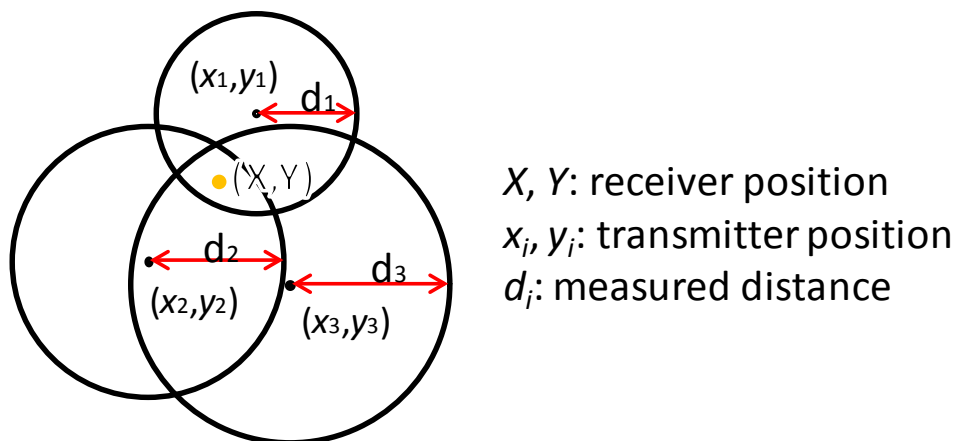


図 C.1.1 三辺測量の概念図

$$\begin{cases} r_1 = \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \\ r_2 = \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} \\ \vdots \\ r_n = \sqrt{(x-x_n)^2 + (y-y_n)^2} \end{cases} \quad (\text{C.1.2})$$

ここで、仮の初期位置 (X_0, Y_0) を設定し、式(C.1.2)の一つの式をテイラー展開することで、以下の式(C.1.3)を得る。

$$r_i(x, y) = r_i(X_0, Y_0) + \frac{\partial r_i}{\partial x} \Big|_{(x=X_0, y=Y_0)} \Delta x + \frac{\partial r_i}{\partial y} \Big|_{(x=X_0, y=Y_0)} \Delta y + \Delta(X_0, Y_0) \quad (\text{C.1.3})$$

得られた式(C.1.3)を基に線形方程式を作ると、式(C.1.2)は以下の形式で表され、

$$A \cdot \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = B \quad (\text{C.1.4})$$

より具体的には、以下のように表される。

$$\begin{bmatrix} (X_0 - x_1)/r_1(X_0, Y_0) & (Y_0 - y_1)/r_1(X_0, Y_0) \\ (X_0 - x_2)/r_2(X_0, Y_0) & (Y_0 - y_2)/r_2(X_0, Y_0) \\ \vdots & \vdots \\ (X_0 - x_n)/r_n(X_0, Y_0) & (Y_0 - y_n)/r_n(X_0, Y_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1(x, y) - r_1(X_0, Y_0) \\ r_2(x, y) - r_2(X_0, Y_0) \\ \vdots \\ r_n(x, y) - r_n(X_0, Y_0) \end{bmatrix} \quad (\text{C.1.5})$$

ここで式(C.1.4)から、逆行列を求めると

$$\begin{aligned} A \cdot \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} &= B \\ A \cdot X &= B \\ (A^T \cdot A) \cdot X &= A^T \cdot B \\ X &= (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot B \\ \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} &= (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot B \end{aligned} \quad (\text{C.1.6})$$

となり、初期設定した (X_0, Y_0) からの差分 Δx と Δy が求まる。次に以下の式(C.1.7)のように新たな初期位置 (X_1, Y_1) を設定する。

$$\begin{cases} X_1 = X_0 + \Delta x \\ Y_1 = Y_0 + \Delta y \end{cases} \quad (\text{C.1.7})$$

式(C.1.3)から式(C.1.7)を数回繰り返し、更新された位置 (X, Y) を求める。

また、受信機数 $n=2$ の時は以下の計算式に基づき、受信機位置 (X, Y) を求める。送信機 1, 送信機 2 の位置をそれぞれ (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , 距離を r_1 , r_2 とすると、以下のように受信機位置を求める。

$$r = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2} \quad (\text{C.1.8})$$

$$\begin{aligned} X &= \frac{1}{2} \left(\frac{(r_1 - r_2) \cdot (x_1 - x_2)}{r} + x_1 + x_2 \right) \\ Y &= \frac{1}{2} \left(\frac{(r_1 - r_2) \cdot (y_1 - y_2)}{r} + y_1 + y_2 \right) \end{aligned} \quad (\text{C.1.9})$$

以上より、受信機位置 (X, Y) が計算できる。

C.1.2 カルマンフィルタ

本編でも述べたように測位に電波だけを用いる場合、マルチパスやフェージングの影響でモデル通りの搬送波・ノイズ比が得られないことがある。その際、推定する位置が瞬間的に大幅に移動することがあるなど、測位やナビゲーションにおける大きなノイズ源になる。そのため、移動する人やロボットの位置を求めるシステム全体で測位を行うこと考慮すると、そのようなノイズを除去するフィルタが必要となる。そこで誤差のある観測値から動的システムの状態を推定あるいは制御するための、無限インパルス応答フィルタの一種であるカルマンフィルタを用いた平滑化を利用することで、それらの問題を解決する。

本論文で扱うのは時間変化する平面上の位置という動的システムであるため、

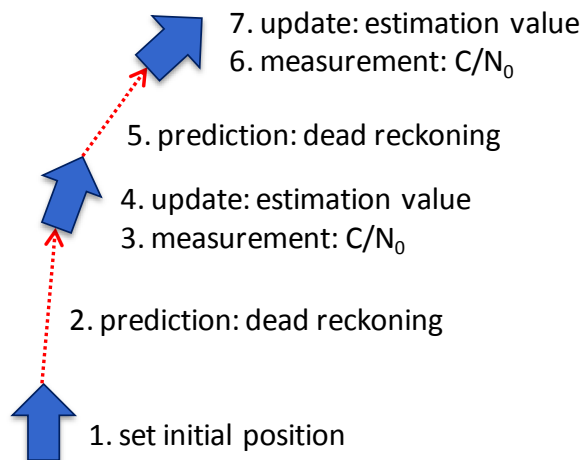


図 C.1.2 カルマンフィルタによる位置推定の概念図

それを状態方程式として状態推定を行う。また、移動は線形的ではないためカルマンフィルタの中でも拡張カルマンフィルタと呼ばれる非線形システムに対応したカルマンフィルタを利用する。

カルマンフィルタによる位置推定の概念図を図 C.1.2 に示す。その際、カルマンフィルタ内で使用される三辺測量に関しては図 C.1.1 と同様の設定とする。これに基づき、以下に測位の理論式を示す。まず、移動体の座標 (x, y) と方向 θ を状態変数として式(C.1.10)に示す

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ \theta \end{bmatrix} \quad (\text{C.1.10})$$

エンコーダや加速度計から取得した 1 ステップ間での距離変化量 Δd と角度変化量 $\Delta\theta$ を入力変数として式(C.1.11)に示す。

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Vt \\ \omega t \end{bmatrix} \quad (\text{C.1.11})$$

電波伝搬モデルを用いた三辺測量で得られた送信機・受信機間距離 r_n を観測値として式(C.1.12)に示す。

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_n \end{bmatrix} \quad (\text{C.1.12})$$

以上をもとに、システムダイナミクスの方程式（予測方程式）を立てる。本方程式は式(C.1.13)のように表せ、偏微分行列（ヤコビアン）を線形化すると式(C.1.14)のように表せる。

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{f}_k(\mathbf{X}_k, \mathbf{U}_k) + \mathbf{v} \quad (\text{C.1.13})$$

$$\mathbf{F}_k = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{X}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_{k|k}} \quad (\text{C.1.14})$$

今回の設定における予測方程式は以下の式(C.1.15)のように表せる。

$$\begin{cases} x_{k+1}^- = x_k^+ + V_{k+1} t \cos \theta_k^+ \\ y_{k+1}^- = y_k^+ + V_{k+1} t \sin \theta_k^+ \\ \theta_{k+1}^- = \theta_k^+ + \omega_{k+1} t \end{cases} \quad (\text{C.1.15})$$

同様に、観測方程式は以下の式(C.1.16)の形で表すことができ、線形化すると式(C.1.17)のように表せる。

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{h}_k(\mathbf{X}_k) + w \quad (\text{C.1.16})$$

$$\mathbf{H}_{k+1} = \left. \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{X}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_{k+1|k}} \quad (\text{C.1.17})$$

式(C.1.16)は具体的には式(C.1.18)のように表せる。

$$\begin{cases} {}^1 r_{k+1} = \sqrt{(x_{k+1}^- - {}^1 X)^2 + (y_{k+1}^- - {}^1 Y)^2} \\ \vdots \\ {}^N r_{k+1} = \sqrt{(x_{k+1}^- - {}^N X)^2 + (y_{k+1}^- - {}^N Y)^2} \\ \frac{y_k^+ - y_{k-1}^+}{x_k^+ - x_{k-1}^+} = \tan \theta_{k+1}^- \end{cases} \quad (\text{C.1.18})$$

ここで改めてパラメータを設定すると、システムダイナミクス方程式のパラメータを式(C.1.19)に、観測方程式のパラメータを式(C.1.20)に示す。

$$\begin{aligned} v &: \text{Dynamics noise} \\ V &: \text{Error covariance} \\ \text{Mean} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{C.1.19})$$

$$\begin{aligned} w &: \text{Observation noise} \\ W &: \text{Error covariance} \\ \text{Mean} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{C.1.20})$$

それぞれ線形化されたシステムマトリックス \mathbf{F}_k , \mathbf{H}_{k+1} を式(C.1.21), 式(C.1.22)に示す。

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin(\theta) \cdot \Delta d \\ 0 & 1 & \cos(\theta) \cdot \Delta d \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Bigg|_{\mathbf{X}=\mathbf{X}_{k+1|k}} \quad (\text{C.1.21})$$

$$\mathbf{H}_{k+1} = \begin{bmatrix} (X-x_1)/r_1(X,Y) & (Y-y_1)/r_1(X,Y) & 0 \\ (X-x_2)/r_2(X,Y) & (Y-y_2)/r_2(X,Y) & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ (X-x_n)/r_n(X,Y) & (Y-y_n)/r_n(X,Y) & 0 \end{bmatrix} \Bigg|_{\mathbf{X}=\mathbf{X}_{k+1|k}} \quad (\text{C.1.22})$$

また、その際の初期状態を式(C.1.23)に示す。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{k|k} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{P}_{k|k} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{U}_k &= \mathbf{0} \\ \mathbf{Z}_k &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (\text{C.1.23})$$

位置推定ステップでは最初に予測プロセスを実行する。予測プロセスにおける式は以下の 3 式で、式(C.1.24)は時間遷移に応じたエンコーダや加速度センサの値更新によるマトリックスの変化、式(C.1.25)は現ステップでの予測推定位置、式(C.1.26)で現ステップでの予測誤差行列を求める。

$$\mathbf{F}_k = \mathbf{F} \Big|_{\mathbf{X}=\mathbf{X}_{k|k}} \quad (\text{C.1.24})$$

$$\mathbf{X}_{k+1|k} = \mathbf{f}_k(\mathbf{X}_{k+1|k}, \mathbf{U}_k) \quad (\text{C.1.25})$$

$$\mathbf{P}_{k+1|k} = \mathbf{F}_k \mathbf{P}_{k|k} \mathbf{F}_k^T + \mathbf{V}_k \quad (\text{C.1.26})$$

予測プロセスに続き更新プロセスを実行する。更新プロセスにおける 5 式を以下に示す。式(C.1.27)は観測値と予測値の差である観測残差を求め、式(C.1.28)は IMES から得られた距離による観測方程式のマトリックスの更新、式(C.1.29)では観測残差の共分散の更新を行い、式(C.1.30)でカルマンフィルタにおけるゲインであるカルマンゲインの更新、式(C.1.31)では更新後の誤差の共分散を求める。

$$\mathbf{D} = \mathbf{Z}_{k+1} - \mathbf{H}_{k+1} \mathbf{X}_{k+1|k} \quad (\text{C.1.27})$$

$$\mathbf{H}_{k+1} = \mathbf{H} \Big|_{\mathbf{X}=\mathbf{X}_{k+1|k}} \quad (\text{C.1.28})$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{H}_{k+1} \mathbf{P}_{k+1|k} \mathbf{H}_{k+1}^T + \mathbf{W}_{k+1} \quad (\text{C.1.29})$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{P}_{k+1|k} \mathbf{H}_{k+1}^T \mathbf{S}^{-1} \quad (\text{C.1.30})$$

$$\mathbf{X}_{k+1|k+1} = \mathbf{X}_{k+1|k} + \mathbf{R}(\mathbf{Z}_{k+1} - \mathbf{H}_{k+1} \mathbf{X}_{k+1|k}) \quad (\text{C.1.31})$$

最後に、式(C.1.32)、式(C.1.33)に示すように次のステップに使用する値を設定し直す。

$$\mathbf{X}_{k+1|k+1} \rightarrow \mathbf{X}_{k|k} \quad (\text{C.1.32})$$

$$\mathbf{P}_{k+1|k+1} \rightarrow \mathbf{P}_{k|k} \quad (\text{C.1.33})$$

以上、式(C.1.10)から式(C.1.23)の設定を基に、式(C.1.24)から式(C.1.33)までを1ステップとして毎エポック繰り返すことで、予測と平滑化を行う。こうすることで、ノイズを低減しつつ受信機の位置を動的に推定することが可能となる。

C.2 ドップラー測位

C.2.1 基本ドップラー測位

本項では4.3節における基本ドップラー測位の観測値であるデルタスードレンジの取得、観測方程式の導出過程を説明する。一般的に、GPS・IMES受信機は搬送波位相（ドップラーカウントとも呼ばれる）を出力する。エポック t での搬送波位相出力を $\phi(t)$ とおくと、次のエポックの搬送波位相は、以下のようになる。

$$\phi(t+1) = \phi(t) + (f_{in} - f_{L1})\Delta t + \varepsilon \quad (\text{C.2.1})$$

f_{in} は搬送波の周波数、 f_{L1} はGPSのL1帯の周波数（1575.42MHz）、 Δt は各エポックの時間間隔であり、 ε は観測誤差である。ここで、 f_{in} は、一般的なGPS L1周波数に加えて、受信機周波数バイアス δf 、送信機周波数バイアス δF 、さらに、送受信機の幾何学的変化により生成されるドップラーシフト f_{dop} を含んでいる。従って、

$$f_{in} = \delta f + \delta F + f_{dop} + f_{L1} \quad (\text{C.2.2})$$

$\Delta\phi(t) = \phi(t+1) - \phi(t)$ と定義するなら、式(C.2.1)、式(C.2.2)より

$$\Delta\phi(t) = (\delta f + \delta F + f_{dop})\Delta t + \varepsilon \quad (\text{C.2.3})$$

ここで2つの同期された受信機 i と j (i は静止アンテナ, j は可動アンテナ) を想定し, j に対する式(C.2.3)から i に対する式(C.2.3)を引き算すると,

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{ji}(t) &= \Delta\phi_j(t) - \Delta\phi_i(t) \\ &= (\delta f - \delta F + f_{dop})\Delta t - (\delta f - \delta F)\Delta t + \varepsilon_{ji} \\ &= f_{dop}\Delta t + \varepsilon_{ji} \end{aligned} \quad (\text{C.2.4})$$

これを長さの単位にすると,

$$d(t) = \lambda\Delta\phi_{ji}(t) = \lambda f_{dop}\Delta t + \varepsilon_d \quad (\text{C.2.5})$$

λ はGPSL1帯搬送波の基本波長(190mm)である. 式の d が, デルタスードレンジであり, 可動受信アンテナと送信機の, 視線方向での相対的な幾何学変化である.

続いて, 測位アルゴリズムについて説明する. 図 C.2.1 は部屋座標径における各ベクトル図を表している: 可動受信アンテナの位置を \mathbf{r}_a , IMES 送信機の位置を \mathbf{r}_t , 可動受信アンテナの速度を \mathbf{v}_a , 式(C.2.5)から観測されるデルタスードレンジを d , そして測定されるべき受信機の位置を \mathbf{r}_u としている. この図で表される幾何学的な関係より,

$$d = \mathbf{v}_a \cdot \frac{\mathbf{r}_t - \mathbf{r}_a}{\|\mathbf{r}_t - \mathbf{r}_a\|} + \varepsilon_d \quad (\text{C.2.6})$$

ここで,

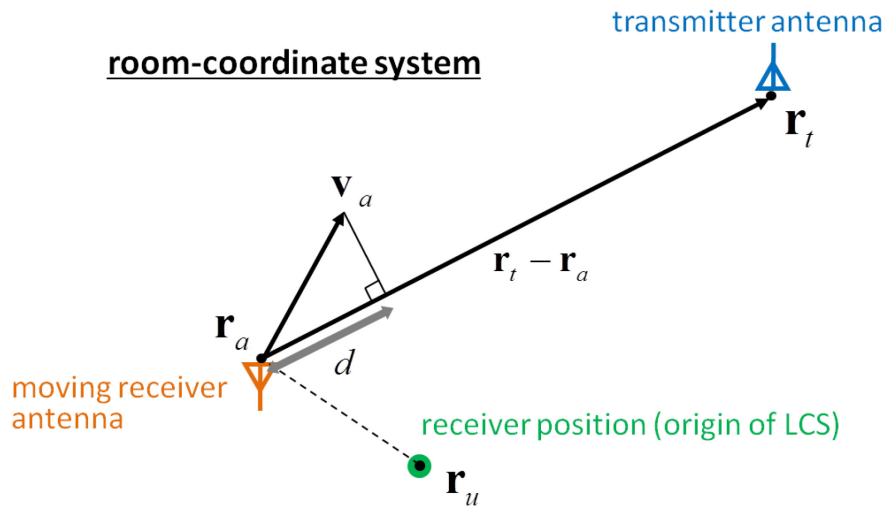


図 C.2.1 RCS での各要素のベクトル図

$$\mathbf{v}_a = {}^r\mathbf{R}_m {}^m\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_a \quad (\text{C.2.7})$$

$$\mathbf{r}_a = \mathbf{r}_u + {}^r\mathbf{R}_m {}^m\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_a \quad (\text{C.2.8})$$

${}^r\mathbf{R}_m$ はMCSをRCSに変換する回転行列であり（この行列は磁気偏差から取得される）、 ${}^m\mathbf{R}_l$ はLCSをMCSに変換する回転行列である（この行列は姿勢センサから取得される）。 ${}^l\mathbf{v}_a$ と ${}^l\mathbf{r}_a$ はLCSでの動作アンテナの速度と位置である。これらは可動アンテナユニットに取り付けられたエンコーダから取得される。特に、アンテナが角速度 ${}^l\boldsymbol{\omega}$ で回転しているときは、

$${}^l\mathbf{v}_a = {}^l\boldsymbol{\omega} \times {}^l\mathbf{r}_a \quad (\text{C.2.9})$$

また、本論文では、座標系は右手系に従い、回転行列は以下のように表す。

$${}^r\mathbf{R}_m = \begin{bmatrix} C_\alpha & -S_\alpha & 0 \\ S_\alpha & C_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.2.10})$$

さらに、

$${}^m\mathbf{R}_l = \begin{bmatrix} C_\theta C_\phi & C_\theta S_\phi S_\psi - C_\psi S_\theta & S_\phi S_\psi + C_\theta C_\psi S_\phi \\ C_\phi S_\theta & C_\theta C_\psi + S_\theta S_\phi S_\psi & C_\psi S_\theta S_\phi - C_\theta S_\psi \\ -S_\phi & C_\phi S_\psi & C_\phi C_\psi \end{bmatrix} \quad (\text{C.2.11})$$

ここで、 C と S はそれぞれコサインとサインを表し、 α は磁気偏差、 θ は姿勢センサ（磁気センサ）から取得するLCSの方位、 ϕ と ψ は姿勢センサ（加速度センサ）から取得するLCSの傾きである。簡単のため、式(C.2.10)と式(C.2.11)で述べられた2つの回転行列を掛け合わせたものを、以下のように単一の回転行列とする。

$${}^r\mathbf{R}_l = {}^r\mathbf{R}_m {}^m\mathbf{R}_l \quad (\text{C.2.12})$$

式(C.2.7)、式(C.2.8)、式(C.2.12)を式(C.2.6)に代入すると以下のようになる。

$$d = ({}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_a) \cdot \frac{\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} + \boldsymbol{\varepsilon}_d \quad (\text{C.2.13})$$

この式が、基本ドップラー測位の観測方程式である。

続いて、位置推定のアルゴリズムを説明する。観測方程式を解くために、基

本ドップラー測位では非線形最小二乗法を用いている．式(C.2.13)の非線形項を以下のように定義する．

$$F(\mathbf{r}_u) = ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a) \cdot \frac{\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} \quad (\text{C.2.14})$$

位置ベクトル \mathbf{r}_u に対して偏微分すると，

$$\begin{aligned} \frac{\partial F(\mathbf{r}_u)}{\partial \mathbf{r}_u} &= - \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a)^T}{\|\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} \\ &\quad + \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a)^T (\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u) (\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u)^T}{\|\mathbf{r}_t - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|^3} \end{aligned} \quad (\text{C.2.15})$$

\mathbf{r}_u の初期値を $\mathbf{r}_{u,0} = (x_0, y_0, z_0)$ とする．テイラー展開の第 2 次以降の項は無視して，更新解は以下のようになる．

$$F(\mathbf{r}_{u,1}) \approx \frac{\partial F(\mathbf{r}_{u,0})}{\partial \mathbf{r}_{u,0}} \Delta \mathbf{r}_{u,0} + F(\mathbf{r}_{u,0}) \quad (\text{C.2.16})$$

よって，式(C.2.13)は以下のようになる．

$$\begin{aligned} d &= F(\mathbf{r}_{u,1}) + \varepsilon_d \\ &\approx \frac{\partial F(\mathbf{r}_{u,0})}{\partial \mathbf{r}_{u,0}} \Delta \mathbf{r}_{u,0} + F(\mathbf{r}_{u,0}) + \varepsilon_d \end{aligned} \quad (\text{C.2.17})$$

式(C.2.17)が k 回の観測 ($k=1$ から m) で得られたとすると，以下のように表せる．

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial F_0^1}{\partial x_0} & \frac{\partial F_0^1}{\partial y_0} & \frac{\partial F_0^1}{\partial z_0} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial F_0^m}{\partial x_0} & \frac{\partial F_0^m}{\partial y_0} & \frac{\partial F_0^m}{\partial z_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_0 \\ \Delta y_0 \\ \Delta z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d^1 - F_0^m \\ \vdots \\ d^m - F_0^m \end{bmatrix} + \varepsilon_d \quad (\text{C.2.18})$$

式(C.2.18)の左辺は GPS 用語で幾何行列 \mathbf{G} と呼ばれる．右辺の列ベクトルを \mathbf{b} とする．式(C.2.18)は以下のようになる．

$$\mathbf{G} \Delta \mathbf{r}_{u,0} = \mathbf{b} + \varepsilon_d \quad (\text{C.2.19})$$

$\Delta \mathbf{r}_{u,0}$ の推定値を $\Delta \hat{\mathbf{r}}_{u,0}$ とすると、式式(C.2.19)の解は以下のようになる。

$$\Delta \hat{\mathbf{r}}_{u,0} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{b} \quad (\text{C.2.20})$$

したがって、更新された推定位置は、以下のようになる。

$$\mathbf{r}_{u,1} = \mathbf{r}_{u,0} + \Delta \hat{\mathbf{r}}_{u,0} \quad (\text{C.2.21})$$

この更新プロセスを数回繰り返すことで、受信アンテナ位置の近似解が得られる。

C.2.2 ドップラー位置方位推定

続いて 4.4 節で紹介したドップラー位置方位推定の観測値の取得、観測方程式の導出過程について述べる。送信機 k からの信号を受信機ボード j と i が取得した時、デルタスードレンジは以下のようになる。

$$d^k(t) = \lambda_{L1} \Delta \phi_{ji}^k(t) = \lambda_{L1} f_{dop}^k \Delta t + \varepsilon_d^k \quad (\text{C.2.22})$$

ここで、 $\Delta \phi_{ji}^k(t)$ は送信機 k からの信号について、受信機ボード j と i の出力から得る。この式は、送信機を意味する上付き文字を除けば式(C.2.5)と同一である。式(C.2.6)にならぬ、デルタスードレンジのは以下のようにモデル化出来る。

$$d^k = \mathbf{v}_a \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_a}{\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_a\|} + \varepsilon_d^k \quad (\text{C.2.23})$$

可動受信アンテナの速度を \mathbf{v}_a 、可動受信アンテナの位置を \mathbf{r}_a 、IMES 送信機 k の位置ベクトルを \mathbf{r}_t^k としている。前項と同様、 \mathbf{v}_a 及び \mathbf{r}_a はより詳細に表記できる。それぞれ以下のようになる。

$$\mathbf{v}_a = {}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{v}_a \quad (\text{C.2.24})$$

$$\mathbf{r}_a = \mathbf{r}_u + {}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{r}_a \quad (\text{C.2.25})$$

${}^r \mathbf{R}_l$ は LCS を RCS に変換する回転行列であり、 ${}^l \mathbf{v}_a$ と ${}^l \mathbf{r}_a$ は LCS での動作アンテナの速度と位置である。ドップラー位置方位推定では前項の基本ドップラー測位と異なり磁気コンパスからの出力や、磁気偏差などを回転行列に使用しない。したがって、回転行列は ${}^r \mathbf{R}_l$ 以下のようになる。

$${}^r\mathbf{R}_l = \begin{bmatrix} C_\theta C_\phi & C_\theta S_\phi S_\psi - C_\psi S_\theta & S_\theta S_\psi + C_\theta C_\psi S_\phi \\ C_\phi S_\theta & C_\theta C_\psi + S_\theta S_\phi S_\psi & C_\psi S_\theta S_\phi - C_\theta S_\psi \\ -S_\phi & C_\phi S_\psi & C_\phi C_\psi \end{bmatrix} \quad (\text{C.2.26})$$

ここで、 C と S はそれぞれコサインとサインを表し θ は推定すべき方位を表す。 ϕ と ψ は姿勢センサ（加速度センサ）から取得する LCS の傾きである。式(C.2.24)、式(C.2.25)を式(C.2.23)に代入すると以下のようなになる。

$$d^k = ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} + \varepsilon_d^k \quad (\text{C.2.27})$$

この式が、ドップラー位置方位推定の観測方程式である。

続いて、位置方位推定のアルゴリズムを説明する。基本ドップラー測位同様、ドップラー位置方位推定では非線形最小二乗法を用いて推定を行っている。式(C.2.27)は4つの未知の変数を含んでいる。三次元の受信機位置 $\mathbf{r}_u = (x, y, z)$ と方位 θ である。これらをまとめて $\mathbf{x} = (x, y, z, \theta)$ とすると、式(C.2.27)の非線形項は以下のように定義できる。

$$F(\mathbf{x}) = ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} \quad (\text{C.2.28})$$

位置ベクトル \mathbf{r}_u に対する偏微分は、

$$\begin{aligned} \frac{\partial F(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{r}_u} &= - \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a)^T}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} \\ &+ \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a)^T (\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u) (\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u)^T}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|^3} \end{aligned} \quad (\text{C.2.29})$$

また、方位 θ に対する偏微分は

$$\begin{aligned} \frac{\partial F(\mathbf{x})}{\partial \theta} &= - \frac{-({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a)^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a) + (\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u)^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a)}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|} \\ &+ \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_a)^T (\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u) (\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u)^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a)}{\|\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_a - \mathbf{r}_u\|^3} \end{aligned} \quad (\text{C.2.30})$$

ここで、 ${}^r\mathbf{R}'_l$ は ${}^r\mathbf{R}_l$ を θ に対して偏微分したものである。 \mathbf{x} の初期値を $\mathbf{x}_0=(x_0, y_0, z_0, \theta_0)$ とする。テイラー展開の第2次以降の項は無視して、更新解は以下のようになる。

$$F(\mathbf{x}_1) \approx \frac{\partial F(\mathbf{x}_0)}{\partial \mathbf{x}_0} \Delta \mathbf{x}_0 + F(\mathbf{x}_0) \quad (\text{C.2.31})$$

よって、式(C.2.27)は以下のように線形化出来る。

$$\begin{aligned} d &= F(\mathbf{x}_1) + \varepsilon_d^k \\ &\approx \frac{\partial F(\mathbf{x}_0)}{\partial \mathbf{x}_0} \Delta \mathbf{x}_0 + F(\mathbf{x}_0) + \varepsilon_d^k \end{aligned} \quad (\text{C.2.32})$$

ここで、受信機が m 個の送信機からの信号を n エポックの間取得した場合、 $m \times n$ 個の観測方程式が取得され、以下のように表すことが出来る。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial F_0^{1,1}}{\partial x_0} & \frac{\partial F_0^{1,1}}{\partial y_0} & \frac{\partial F_0^{1,1}}{\partial z_0} & \frac{\partial F_0^{1,1}}{\partial \theta_0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial F_0^{m,n}}{\partial x_0} & \frac{\partial F_0^{m,n}}{\partial y_0} & \frac{\partial F_0^{m,n}}{\partial z_0} & \frac{\partial F_0^{m,n}}{\partial \theta_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_0 \\ \Delta y_0 \\ \Delta z_0 \\ \Delta \theta_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d^{1,1} - F_0^{1,1} \\ \vdots \\ d^{m,n} - F_0^{m,n} \end{bmatrix} + \varepsilon_d \quad (\text{C.2.33})$$

左辺を幾何行列 \mathbf{G} 、右辺を \mathbf{b} として、式(C.2.33)は以下のようになる。

$$\mathbf{G} \Delta \mathbf{x}_0 = \mathbf{b} + \varepsilon_d \quad (\text{C.2.34})$$

$\Delta \mathbf{x}_0$ の推定値を $\Delta \hat{\mathbf{x}}_0$ として、式(C.2.34)の解は以下のようになる。

$$\Delta \hat{\mathbf{x}}_0 = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{b} \quad (\text{C.2.35})$$

したがって、更新された推定位置は、以下のようになる。

$$\hat{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_0 + \Delta \hat{\mathbf{x}}_0 \quad (\text{C.2.36})$$

この更新プロセスを数回繰り返すことで、受信アンテナ位置と方位の近似解が得られる。

C.2.3 RTK ドップラー位置方位推定

4.5節で紹介したRTKドップラー位置方位推定におけるデルタスードレンジの取得、観測方程式の導出過程を説明する。受信機から送信機 k が可視の状況において、式(C.2.3)よりエポック間 Δt における受信機ボードからの搬送波位相

の出力は、以下のようになる。

$$\Delta\phi^k(t) = (\delta f + \delta F^k + f_a^k + f_u^k)\Delta t + \varepsilon^k \quad (\text{C.2.37})$$

ここで、 δf は受信機周波数バイアス、 δF は送信機周波数バイアス、 f_a^k は受信機アンテナの動作によるドップラーシフト、 f_u^k は受信機プラットフォームの動作によるドップラーシフト、 ε^k は観測誤差である。ここで、2 つの同期した受信機モジュール i と j を想定し、 i と j に対する式(C.2.37)を引き算して、

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{ji}^k(t) &= \Delta\phi_j^k(t) - \Delta\phi_i^k(t) \\ &= (\delta f + \delta F^k + f_{a(j)}^k + f_{u(j)}^k)\Delta t - (\delta f + \delta F^k + f_{a(i)}^k + f_{u(i)}^k)\Delta t + \varepsilon_{ji}^k \\ &= (f_{a(j)}^k + f_{u(j)}^k - f_{a(i)}^k - f_{u(i)}^k)\Delta t + \varepsilon_{ji}^k \end{aligned} \quad (\text{C.2.38})$$

長さの単位に変換して、

$$\begin{aligned} d_{ji}^k(t) &= \lambda\Delta\phi_{ji}^k(t) \\ &= \lambda(f_{a(j)}^k + f_{u(j)}^k - f_{a(i)}^k - f_{u(i)}^k)\Delta t + \varepsilon_d^k \end{aligned} \quad (\text{C.2.39})$$

$d_{ji}^k(t)$ は観測方程式に用いられる観測値であり、2 つのデルタスードレンジ $d_j^k(t)$ と $d_i^k(t)$ の差分と同等である（この観測値を以降、単にデルタスードレンジと呼ぶ）。

送信機 k と動いているアンテナ i に対する観測方程式は以下のようになる。

$$d_i^k = \mathbf{v}_{a(i)} \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_{a(i)}}{\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_{a(i)}\|} + \varepsilon_d^k \quad (\text{C.2.40})$$

d_i^k はデルタスードレンジ、 $\mathbf{v}_{a(i)}$ は動いているアンテナ i の速度、 \mathbf{r}_t^k は IMES 送信機 k のアンテナの位置ベクトル、 $\mathbf{r}_{a(i)}$ は動いているアンテナ i の位置ベクトル、 ε_d^k は観測誤差である。ここで、

$$\mathbf{v}_{a(i)} = {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)} \quad (\text{C.2.41})$$

$$\mathbf{r}_{a(i)} = \mathbf{r}_u + {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} \quad (\text{C.2.42})$$

${}^r\mathbf{R}_l$ は LCS を RCS に変換する回転行列であり、 ${}^l\mathbf{v}_{a(i)}$ と ${}^l\mathbf{r}_{a(i)}$ は LCS でのアンテナの速度と位置である（これらは前項と同様である）。これまで、速度ベクトルはアンテナの動作によってのみ生成されていたが、RTK ドップラー位置方位推定では以下のようになる。

$${}^l \mathbf{v}_{a(i)} = {}^l \mathbf{v}_{m(i)} + {}^l \mathbf{v}_{u(i)} \quad (\text{C.2.43})$$

${}^l \mathbf{v}_{m(i)}$ はアンテナの動作により生じた速度， ${}^l \mathbf{v}_{u(i)}$ は受信機プラットフォーム（LCS そのもの）の動作により生じた速度であり，これらの速度は LCS で定義される．ここで，LCS の速度（ ${}^l \mathbf{v}_{u(i)}$ ）を LCS で定義するのは一見間違っているようである．しかし，この速度は動作の瞬間的な変化であるので，LCS 自身の速度を LCS で定義することができるのである．これらの速度は両方とも 2 つの要素，直線運動と回転運動の速度に分けることができ，以下のように表現できる．

$${}^l \mathbf{v}_{m(i)} = {}^l \mathbf{v}_{t(i)} + {}^l \boldsymbol{\omega}_m \times {}^l \mathbf{r}_{a(i)} \quad (\text{C.2.46})$$

$${}^l \mathbf{v}_{u(i)} = {}^l \mathbf{v}_u + {}^l \boldsymbol{\omega}_u \times {}^l \mathbf{r}_{a(i)} \quad (\text{C.2.47})$$

${}^l \mathbf{v}_{t(i)}$ と ${}^l \mathbf{v}_u$ は直線運動の速度であり， ${}^l \boldsymbol{\omega}_m$ と ${}^l \boldsymbol{\omega}_u$ は回転運動の速度である．これらの値は可動アンテナユニットのエンコーダ，ロボットの車輪のエンコーダから取得する．本研究では回転式の可動アンテナユニットを使用しているので， ${}^l \mathbf{v}_{t(i)}$ はゼロである．

式(C.2.41)と式(C.2.42)を式(C.2.40)に代入し，動作アンテナ j に対する式(C.2.40)と i に対する式(C.2.40)を引き算して，

$$\begin{aligned} d_{ji}^k = d_j^k - d_i^k = & ({}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{v}_{a(j)}) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - {}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u}{\left\| \mathbf{r}_t^k - {}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u \right\|} \\ & - ({}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{v}_{a(i)}) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - {}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u}{\left\| \mathbf{r}_t^k - {}^r \mathbf{R}_l {}^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u \right\|} + \boldsymbol{\varepsilon}_d^k \end{aligned} \quad (\text{C.2.48})$$

この式が，RTK ドップラー位置方位推定の観測方程式である．

続いて位置方位推定のアルゴリズムを説明する．RTK ドップラー位置方位推定において，受信機プラットフォームそのものが移動するため，拡張カルマンフィルタ（以降，EKF と呼ぶ）を用いて推定する．以下に，送信機が p 個，使用する受信機ボード（アンテナ）が q 個ある状態における，EKF の設計を論述する．

RCS における受信機の位置と方位を状態ベクトル \mathbf{x} と定義する．

$$\mathbf{x} = [\mathbf{r}_u^T \quad \boldsymbol{\theta}^T]^T = [x \quad y \quad z \quad \boldsymbol{\theta}]^T \quad (\text{C.2.49})$$

エポック n における，観測ベクトル \mathbf{y} は，

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} d_{12}^1 & d_{13}^1 & \cdots & d_{1q}^p \end{bmatrix}^T \quad (\text{C.2.50})$$

観測モデルベクトルは,

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} F_{12}^1 & F_{13}^1 & \cdots & F_{1q}^p \end{bmatrix}^T \quad (\text{C.2.51})$$

ここで,

$$F_{ji}^k = ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(j)}) \cdot \frac{{}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u}{\|{}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u\|} \\ - ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)}) \cdot \frac{{}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u}{\|{}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u\|} \quad (\text{C.2.52})$$

式(C.2.51)を状態ベクトル \mathbf{x} について微分して,

$$\mathbf{H}'(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{H}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_{12}^1}{\partial \mathbf{r}_u} & \frac{\partial F_{12}^1}{\partial \theta} \\ \frac{\partial F_{13}^1}{\partial \mathbf{r}_u} & \frac{\partial F_{13}^1}{\partial \theta} \\ \vdots \\ \frac{\partial F_{1q}^p}{\partial \mathbf{r}_u} & \frac{\partial F_{1q}^p}{\partial \theta} \end{bmatrix} \quad (\text{C.2.53})$$

ここで,

$$\frac{\partial F_{ji}^k}{\partial \mathbf{r}_u} = \frac{-({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(j)})^T}{\|{}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u\|} \\ + \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(j)})^T ({}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u) ({}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u)^T}{\|{}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u\|^3} \\ + \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)})^T}{\|{}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u\|} \\ - \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)})^T ({}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u) ({}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u)^T}{\|{}^r\mathbf{r}_t^k - {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u\|^3} \quad (\text{C.2.54})$$

また,

$$\begin{aligned}
\frac{\partial F_{ji}^k}{\partial \theta} &= \frac{-({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(j)})^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(j)}) + (\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u)^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(j)})^T}{\|\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u\|} \\
&+ \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(j)})^T (\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u) (\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u)^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(j)})}{\|\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(j)} - \mathbf{r}_u\|^3} \\
&- \frac{-({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)})^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)}) + (\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u)^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)})^T}{\|\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u\|} \\
&- \frac{({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)})^T (\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u) (\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u)^T ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_{a(i)})}{\|\mathbf{r}_{t-r}^{k_t-r} \mathbf{R}_l^l \mathbf{r}_{a(i)} - \mathbf{r}_u\|^3}
\end{aligned} \tag{C.2.55}$$

ここで、 ${}^r\mathbf{R}_l^l$ は ${}^r\mathbf{R}_l$ を θ に対して偏微分したものである。

エポック n における、EKF の前エポックからの状態予測は以下のようになる。

$$\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1} = \hat{\mathbf{x}}_{n-1|n-1} + \Delta \mathbf{x} \tag{C.2.56}$$

$$\mathbf{P}_{n|n-1} = \mathbf{P}_{n-1|n-1} + \mathbf{Q} \tag{C.2.57}$$

ここで、

$$\begin{aligned}
\Delta \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} \mathbf{v}_u^T \Delta t & \Delta \theta \end{bmatrix}^T \\
&= \begin{bmatrix} \Delta x_u & \Delta y_u & \Delta z_u & \Delta \theta_u \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{C.2.58}$$

$\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1}$ は事前予測状態ベクトル、 $\mathbf{v}_u \Delta t$ は RCS における受信機プラットフォーム（ロボット）のエポック間移動量、 $\Delta \theta_u$ はエポック間でのプラットフォームの角度変化量、 $\mathbf{P}_{n|n-1}$ は誤差共分散の事前予測、 \mathbf{Q} は $\Delta \mathbf{x}$ に含まれるノイズである。より詳細に表記すると、

$$\mathbf{v}_u = {}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_u \tag{C.2.59}$$

また、 $\Delta \theta_u$ は以下のヨー成分である。

$$\omega_u \Delta t = {}^r\mathbf{R}_l^l \omega_u \Delta t \tag{C.2.60}$$

${}^l\omega_u$ は角速度ベクトルであり、LCS におけるプラットフォームの角速度を定義する。この値は車輪のエンコーダやジャイロスコープから取得する。

エポック n における EKF の更新は、以下のようになる。

$$\mathbf{S}_n = \mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1})\mathbf{P}_{n|n-1}\mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1})^T + \mathbf{R} \quad (\text{C.2.61})$$

$$\mathbf{K}_n = \mathbf{P}_{n|n-1}\mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1})^T\mathbf{S}_n^{-1} \quad (\text{C.2.62})$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{n|n} = \hat{\mathbf{x}}_{n-1|n-1} + \mathbf{K}_n(\mathbf{y} - \mathbf{H}(\mathbf{x})) \quad (\text{C.2.63})$$

$$\mathbf{P}_{n|n} = \mathbf{P}_{n|n-1} - \mathbf{K}_n\mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1})\mathbf{P}_{n|n-1} \quad (\text{C.2.64})$$

\mathbf{K}_n はカルマンゲイン, \mathbf{R} は観測ノイズの共分散, $\hat{\mathbf{x}}_{n|n}$ は状態ベクトルの事後推定, $\mathbf{P}_{n|n}$ は誤差共分散の事後推定である. RTK ドップラー位置方位推定では単一エポックで複数の観測方程式が取得される. 方程式の数を N とすると,

$$N = {}_p C_2 \times q = \frac{p!}{2!(p-2)!} \times q \quad (\text{C.2.65})$$

ここで ${}_p C_2$ は p 個の要素から 2 個選択するコンビネーションである. したがって, 式(C.2.63)と式(C.2.64)は以下のように修正される.

$$\hat{\mathbf{x}}_{n|n} = \hat{\mathbf{x}}_{n-1|n-1} + \frac{1}{N} \sum^N (\mathbf{K}_n(\mathbf{y} - \mathbf{H}(\mathbf{x}))) \quad (\text{C.2.66})$$

$$\mathbf{P}_{n|n} = \mathbf{P}_{n|n-1} - \frac{1}{N} \sum^N (\mathbf{K}_n\mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1})\mathbf{P}_{n|n-1}) \quad (\text{C.2.67})$$

以上が RTK ドップラー位置方位推定における EKF の設計である.

C.3 搬送波を用いた双曲線測位

通常, GPS や IMES 受信機は, 搬送波位相を出力可能である. 送信アンテナ \mathbf{k} から取得した位相を ϕ^k としたとき, ϕ^k は以下のように表される.

$$\phi^k = \lambda^{-1} \left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\| + \lambda^{-1} c (\delta t + \delta T) - N^k + \varepsilon_\phi^k \quad (\text{C.3.1})$$

ここで λ は GPS の L1 搬送波の波長 (190[mm]) を示し, \mathbf{r}_t^k と \mathbf{r}_u はそれぞれ送信アンテナと受信アンテナの位置ベクトルを, c は光速, δt は受信機のクロック, δT は各送信アンテナ間の偏差, N^k は送信アンテナと受信アンテナ間にある搬送波の波数, つまり未知の整数値で, ε_ϕ^k は搬送波の誤差を示す.

ここで, 送信アンテナが発信している電波は本編 5.4 節で述べたように, 1

つの送信機によって同期されているので式(C.1.1)より送信アンテナ1とk間のそれぞれの受信アンテナとの位相差は次のように表される。

$$\phi^{lk} = \phi^l - \phi^k = \lambda^{-1} \left(\left\| \mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u \right\| - \left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\| \right) - N^{lk} + \varepsilon_\phi^{lk} \quad (\text{C.3.2})$$

このとき ϕ^{lk} の単位を波数とするならば、6.4.1項で述べたように、送信アンテナ間の間隔が半波長であることによって、 $\lambda^{-1}(\left\| \mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u \right\| - \left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\|)$ の絶対値が0.5未満になり、 N^{lk} は0になる。したがって、式(C.3.2)は次のようになる。

$$\lambda\phi^{lk} = \left\| \mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u \right\| - \left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\| + \varepsilon_{\lambda\phi}^{lk} \quad (\text{C.3.3})$$

本編でも示したが、これが搬送波位相差測位の観測方程式である。

しかし、この式は非線形であるためこの式だけでは受信機位置 \mathbf{r}_u を解くことはできない。したがってこの観測方程式を非線形最小二乗法(Newton-Raphson法)を用いて位置推定を行う。まず、(C.3.3)の非線形項を次のように定義する。

$$F^{lk}(\mathbf{r}_u) = \left\| \mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u \right\| - \left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\| \quad (\text{C.3.4})$$

これを \mathbf{r}_u で偏微分すると、

$$\frac{\partial F^{lk}(\mathbf{r}_u)}{\partial \mathbf{r}_u} = -\frac{(\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u)^T}{\left\| \mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u \right\|} + \frac{(\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u)^T}{\left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\|} \quad (\text{C.3.5})$$

となる。 \mathbf{r}_u の解の初期値を $F(\mathbf{r}_{t,0}) = (x_0, y_0, z_0)$ として、 $F(\mathbf{r}_{t,0})$ の第2次以降の項はテイラー展開で無視され、更新解は以下のように表される。

$$F^{lk}(\mathbf{r}_{u,1}) \approx \frac{\partial F^{lk}(\mathbf{r}_{u,0})}{\partial \mathbf{r}_{u,0}} \Delta \mathbf{r}_{u,0} + F^{lk}(\mathbf{r}_{u,0}) \quad (\text{C.3.6})$$

よって式(C.3.3)は以下のように書ける。

$$\begin{aligned} \lambda\phi^{lk} &= F^{lk}(\mathbf{r}_{u,1}) + \varepsilon_{\lambda\phi} \\ &\approx \frac{\partial F^{lk}(\mathbf{r}_{u,0})}{\partial \mathbf{r}_{u,0}} \Delta \mathbf{r}_{u,0} + F^{lk}(\mathbf{r}_{u,0}) + \varepsilon_{\lambda\phi} \end{aligned} \quad (\text{C.3.7})$$

ここで送信アンテナの数を m とすると観測方程式の数、 n は

$$n = {}_m C_2 = \frac{m!}{2!(m-2)!} \quad (\text{C.3.8})$$

となる．したがって，観測方程式は以下の行列で表される．

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial F_0^{21}}{\partial x_0} & \frac{\partial F_0^{21}}{\partial y_0} & \frac{\partial F_0^{21}}{\partial z_0} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial F_0^{1n}}{\partial x_0} & \frac{\partial F_0^{1n}}{\partial y_0} & \frac{\partial F_0^{1n}}{\partial z_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_0 \\ \Delta y_0 \\ \Delta z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda\phi^{21} - F_0^{21} \\ \vdots \\ \lambda\phi^{1n} - F_0^{1n} \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon}_{\lambda\phi} \quad (\text{C.3.9})$$

式(C.3.9)の左辺の行列は GPS 用語で幾何行列 \mathbf{G} と定義される．右辺の列ベクトルを \mathbf{b} とするならば式(C.3.9)は以下ようになる．

$$\mathbf{G}\Delta\mathbf{r}_{u,0} = \mathbf{b} + \boldsymbol{\varepsilon}_{\lambda\phi} \quad (\text{C.3.10})$$

$\Delta\mathbf{r}_{u,0}$ の推定位置を $\Delta\hat{\mathbf{r}}_{u,0}$ とするならば，式(C.3.10)は

$$\Delta\hat{\mathbf{r}}_{u,0} = (\mathbf{G}^T\mathbf{G})^{-1}\mathbf{G}^T\mathbf{b} \quad (\text{C.3.11})$$

となる．その際，推定位置の更新は以下のようになされる．

$$\hat{\mathbf{r}}_{u,1} = \mathbf{r}_{u,0} + \Delta\hat{\mathbf{r}}_{u,0} \quad (\text{C.3.12})$$

この解の更新処理を数回繰り返して，受信アンテナ位置の近似解を得る．これが搬送波を用いた双曲線測位の基本的なアルゴリズムである．

C.4 スードライト

本節では第 6 章で用いる単一受信機を用いたドップラー位置方位推定と，搬送波測位（双曲線測位）の観測方程式の導出過程，及び位置方位推定アルゴリズムについて述べる（以降，単一受信機を用いたドップラー位置方位推定を単にドップラー測位と呼ぶ）．

受信機から送信アンテナ k と l が可視の状況において，式(C.2.3)より送信アンテナ k に対する搬送波位相の出力は以下ようになる．

$$\Delta\phi^k(t) = (\delta f + \delta F + f_{dop}^k)\Delta t + \boldsymbol{\varepsilon}^k \quad (\text{C.4.1})$$

ここで， δf は受信機周波数バイアス， δF は送信機周波数バイアスであるが，多チャンネル同期型送信機を用いているので全ての送信アンテナにおいて同一になる为上付き文字が存在しない． f_{dop}^k は受信機プラットフォームの動作により生じたドップラーシフト， $\boldsymbol{\varepsilon}^k$ は観測誤差である．送信アンテナ k と l につ

いての式(C.4.1)の差分を取り,

$$\begin{aligned}
\Delta\phi^{kl}(t) &= \Delta\phi^k(t) - \Delta\phi^l(t) \\
&= (\delta f + \delta F + f_{dop}^k)\Delta t - (\delta f + \delta F + f_{dop}^l)\Delta t + \varepsilon^k \\
&= (f_{dop}^k - f_{dop}^l)\Delta t + \varepsilon^{kl}
\end{aligned} \tag{C.4.2}$$

長さの単位に変換して,

$$d^{kl}(t) = \lambda\Delta\phi^{kl}(t) = \lambda(f_{dop}^k - f_{dop}^l)\Delta t + \varepsilon_d^{kl} \tag{C.4.3}$$

$d^{kl}(t)$ は, C.2 節同様に 2 つのデルタスードレンジの差分である (以降, 単にデルタスードレンジと呼ぶ).

これまで同様, デルタスードレンジを用いた観測方程式は以下のようなになる.

$$\begin{aligned}
d^{kl} &= d^k - d^l \\
&= (\mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\|} - (\mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\|} + \varepsilon_d^{kl}
\end{aligned} \tag{C.4.4}$$

d^k はデルタスードレンジ, \mathbf{v}_u は RCS における受信機プラットフォームの速度, \mathbf{r}_t^k と \mathbf{r}_t^l はそれぞれ IMES 送信機 k と l のアンテナの位置ベクトル, ε_d^{kl} は観測誤差である. \mathbf{v}_u をより詳細に表記すると,

$$\mathbf{v}_u = {}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_u \tag{C.4.5}$$

${}^l\mathbf{v}_u$ は LCS における, 受信機プラットフォーム(LCS そのもの)の速度であり, 車輪エンコーダから取得される. 可動アンテナユニットなどを搭載していないため, 観測に用いる速度ベクトルはこれのみである. 式(C.4.5)を式(C.4.4)に代入すると,

$$\begin{aligned}
d^{kl} &= d^k - d^l \\
&= ({}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\|} - ({}^r\mathbf{R}_l {}^l\mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\|} + \varepsilon_d^{kl}
\end{aligned} \tag{C.4.6}$$

この式が, 第 6 章におけるドップラー測位の観測方程式である.

次に, 搬送波測位についての観測方程式の導出過程を論述する. 送信機アンテナ k からの搬送波位相を ϕ^k とすると, 以下のようにモデル化できる.

$$\phi^k = \lambda^{-1} \left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\| + \lambda^{-1} c (\delta t - \delta T) - N^k + \delta\phi^k + \varepsilon_\phi^k \quad (\text{C.4.7})$$

λ はGPSL1帯の搬送波の波長(190[mm]), \mathbf{r}_t^k は送信アンテナ k の位置ベクトル, \mathbf{r}_u は推定すべき受信機の位置ベクトル, δt と δT はそれぞれ受信機と送信機のクロックバイアス, c は光速, N^k は整数バイアス(未知の整数: この値が送受信アンテナ間に存在する波の数を表す), $\delta\phi^k$ は送信アンテナ k からの電波の位相オフセット, ε_ϕ^k は観測誤差である(この式は前節で述べた式(C.3.1)と似ているが, 位相オフセットを考慮している点が異なる). 多チャンネル同期型IMES送信機を使用しているので出力信号の同期がとれている. したがって δT は全ての送信アンテナについて同一である. 送信アンテナ k に対する式(C.4.7)から l に対する式(C.4.7)の差をとって,

$$\begin{aligned} \phi^{kl} &= \phi^k - \phi^l \\ &= \lambda^{-1} \left(\left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\| - \left\| \mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u \right\| \right) - N^{kl} + \delta\phi^{kl} + \varepsilon_\phi^{kl} \end{aligned} \quad (\text{C.4.8})$$

N^{kl} は整数バイアスの差分である($N^k - N^l$). 波長を掛けて単位を長さにする, 以下のようなになる.

$$\lambda\phi^{kl} = \left(\left\| \mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u \right\| - \left\| \mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u \right\| \right) - \lambda N^{kl} + \lambda\delta\phi^{kl} + \varepsilon_{\lambda\phi}^{kl} \quad (\text{C.4.9})$$

この式が搬送波測位の観測方程式である.

RTK ドップラー位置方位推定の時と同様, 搬送波測位では拡張カルマンフィルタ(EKF)を用いて推定を行っている. 以下に, 送信アンテナが p 個ある状態における搬送波測位のEKFの設計を説明する. RCSにおける受信機の位置と方位, さらに整数バイアスを状態ベクトル \mathbf{x} として,

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [\mathbf{r}_u^T \quad \theta \quad \mathbf{N}^T]^T \\ &= [x \quad y \quad z \quad \theta \quad N^{12} \quad N^{13} \quad \dots \quad N^{1p}]^T \end{aligned} \quad (\text{C.4.10})$$

エポック n における, 観測ベクトル \mathbf{y} は,

$$\mathbf{y} = [d^{12} \quad d^{13} \quad \dots \quad d^{1p} \quad \lambda\phi^{12} \quad \lambda\phi^{13} \quad \dots \quad \lambda\phi^{1p}]^T \quad (\text{C.4.11})$$

観測モデルベクトルは,

$$\begin{aligned}\mathbf{H}(\mathbf{x}) &= [\mathbf{F}_d \quad \mathbf{F}_{\lambda\phi}]^T \\ &= [F_d^{12} \quad F_d^{13} \quad \dots \quad F_d^{1p} \quad F_{\lambda\phi}^{12} \quad F_{\lambda\phi}^{13} \quad \dots \quad F_{\lambda\phi}^{1p}]^T\end{aligned}\quad (\text{C.4.12})$$

ここで,

$$F_d^{kl} = ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\|} - ({}^r\mathbf{R}_l^l \mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\|}\quad (\text{C.4.13})$$

$$F_{\lambda\phi}^{kl} = (\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\| - \|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\|) - \lambda N^{kl}\quad (\text{C.4.14})$$

式(C.2.79)を状態ベクトル \mathbf{x} について微分して,

$$\mathbf{H}'(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{H}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \left[\frac{\partial \mathbf{F}_d}{\partial \mathbf{x}} \quad \frac{\partial \mathbf{F}_{\lambda\phi}}{\partial \mathbf{x}} \right]^T\quad (\text{C.4.15})$$

ここで,

$$\begin{aligned}\frac{\partial \mathbf{F}_d}{\partial \mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial F_d^{12}}{\partial \mathbf{r}_u} & \frac{\partial F_d^{12}}{\partial \theta} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{\partial F_d^{13}}{\partial \mathbf{r}_u} & \frac{\partial F_d^{13}}{\partial \theta} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial F_d^{1p}}{\partial \mathbf{r}_u} & \frac{\partial F_d^{1p}}{\partial \theta} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\partial F_d^{12}}{\partial x} & \frac{\partial F_d^{12}}{\partial y} & \frac{\partial F_d^{12}}{\partial z} & \frac{\partial F_d^{12}}{\partial \theta} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{\partial F_d^{13}}{\partial x} & \frac{\partial F_d^{13}}{\partial y} & \frac{\partial F_d^{13}}{\partial z} & \frac{\partial F_d^{13}}{\partial \theta} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial F_d^{1p}}{\partial x} & \frac{\partial F_d^{1p}}{\partial y} & \frac{\partial F_d^{1p}}{\partial z} & \frac{\partial F_d^{1p}}{\partial \theta} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (\text{C.4.16})$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \mathbf{F}_{\lambda\phi}}{\partial \mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{12}}{\partial \mathbf{r}_u} & 0 & -\lambda & 0 & \cdots & 0 \\ \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{13}}{\partial \mathbf{r}_u} & 0 & 0 & -\lambda & \cdots & 0 \\ & \vdots & & & & \\ \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{1p}}{\partial \mathbf{r}_u} & 0 & 0 & 0 & \cdots & -\lambda \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{12}}{\partial x} & \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{12}}{\partial y} & \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{12}}{\partial z} & 0 & -\lambda & 0 & \cdots & 0 \\ \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{13}}{\partial x} & \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{13}}{\partial y} & \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{13}}{\partial z} & 0 & 0 & -\lambda & \cdots & 0 \\ & & \vdots & & & & & \\ \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{1p}}{\partial x} & \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{1p}}{\partial y} & \frac{\partial F_{\lambda\phi}^{1p}}{\partial z} & 0 & 0 & 0 & \cdots & -\lambda \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{C.4.17}$$

また、各観測方程式の各変数に対する偏微分は以下のようなになる。

$$\begin{aligned}
\frac{\partial F_d^{kl}}{\partial \mathbf{r}_u} &= -\frac{\left({}^r \mathbf{R}_l \mathbf{v}\right)}{\left\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\right\|} + \frac{\left({}^r \mathbf{R}_l \mathbf{v}\right)^T \left(\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\right) \left(\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\right)^T}{\left\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\right\|^3} \\
&+ \frac{\left({}^r \mathbf{R}_l \mathbf{v}\right)}{\left\|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\right\|} - \frac{\left({}^r \mathbf{R}_l \mathbf{v}\right)^T \left(\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\right) \left(\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\right)^T}{\left\|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\right\|^3}
\end{aligned} \tag{C.4.18}$$

$$\frac{\partial F_d^{kl}}{\partial \theta} = \frac{\left(\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\right)^T \left({}^r \mathbf{R}_l' \mathbf{v}\right)}{\left\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\right\|} - \frac{\left(\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\right)^T \left({}^r \mathbf{R}_l' \mathbf{v}\right)}{\left\|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\right\|} \tag{C.4.19}$$

$$\frac{\partial F_{\lambda\phi}^{kl}}{\partial \mathbf{r}_u} = -\frac{\left(\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\right)^T}{\left\|\mathbf{r}_t^k - \mathbf{r}_u\right\|} + \frac{\left(\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\right)^T}{\left\|\mathbf{r}_t^l - \mathbf{r}_u\right\|} \tag{C.4.20}$$

$$\frac{\partial F_{\lambda\phi}^{kl}}{\partial N^{kl}} = -\lambda \tag{C.4.21}$$

エポック n における, **EKF** の前エポックからの状態予測は以下のようになる.

$$\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1} = \hat{\mathbf{x}}_{n-1|n-1} + \Delta \mathbf{x} \quad (\text{C.4.22})$$

$$\mathbf{P}_{n|n-1} = \mathbf{P}_{n-1|n-1} + \mathbf{Q} \quad (\text{C.4.23})$$

ここで,

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x} &= [\mathbf{v}_u^T \Delta t \quad \Delta \theta \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \\ &= [\Delta x_u \quad \Delta y_u \quad \Delta z_u \quad \Delta \theta \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \end{aligned} \quad (\text{C.4.24})$$

位置と方位については前項のようにエンコーダを用いて事前推定を行うが, 整数バイアスについては事前推定を行わない.

エポック n における **EKF** の更新は, 前項同様以下のようになる.

$$\mathbf{S}_n = \mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1}) \mathbf{P}_{n|n-1} \mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1})^T + \mathbf{R} \quad (\text{C.4.25})$$

$$\mathbf{K}_n = \mathbf{P}_{n|n-1} \mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1})^T \mathbf{S}_n^{-1} \quad (\text{C.4.26})$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{n|n} = \hat{\mathbf{x}}_{n-1|n-1} + \mathbf{K}_n (\mathbf{y} - \mathbf{H}(\mathbf{x})) \quad (\text{C.4.27})$$

$$\mathbf{P}_{n|n} = \mathbf{P}_{n|n-1} - \mathbf{K}_n \mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1}) \mathbf{P}_{n|n-1} \quad (\text{C.4.28})$$

ドップラー測位, 搬送波測位のどちらも 2 つの送信アンテナから観測方程式を立式する. したがって, 観測方程式の数を N とすると,

$$N = {}_p C_2 \times 2 = \frac{p!}{2!(p-2)!} \times 2 \quad (\text{C.4.29})$$

よって, 式(C.4.27)と式(C.4.28)は以下のように修正される.

$$\hat{\mathbf{x}}_{n|n} = \hat{\mathbf{x}}_{n-1|n-1} + \frac{1}{N} \sum^N (\mathbf{K}_n (\mathbf{y} - \mathbf{H}(\mathbf{x}))) \quad (\text{C.4.30})$$

$$\mathbf{P}_{n|n} = \mathbf{P}_{n|n-1} - \frac{1}{N} \sum^N (\mathbf{K}_n \mathbf{H}'(\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1}) \mathbf{P}_{n|n-1}) \quad (\text{C.4.31})$$

以上が搬送波測位についての **KEF** の設計である.

尚, 第 7 章で提案したドップラー測位についても **EKF** を用いて位置と方位の推定を行っている. ドップラー測位における **EKF** の設計は, ここで説明したものから搬送波測位に関する観測方程式や状態ベクトルに含まれる整数バイ

アスを取り除いたものであるので，詳細な説明は割愛する．

C.5 精度劣化指数

精度劣化指数は観測方程式からなる幾何行列 \mathbf{G} を用いて算出できる．観測値誤差の標準偏差を σ_λ とした場合， $\Delta\mathbf{r}_u$ の共分散行列は次のようになる．

$$\text{cov}(\Delta\mathbf{r}_u) = \sigma_\lambda^2 (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \quad (\text{C.5.1})$$

さらに， $(\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1}$ を \mathbf{H} と定義すると，DOP は \mathbf{H} の対角成分として以下のように表される．

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \text{XDOP}^2 & \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \text{YDOP}^2 & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \text{ZDOP}^2 & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet & \text{AZDOP}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{C.5.2})$$

ここで，XDOP とは X 軸方向に対する DOP という意味であり，Y 軸，Z 軸に対しても同様である．また，方位 θ に対する DOP を AZDOP と定義した．式 (C.5.1) と (C.5.2) より X, Y, Z, θ のそれぞれの測位誤差の分散は次のようになる．

$$\sigma_x^2 = \sigma_\lambda^2 \text{XDOP}^2 \quad (\text{C.5.3})$$

$$\sigma_y^2 = \sigma_\lambda^2 \text{YDOP}^2 \quad (\text{C.5.4})$$

$$\sigma_z^2 = \sigma_\lambda^2 \text{ZDOP}^2 \quad (\text{C.5.5})$$

$$\sigma_\theta^2 = \sigma_\lambda^2 \text{AZDOP}^2 \quad (\text{C.5.6})$$

ここで，X-Y 平面の DOP を HDOP と定義すると次のようになる．

$$\text{HDOP}^2 = \text{XDOP}^2 + \text{YDOP}^2 \quad (\text{C.5.7})$$

また，X-Y 平面上の推定位置の標準偏差を σ_{xy} と定義すると，

$$\sigma_{xy} = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad (\text{C.5.8})$$

となり，式 (C.5.3) ~ (C.5.8) より σ_{xy} は次のようになる．

$$\sigma_{xy} = \sigma_\lambda \text{HDOP} \quad (\text{C.5.9})$$

同様に，3次元空間の DOP を PDOP と定義すると，

$$\text{PDOP}^2 = \text{XDOP}^2 + \text{YDOP}^2 + \text{ZDOP}^2 \quad (\text{C.5.10})$$

となり，3次元空間の推定位置の標準偏差 σ_{xyz} は

$$\sigma_{xyz} = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2} = \sigma_\lambda \text{PDOP} \quad (\text{C.5.11})$$

と表される．式(C.5.9)と(C.5.11)から，観測値誤差の標準偏差である σ_λ が既知であれば， σ_{xy} と σ_{xyz} は送信アンテナと受信アンテナの幾何学的な関係から推定することができる．

参考文献

- [1] 国土地理院, “世界測地系移行の概要”, オンライン : <http://www.gsi.go.jp/LAW/G2000-g2000.htm> (2016年3月20日アクセス)
- [2] 国土地理院, “「測地成果 2000」と「測地成果 2011」”, オンライン : <http://www.gsi.go.jp/sokuchikijun/jgd2000-2011.html> (2016年3月20日アクセス)
- [3] P. Misra and P. Enge, *Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance (Second Edition)*. Ganga-Jamuna Press, 2006.
- [4] JAXA, “QZ-Vision QZ ナビ準天頂衛星システムと GPS”, オンライン : <http://qz-vision.jaxa.jp/READ/qz-navi03.html> (2016年3月20日アクセス)
- [5] Satoshi Kogure, “REPORT ON A MULTIGNSS DEMONSTRATION PROJECT IN THE ASIA/OCEANIA REGION”, Available online: <http://www.unoosa.org/pdf/icg/2015/icg10/01pf.pdf> (accessed on 20 March 2016)
- [6] 内閣官房宇宙開発戦略本部, “宇宙基本計画工程表”(平成 27 年度改訂) : http://www8.cao.go.jp/space/plan/plan2/kaitei_fy27/kaitei_fy27.pdf (2016年3月20日アクセス)
- [7] 木瀬道夫, 野口伸, 石井一暢判, 寺尾日出男, “RTK-GPS と FOG を使用したほ場作業ロボット”, 農業機械学会誌 63(5), 2001, pp.74~79
- [8] 野口伸, “車両系農業ロボットの現状と展望”, 建設の施工企画 728 号, pp.58~61, 2010
- [9] 都筑三千夫, 西修二郎, 松村正一, “仮想基準点方式によるリアルタイム測位”, 国土地理院時報, No.96, pp.39~43, 2001
- [10] 農業情報学会編, 藤井健二郎, “仮想基準点方式/準天頂衛星”, 新農業情

報工学, 2004

- [11] WIDEプロジェクト, “インターネットとGNSSを利用した高精度測位”, 2003年研究報告書第22部, オンライン: <http://www.wide.ad.jp/project/document/reports/pdf2003/part22.pdf> (2016年3月20日アクセス)
- [12] 国土地理院 (宮川康平), “次世代GEONETの2つの挑戦—GNSS対応と津波予測支援—”, オンライン: <http://www.gsi.go.jp/common/000071153.pdf> (2016年3月20日アクセス)
- [13] 国土地理院, “電子基準点データ提供サービス”, オンライン: <http://terras.gsi.go.jp/> (2016年3月20日アクセス)
- [14] 矢来博司, “準天頂衛星「みちびき」による高精度測位補正技術”, 国土地理院報告書, pp.46~51, 2010
- [15] Taro Suzuki, Nobuaki Kubo, Tomoji Takasu, “Evaluation of Precise Point Positioning Using MADOCA-LEX via Quasi-Zenith Satellite System”, Institute of Navigation International Technical Meeting 2014, ITM 2014, pp.460-470, 2014
- [16] 電子基準点を利用したリアルタイム測位推進協議会 Web サイト, オンライン: <http://www.jsurvey.jp/pcrg/kyougikai.htm> (2016年3月20日アクセス)
- [17] H. Ingensand and R. Mautz, “Message of the Conference Directors,” in Proc. of 2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), no. September, 2010.
- [18] S. Heibmeyer, L. Overmeyer, and M. Andreas, "Indoor Positioning of Vehicles using an Active Optical Infrastructure," in Proc. of 2012 Int. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2012
- [19] 水口雄介, 牧野秀夫, 西森健太郎, 若月大輔, “可視光通信と高精細魚眼カメラを用いた屋内位置推定方式”, 電子情報通信学会大会 2010年総合大会, CD-ROM, Vol.B, No.20, 2010

- [20] S. Holm, "Ultrasound positioning based on time-of-flight and signal strength," in Proc. of 2012 Int. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2012.
- [21] 羽田昂史, 須永光, 秋山征己, 五百蔵重典, 田中博, "超音波センサを用いた屋内測位システムにおける測位エリア拡大の検討", マルチメディア, 分散, 協調とモバイルシンポジウム (DICOMO2011) 論文集, pp. 915-920, 2011
- [22] S. Gezici, Z. Tian, G. B. Biannakis, H. Kobayashi, A. F. Molisch, V. Poor, and Z. Sahinoglu, "Localization via Ultra-Wideband Radios," IEEE Signal Processing Magazine, pp. 70-84, 2005.
- [23] Chong Chia-Chin, Guvenc Ismail, 渡辺富士雄, 稲村浩, "屋内位置情報サービスを実現する UWB を用いた測距・測位技術", NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル 17(1), pp.40-46, 2009
- [24] H. Durrant-whyte and T. Bailey, "Simultaneous Localisation and Mapping (SLAM): Part I The Essential Algorithms," Robotics and Automation Magazine, vol. 13, no. 2, pp. 1-9, 2006.
- [25] M. McGill, R. Salleh, T. Wiley, A. Ratter, R. Farid, C. Sammut, and A. Milstein, "Virtual Reconstruction Using an Autonomous Robot," in Proc. of 2012 Int. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2012.
- [26] M. Romanovas, V. Goridko, A. Al-jawad, M. Schwaab, L. Klingbeil, and A.-l.-u. Freiburg, "A Study on Indoor Pedestrian Localization Algorithms with Foot-Mounted Sensors," in Proc. of 2012 Int. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2012
- [27] 興梠正克, 石川智也, 蔵田武志, "歩行者デッドレコニングに基づくハンドヘルド端末の屋内外測位技術(MR/AR の実用化に向けた CV/PR 技術の課題と展望)", 電子情報通信学会技術研究報告. MVE, マルチメディア・仮想環境基礎 110(382), pp.171-176, 2011
- [28] Rainer Mautz, "Indoor Positioning Technologies", Habilitation Thesis submitted to ETH Zurich, 2012

- [29] S. Mazuelas, A. Bahillo, R. M. Lorenzo, P. Fernandez, F. a. Lago, E. Garcia, J. Blas, and E. J. Abril, “Robust Indoor Positioning Provided by Real-Time RSSI Values in Unmodified WLAN Networks,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, no. 5, pp. 821–831, Oct. 2009.
- [30] N. K. Sharma, “A Weighted Center of Mass Based Trilateration Approach,” in *MobiWac ’06 Proceedings of the 4th ACM international workshop on Mobility management and wireless access*, pp. 112–115, 2006
- [31] P. Bahl and V. Padmanabhan, “RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system,” in *Proceedings IEEE INFOCOM 2000. Conference on Computer Communications. IEEE*, pp. 775–784, 2000
- [32] Y. Chen and H. Kobayashi, “Signal strength based indoor geolocation,” in *Proc. of 2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333)*, no. 1. IEEE, pp. 436–439, 2002
- [33] V. Honkavirta, T. Perala, S. Ali-Loytty, and R. Piche, “A Comparative Survey of WLAN Location Fingerprinting Methods,” in *Proc. of the 6th Workshop on Positioning, Navigation and Communication*, pp. 243– 251, 2009
- [34] M. Wallbaum and S. Diepolder, “Benchmarking Wireless LAN Location Systems,” in *Proceedings of the 2005 Second IEEE International Workshop on Mobile Commerce and Services (WMCS05)*, 2005.
- [35] Combain Positioning Service. Available online: <https://combain.com/> (accessed on 20 March 2016).
- [36] Navizon Inc. Available online: <http://www.navizon.com/> (accessed on 20 March 2016).
- [37] F. Subhan, H. Hasbullah, A. Rozyyev, and S. T. Bakhsh, “Indoor positioning in Bluetooth networks using fingerprinting and lateration approach,” in *Proc. of 2011 International Conference on Information*

Science and Applications. IEEE, pp. 1–9, Apr. 2011

- [38] K. Wendlandt, M. Berhig, and P. Robertson, “Indoor localization with probability density functions based on Bluetooth,” in Proc. of IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 2040–2044, 2005
- [39] S. S. Chawathe, “Beacon Placement for Indoor Localization using Bluetooth,” in Proc. of 2008 11th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems. IEEE, pp. 980–985, Oct. 2008
- [40] A. Lamarca, Y. Chawathe, S. Consolvo, J. Hightower, J. Scott, T. Sohn, J. Howard, J. Hughes, F. Potter, P. Powledge, G. Borriello, and B. Schilit, “Place Lab : Device Positioning Using Radio Beacons in the Wild,” in Proc. of the 3rd International Conference on Pervasive Computing (Pervasive 2005), 2005
- [41] D. Graumann, J. Hightower, and W. Lara, “Real-world Implementation of the Location Stack : The Universal Location Framework,” in Proc. of Fifth IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications 2003, pp. 122–128, 2003
- [42] iBeacon for Developers. Available online: <https://developer.apple.com/ibeacon/> (accessed on 20 March 2016).
- [43] M. Nakajima and S. Haruyama, “Indoor navigation system for visually impaired people using visible light communication and compensated geomagnetic sensing,” in Proc. of the 1st IEEE International Conference on Communications in China (ICCC), pp. 524–529, 2012
- [44] Outstanding Technology Co. Ltd., “Commulight.” Available online: <http://www.diginfo.tv/v/12-0132-r-en.php> (accessed on 20 March 2016).
- [45] T. Inoshita, A. Iketani, S. Senda, and T. Shibata, “Image Based Localization with Sparse Database Using Panning Query Images,” in Proc. of 2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation(IPIN2012), pp. 13–15., 2012

- [46] H. Kawaji, K. Hatada, T. Yamasaki, and K. Aizawa, "Image-based Indoor Positioning System : Fast Image Matching using Omnidirectional Panoramic Images," in Proc. of the 1st ACM international workshop on Multimodal pervasive video analysis, pp. 1–4, 2010
- [47] Choi, Ip Ki. "Pseudolite research at UNSW." 1st Hong Kong Symposium on Satellite Positioning System Applications, Hong Kong. Vol. 11. 1999.
- [48] H. S. Cobb, "GPS PSEUDOLITES : THEORY , DESIGN , AND APPLICATIONS," Ph.D. dissertation, Stanford University, 1997.
- [49] J. Wang, "Pseudolite Applications in Positioning and Navigation : Progress and Problems," Journal of Global Positioning Systems, vol. 1, no. 1, pp. 48–56, 2002.
- [50] J. W. Cheong, X. Wei, N. Politi, A. G. Dempster, C. Rizos, "Characterising the Signal Structure of Locata's Pseudolite-based Positioning System ," IGNSS Symposium 2009, pp.1-11, 2009
- [51] 神谷泉, 小白井亮一, "高精度測位技術の現状とその利用分野に関する調査", 国土地理院時報, pp.73~88, 2004
- [52] 高度測位社会基盤研究フォーラム, "屋内GPS測位環境整備について" オンライン : http://www.fpoir.org/OPEN/F13_ishii.pdf (2016年3月20日アクセス)
- [53] 須賀秀一, 角田寛人, 藤井直樹, 福島荘之介, 齊藤真二, "エアポートシールドライト", 情報処理, 43(2002), pp. 853-859.
- [54] Sugano, Shigeki, Yuko Shirai, and SoungHo Chae. "Environment design for human-robot symbiosis-Introduction of wabot-house project." Proc. of the 23rd Int. Symposium on Automation and Robotics in Construction. 2006.
- [55] Kenri Kodaka, Haruhiko Niwa, Yoshihiro Sakamoto, Masaumi Otake, Yuki Kanemori, and Shigeki Sugano, "Structuralizing the Home Environment for Robot Moving," Proc. of the 7th France-Japan

Congress on Mechatronics (Mechatronics2008), May 2008.

- [56] 小鷹研理, 丹羽治彦, 坂本義弘, 菅野重樹 : “ 格子状に配置された RFID タグの床面を移動するロボットの姿勢推定”, 計測自動制御学会論文誌, voll.45, no.7, pp. 379-387, 2009.
- [57] Niwa, Haruhiko, et al. "GPS-based indoor positioning system with multi-channel pseudolite." Robotics and Automation, 2008. ICRA 2008. IEEE International Conference on. IEEE, 2008.
- [58] Sakamoto, Yoshihiro, et al. "Multiplexing receivers to improve positioning success rate for pseudolite indoor localization." Mechatronics and its Applications (ISMA), 2010 7th International Symposium on. IEEE, 2010.
- [59] 測位衛星技術株式会社, “IMES 実証実験への取り組み”, オンライン : http://gnss.co.jp/imes/imes_application_case_3 (2016年3月20日アクセス)
- [60] 株式会社日立製作所, “東京駅周辺における高精度測位実証実験の報告概要”, オンライン : <http://www.mlit.go.jp/common/001080786.pdf> (2016年3月20日アクセス)
- [61] A. Shikimura ; K. Mutoh ; N. Kohtake ; M. Utsumi ; T. Furutou ; H. Tomita ; M. Ishii, “Seamless location based service (LBS) in train stations using GNSS and IMES”, 26th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, ION GNSS 2013 pp.432-438
- [62] 関雄太, 正村眞, 中川雅史, 山田豊, 塩崎周, “インドア MMS を活用した IMES 測位信号強度の測定”, 第19回 GPS/GNSS シンポジウム 2014
- [63] 国土地理院, “位置情報基盤整備のためのガイドライン Version 1.0.1”, オンライン : <http://ucopendb.gsi.go.jp/ucode/document/guideline.pdf> (2016年3月20日アクセス)
- [64] IMES コンソーシアム Web サイト, オンライン : <http://imesconsortium.org/> (2016年3月20日アクセス)

- [65] Kawaguchi, T., Fujii, K., Tanikawara, M., & Sakamoto, Y. (2015, December). Development of IMES signal transmitters. In 2015 IEEE/SICE International Symposium on System Integration (SII) (pp. 672-677). IEEE.
- [66] S. Sugiura, et al., *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 669-672, 2008.
- [67] G. Dubost, "Short- or open-circuited dipole parallel to perfect reflector plane and embedded in substrate and acting at resonance," *Electron. Lett.*, vol. 17, no. 24, pp. 914–916, November 1981
- [68] Y. Li, Z. Zhang, and Z. Feng, "Compact hybrid CPW-fed slot antenna array with pattern diversity," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 53, no. 4, pp.884–888, April 2011
- [69] 鈴木文生, "漏洩同軸ケーブルの基礎知識と無線 LAN への応用", *RF ワールド No.24*, 2013
- [70] Kushki, Azadeh, Konstantinos N. Plataniotis, and Anastasios N. Venetsanopoulos. "Kernel-based positioning in wireless local area networks." *Mobile Computing, IEEE Transactions on* 6.6 (2007): 689-705.
- [71] Seco, F.; Jimenez, A.R.; Prieto, C.; Roa, J.; Koutsou, K. Survey of mathematical methods for indoor localization. In *Proceedings of the 6th IEEE International Symposium on Intelligent Signal*, Budapest, Hungary, 26–28 August 2009; pp. 9–14.
- [72] Feng, Chen, et al. "Received-signal-strength-based indoor positioning using compressive sensing." *Mobile Computing, IEEE Transactions on* 11.12 (2012): 1983-1993.
- [73] Sharp, Ian, and Kegen Yu. "Enhanced least-squares positioning algorithm for indoor positioning." *Mobile Computing, IEEE Transactions on* 12.8 (2013): 1640-1650.
- [74] Panyov, A.A.; Golovan, A.A.; Smirnov, A.S. Indoor positioning using Wi-Fi fingerprinting pedestrian dead reckoning and aided INS. In

- Proceedings of the International Symposium on Inertial Sensors and System, Laguna Beach, CA, USA, 25–26 February 2014; pp. 1–2.
- [75] Xiao, W.; Ni, W.; Toh, Y.K. Integrated Wi-Fi fingerprinting and inertial sensing for indoor positioning. In Proceedings of the International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, Guimarães, Portugal, 21–23 September 2011; pp. 1–6.
- [76] Frank, K.; Krach, B.; Catterall, N.; Robertson, P. Development and Evaluation of a Combined WLAN & Inertial Indoor Pedestrian Positioning System. In Proceedings of the 4th International Symposium on Location and Context Awareness, Tokyo, Japan, 7–8 May 2009.
- [77] Atia, M. M., M. J. Korenberg, and A. Nouredin. "Particle-Filter-Based WiFi-Aided Reduced Inertial Sensors Navigation System for Indoor and GPS-Denied Environments." *International Journal of Navigation and Observation* 2012 (2012).
- [78] International Telecommunication Union, "Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz", Recommendation ITU-R P.1238-8, 2015
- [79] R. J. Danchik, "An Overview of Transit Development," *JOHNS HOPKINS APL TECHNICAL DIGEST*, vol. 19, no. 1, 1998
- [80] D. E. Wells, "DOPPLER SATELLITE CONTROL," University of New Brunswick, Tech. Rep. 29, 1974
- [81] A. Lehtinen, "Doppler Positioning with GPS," Master's thesis, Tampere University of Technology, 2001
- [82] B. Kus'y, I. Amundson, J. Sallai, P. Volgyesi, A. L'edeczi, and X. Koutsoukos, "RF doppler shift-based mobile sensor tracking and navigation," *ACM Transactions on Sensor Networks*, vol. 7, no. 1, pp. 1–32, Aug. 2010
- [83] Y. T. Chan and J. J. Towers, "Passive localization from

- Doppler-shifted frequency measurements,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, no. 10, pp. 2594–2598, 1992.
- [84] S. Schelkshorn and J. Detlefsen, “Indoor Navigation Based on Doppler Measurements,” in *Proc. of the 4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication*. IEEE, pp. 37–40, Mar. 2007
- [85] C. Kelley and D. Baker, “OpenSource GPS,” *GPS World*, no. January, pp. 58–62, 2006.
- [86] Sakamoto, Yuta, et al. "Doppler positioning with orientation estimation by using multiple transmitters for high-accuracy IMES localization." *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2012 International Conference on. IEEE, 2012.
- [87] R. Bucher and D. Misra, “A Synthesizable VHDL Model of the Exact Solution for Three-dimensional Hyperbolic Positioning System,” *VLSI Design*, vol. 15, no. 2, pp. 507–520, 2002.
- [88] Fredrik Gustafssonk, “POSITIONING USING TIME-DIFFERENCE OF ARRIVAL MEASUREMENTS Fredrik Gustafsson and Fredrik Gunnarsson Department of Electrical Engineering,” in *Proc. of the IEEE Int. Conf. Acoust Speech Signal Process*, pp. 8–11, 2003
- [89] A. Oestrei, T. Samaritano, and R. Kamali-sarvestani, “Miniaturized WatsonWatt Direction Finder: An Advancement in Vehicle Safety,” in *Proc. of 2012 IEEE 16th International Symposium on Consumer Electronics (ISCE)*, pp. 1–3, 2012
- [90] I. Amundson, J. Sallai, X. Koutsoukos, and A. Ledeczi, “Radio Interferometric Angle of Arrival Estimation,” in *Proc. of 7th European Conference on Wireless Sensor Networks*, 2010
- [91] W. Read, “REVIEW OF CONVENTIONAL TACTICAL RADIO DIRECTION FINDING SYSTEMS,” 1989
- [92] T. Takasu and A. Yasuda, “Evaluation of RTK-GPS Performance with Lowcost Single-frequency GPS Receivers,” in *Proc. of International Symposium on GPS/GNSS 2008*, 2008

- [93] 高須知二, “RTK-GPS 及びネットワーク型 RTK-GPS 測位技術”, GPS/GNSS Symposium 2007, p.267-278
- [94] Kim, Donghyun, and Richard B. Langley. "GPS ambiguity resolution and validation: methodologies, trends and issues." Proceedings of the 7th GNSS Workshop–International Symposium on GPS/GNSS, Seoul, Korea. Vol. 30. No. 2.12. 2000.
- [95] Barnes, J., et al. "LocataNet: Intelligent time-synchronised pseudolite transceivers for cm-level stand-alone positioning." Satellite Navigation and Positioning (SNAP) Group, School of Surveying and Spatial Information Systems, The University of New South Wales, Australia (UNSW), 2003
- [96] Y. Li, and C. Rizos, "Seamless navigation through a Locata-enhanced GPS and INS integrated system," in 2010 Int. Symp. on GPS/GNSS, Taipei, Taiwan, 40-45., Oct. 2010
- [97] Wei - Wen Kao, Chin - Lang Ts, “Carrier phase indoor positioning using pseudolites and relative movements”, Journal of the Chinese Institute of Engineers, Journal of the Chinese Institute of Engineers, Vol. 28, No. 5, pp. 899-903, 2005
- [98] Changdon Kee, Doohee Yun, Haeyoung Jun, Bradford Parkinson, Sam Pullen, Tom Lagenstein, "Centimeter-Accuracy Indoor Navigation Using GPS-Like Pseudolites", GPS World, November 1, 2001
- [99] Angelo Joseph, “Measuring GNSS Signal Strength, What is the difference between SNR and C/N_0 ?”, Inside GNSS, NOVEMBER/DECEMBER 2010, pp.20-25
- [100] 独立行政法人宇宙航空研究開発機構, “準天頂衛星システム ユーザインタフェース仕様書 (IS-QZSS 1.6 版)”, オンライン : <http://qz-vision.jaxa.jp/USE/is-qzss/> (2016年3月20日アクセス)
- [101] 川口 貴正, “屋内 GPS(IMES 方式)の技術解説, 電気学会 産業応用部門”, 次世代産業システム研究会, 2013

- [102] 独立行政法人宇宙航空研究開発機構, “IMES 送信機管理実施要領”,
http://qz-vision.jaxa.jp/USE/is-qzss/DOCS/IMES_TX_MngGuideline_A.pdf (2016年3月20日アクセス)
- [103] 檜山 智久, “屋内 GPS (IMES)の最新状況について”, 電気学会 産業応用部門 次世代産業システム研究会 (2015)

謝辞

本論文は、筆者が 2000 年代初頭から現在に至るまで、早稲田大学と(株)日立産機システムの共同研究において実施してきた、屋内 GPS 研究の成果をまとめたものです。早稲田大学ならびに日立グループの多くの方々にご協力、ご支援を賜りました。ここに深く感謝の意を表します。

はじめに、本研究を遂行するにあたり、終始懇切なるご指導・ご鞭撻を賜り、常に温かい激励を頂きました。早稲田大学創造理工学部総合機械工学科 菅野重樹教授に心より感謝申し上げます。

また、本論文の執筆にあたり、多くの有益なご助言とご討論を賜りました。早稲田大学創造理工学部総合機械工学科 山川宏教授、三輪敬之教授、岩田浩康教授、および早稲田大学基幹理工学部機械科学・航空学科 天野嘉春教授に、謹んで御礼申し上げます。

そして、本研究の共同研究者として、研究の計画や実験の遂行、論文の執筆等において、貴重なご意見と多大なるご支援を頂きました。坂本義弘博士、有江浩明博士、汪偉博士、相馬憲一博士、谷川原誠博士、初本慎太郎氏、松本久功氏、川口貴正氏、および早稲田大学菅野重樹研究室の学生の皆様に、心より感謝申し上げます。

最後に、筆者の研究生活を支えて下さった家族に、心から感謝いたします。

研究業績

種類別	題名, 発表・発行掲載誌名, 発表・発行年月, 連名者 (申請者含む)
論文	<p>A Combined Approach of Doppler and Carrier-based Hyperbolic Positioning with a Multi-channel GPS-pseudolite for Indoor Localization of Robots, Indoor Positioning and Indoor Navigation Conference (IPIN2016), Oct. 2016, Kenjiro Fujii, Ryosuke Yonezawa, Yoshihiro Sakamoto, Alexander Schmitz, and Shigeki Sugano (採録決定)</p> <p>Electrically Small Shorted Patch Antenna Array with Switchable Radiation Patterns for Indoor Messaging System, IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems, Mar. 2016, Hisanori Matsumoto, Makoto Tanikawara, Kenjiro Fujii, and Tomohisa Kohiyama</p> <p>○ Improving IMES Localization Accuracy by Integrating Dead Reckoning Information, Sensors 2016, 16(2), Jan. 2016, Kenjiro Fujii, Hiroaki Arie, Wei Wang, Yuto Kaneko, Yoshihiro Sakamoto, Alexander Schmitz, and Shigeki Sugano</p> <p>○ Methods for improving IMES transmitters: Transmission diversity, variable beamwidth antenna, and leaky coaxial cable, 2015 IEEE/SICE International Symposium on System Integration (SII), Dec. 2015, Kenjiro Fujii, Takamasa Kawaguchi, Hisanori Matsumoto, Makoto Tanikawara, Takashi Toyama, Yoshihiro Sakamoto, Wei Wang, Hiroaki Arie, Alexander Schmitz, and Shigeki Sugano</p> <p>○ Hyperbolic Positioning with Antenna Arrays and Multi-Channel Pseudolite for Indoor Localization, Sensors 2015, 15(10), Sep. 2015, Kenjiro Fujii, Yoshihiro Sakamoto, Wei Wang, Hiroaki Arie, Alexander Schmitz, and Shigeki Sugano</p>

○	<p>Accurate indoor positioning using IMES radio, 2015 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), Aug. 2015, Kenjiro Fujii, Wei Wang, Yuto Kaneko, Yoshihiro Sakamoto, Hiroaki Arie, and Shigeki Sugano</p> <p>Doppler pose estimation using multiple IMES transmitters for indoor localization, <i>Journal of Location Based Services</i>, Feb. 2014, Yoshihiro Sakamoto, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>Hyperbolic Positioning with Proximate Multi-channel Pseudolite for Indoor Localization, <i>IGNSS Symposium 2013</i>, July, 2013, Yoshihiro Sakamoto, Hiroaki Arie, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>Real-time Kinematic Doppler Pose Estimation for IMES, 2013 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, July, 2013, Yoshihiro Sakamoto, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>Doppler Positioning with a Movable Receiver Antenna for High-Accuracy IMES Localization, <i>SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration</i>, Sep. 2012, Yoshihiro Sakamoto, Kenri Kodaka, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>Indoor Positioning based on Difference between Carrier-phases Transmitted from Proximately-located Antennas of a Multi-channel Pseudolite, <i>Proc. of International Conference on Innovative Engineering (ICIES2012)</i>, Dec. 2012, Yoshihiro Sakamoto, Yui Totoki, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>Doppler Positioning with Orientation Estimation by Using Multiple Transmitters for High-accuracy IMES Localization,</p>
---	--

	<p>Proc. of 2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN2012), Nov. 2012, Yoshihiro Sakamoto, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>Active-localization methods for mobile robots in a coarsely structured environment with floor-embedded RFID tags and indoor GPS, Proc. of 2012 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA2012), Aug. 2012, Yoshihiro Sakamoto, Kenri Kodaka, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>GPS-compatible Indoor-positioning Methods for Indoor-outdoor Seamless Robot Navigation, Proc. of 2012 IEEE Workshop on Advanced Robotics and its Social Impacts (ARSO2012), May. 2012, Yoshihiro Sakamoto, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>Real-time Indoor Positioning with a Single IMES Transmitter and a Rotation-type Doppler Measurement Unit, Proc. of International Global Navigation Satellite Systems (IGNSS) 2011 (incorporating the International Symposium on GPS and GNSS), Nov. 2011, Yoshihiro Sakamoto, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>High-accuracy IMES localization using a movable receiver antenna and a three-axis attitude sensor, Proc. of 2011 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN2011), Sep. 2011, Yoshihiro Sakamoto, Hiroaki Arie, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>Doppler Positioning with a Movable Receiver Antenna and a Single Pseudolite for Indoor Localization, Proc. of 2011 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM2011), Jul. 2011, Yoshihiro Sakamoto, Hiroaki Arie, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p>
--	---

	<p>Multiplexing Receivers to Improve Positioning Success Rate for Pseudolite Indoor Localization, Proc.of the 7th International Symposium on Mechatronics and its Applications (ISMA10), Apr. 2010, Yoshihiro Sakamoto, Haruhiko Niwa, Takuji Ebinuma, Kenjiro Fujii, and Shigeki Sugano</p> <p>GPS-based Indoor Positioning system with Multi-Channel Pseudolite, Proc. of IEEE-RAS International Conference on Robots and Automation (ICRA 2008), May 2008, Haruhiko Niwa, Kenri Kodaka, Yoshihiro Sakamoto, Masaumi Otake, Seiji Kawaguchi, Kenjirou Fujii, Yuki Kanemori, and Shigeki Sugano</p> <p>仮想基準局方式を用いた高精度位置インフラへのアプローチ, 日本航海学会誌 NAVIGATION, Mar. 2003, 河口星也、笹野耕治、藤井健二郎、近藤雅信、羽田久一、植原啓介</p> <p>実機システムへの適用による FA セル制御言語の評価, 電気学会論文誌 C, Mar. 2003, 小山昌宏, 三宅徳久, 藤井健二郎, 薦田憲久</p> <p>FA セル制御言語プログラムの高速実行方法, 電気学会論文誌 C, Jun. 2002, 小山昌宏, 三宅徳久, 藤井健二郎, 薦田憲久</p> <p>Factory-automation-Cell Control Language based on Petri nets and its application to a real-life system, Proc. of IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, 1999, KOYAMA M, MIYAKE N, and FUJII K</p> <p>GPS と内界センサを用いた起伏地における移動機の位置計測, 計測自動制御学会論文集, Aug. 1999, 青野俊宏, 藤井健二郎, 初本慎太郎</p> <p>起伏地における移動機の位置計測, 日本ロボット学会誌, Jul. 1998, 青野俊宏, 藤井健二郎, 初本慎太郎, 神谷敬之</p> <p>ディファレンシャル GPS と内界センサを用いた移動機の位置推定, 計測自動制御学会論文集, Apr. 1998, 青野俊宏, 藤井健二郎, 初本</p>
--	---

<p>解説記事</p>	<p>慎太郎, 神谷敬之</p> <p>次世代都市 地理空間情報の活用による人と環境に配慮した都市づくり, 日立評論, Vol.92 Issue 11, Nov. 2011, 富田仁志, 前田遭, 升山義弘, 下垣豊, 藤井健二郎</p> <p>環境情報構造化の GPS--WABOT-HOUSE 研究所 室内 GPS への取組, ロボット / 日本ロボット工業会 編 (特集 環境情報構造化), Mar. 2008, 藤井 健二郎</p> <p>It's a Robot Life, GPS World, Sep. 2007, Shigeki Sugano, Yoshihiro Sakamoto, Kenjiro Fujii, Ivan G. Petrovski, Makoto Ishii, Kazuki Okano, and Seiya Kawaguchi</p> <p>地域情報トータルソリューションによる新たな価値の創造 循環型地域社会への転換を促進する環境情報システム, 日立評論, Jun. 2002, 増田亮太, 藤井健二郎, 竹沢康徳</p>
<p>講演</p>	<p>ロボットのための電波伝搬モデルを用いた IMES 測位の精度向上に関する研究, 日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会, May 2015, 金子雄人, 汪偉, 坂本義弘, 有江浩明, 藤井健二郎, 菅野重樹,</p> <p>IMES の搬送波・ノイズ比を用いた電波伝搬モデルによる人やロボットのための屋内高精度測位, 平成 27 年度測位航法学会全国大会, Apr. 2015, 金子雄人, 汪偉, 坂本義弘, 有江浩明, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>IMES 環境下での屋内ロボットの移動システムに関する研究, 平成 26 年度測位航法学会全国大会, Apr. 2014, 米澤遼亮, 十時惟, 坂本義弘, 川口貴正, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>高精度 IMES ～ドップラー測位と搬送波位相差測位～, 電気学会次世代産業システム研究会, Oct 2013, 坂本義弘, 海老沼拓史, 藤井</p>

	<p>健二郎, 菅野重樹</p> <p>近接多チャンネルスードライトを用いた双曲線測位, 平成 25 年度測位航法学会全国大会, Apr. 2013, 十時惟, 坂本義弘, 川口貴正, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>多チャンネル同期型スードライトにおける近接アンテナ間の搬送波位相差を用いた屋内測位, GPS/GNSS シンポジウム 2012, Oct. 2012, 坂本義弘, 川口貴正, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>リアルタイム・キネマティック・ドップラー測位による高精度 IMES, 平成 24 年度測位航法学会全国大会, Apr. 2012, 坂本義弘, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>IMES を用いた移動ロボットのためのリアルタイム・キネマティック・ドップラー測位, ロボティクス・メカトロニクス講演会 2012(ROBOMECH2012), May 2012, 坂本義弘, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>IMES による屋内外シームレス LBS 実用化に向けて, GPS/GNSS シンポジウム 2011, Oct. 2011, 神武直彦, 神武直彦, 藤井健二郎, 吉富進</p> <p>IMES と Android 端末の接続事例, GPS/GNSS シンポジウム 2011, Oct. 2011, 谷川原誠, 川口貴正, 藤井健二郎</p> <p>場所情報コードの屋内 GPS(IMES 方式)への適用検討, 電気学会次世代産業システム研究会, Oct 2011, 川口貴正, 谷川原誠, 藤井健二郎</p> <p>単一スードライトと可動型受信機を用いたロボットのための屋内測位, ロボティクス・メカトロニクス講演会 2011(ROBOMECH2010), May 2011, 坂本義弘, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>インドア GPS タグにおける測位精度向上手法の提案, 第 11 回計測</p>
--	--

	<p>自動制御学会システムインテグレーション部門学術講演会(SI 2010), Dec. 2010, 坂本義弘, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>次世代ロボット共通プラットフォームとしての屋内測位技術, 第 11 回計測自動制御学会システムインテグレーション部門学術講演会(SI 2010), Dec. 2010, 坂本義弘, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>屋内スードライト測位において測位成功率を向上させるための受信機多重化, 第 10 回計測自動制御学会システムインテグレーション部門学術講演会(SI 2009), 2009.12, 坂本義弘, 丹羽治彦, 海老沼拓史, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>屋内 GPS を用いた移動ロボットの実時間ポジショニング-移動ロボット実装用としての GPS 受信機開発-, 第 26 回日本ロボット学会学術講演会, Sep. 2008, 丹羽治彦, 海老沼拓史, 小鷹研理, 坂本義弘, 大竹正海, 金森道, 藤井健二郎, 菅野重樹</p> <p>WABOT-HOUSE における環境構造化と人間へのサービス, 第 11 回建設ロボットシンポジウム, Sep. 2008, 菅野重樹, 丹羽治彦, 小鷹研理, 金森道, 坂本義弘, 大竹正海, 藤井健二郎</p> <p>GPS 擬似衛星システムの現状と課題, 第 7 回計測自動制御学会 SI 部門学術講演会, Dec. 2006, 藤井健二郎</p> <p>擬似衛星 (スードライト) , システム制御情報学会 システム制御情報学会セミナー2006, Oct. 2006, 藤井健二郎</p> <p>グローバル D - GPS の現状と準天頂衛星デファレンシャル測位の課題, 宇宙科学技術連合講演会, Nov. 2003, 清野憲二, 藤井健二郎, 神田秀彦, 初本慎太郎, 渡辺正彦</p> <p>仮想基準局方式を用いた高精度位置インフラへのアプローチ, GPS シンポジウム, Nov. 2001 河口星也, 笹野耕治, 藤井健二郎, 近藤雅信, 羽田久一</p>
--	--

	<p>自治体 GIS 基図データのリアルタイム更新の可能性について 放送インフラと RTK - GPS の利用, 日本写真測量学会学術講演会, Nov. 2011, 鹿田正昭, 新井智恵子, 岩村一昭, 藤井健二郎</p> <p>センサフュージョンを用いた自律移動機の位置制御, 日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会講演論文集, Jun. 1997, 青野俊宏, 藤井健二郎, 松田有司, 初本慎太郎, 神谷敬之</p> <p>GPS と内界計測からの位置の最適推定, 誘導制御シンポジウム, Nov. 1996, 青野俊宏, 藤井健二郎, 初本慎太郎, 神谷敬之</p> <p>起伏地における移動機の位置計測, 日本ロボット学会学術講演会, Nov. 1996, 青野俊宏, 三宅徳久, 藤井健二郎, 初本慎太郎, 乙母正美</p>
--	--