

博士論文

普及型シームレス測位のためのマルチパス低減および
協調測位について

岩瀬竜也

目次

第 1 章. はじめに	4
1.1. 背景.....	4
1.2. 先行研究.....	5
1.3. 研究の目的.....	9
参考文献	10
第 2 章. GPS による測位原理.....	10
2.1. GPS 信号と観測値.....	10
2.2. 最小二乗法による測位.....	11
2.3. 測位精度.....	13
2.4. INS 統合測位.....	14
参考文献	15
第 3 章. マルチパスによる擬似距離誤差の推定手法の提案.....	15
3.1. 発生原理と影響.....	15
3.2. 異常判定と RAIM.....	18
3.3. 擬似距離誤差推定の意義とアプローチ.....	19
3.4. 誤差の関係式.....	20
3.5. 擬似距離誤差の推定.....	21
3.6. S/N に基づく基準衛星の選択.....	23
3.7. 誤差推定の検証プロセス.....	27
3.8. 高度地図を用いた擬似距離誤差の推定.....	29
3.9. 擬似距離誤差推定の評価.....	31
3.10. 推定誤差を用いた補正測位.....	32
3.11. まとめ.....	33
参考文献	33
第 4 章. 搬送波位相を利用する高精度測位原理.....	34
4.1. Real Time Kinematics.....	34
4.1.1. RTK-GPS とは.....	34
4.1.2. 最小二乗法.....	36
4.1.3. カルマンフィルタ.....	37
4.1.4. LAMBDA 法.....	38
4.1.5. Ratio Test.....	40
4.2. 現行精度と課題.....	41
4.2.1. 実験概要.....	41
4.2.2. Float 精度.....	43

4.2.3. FIX 精度	44
4.3. まとめ	45
参考文献	46
第 5 章. 1 周波高精度測位手法の提案.....	46
5.1. RTK-GPS の課題.....	46
5.2. 周波数ダイバーシティの効果	47
5.3. 1 周波 RTK-INS	48
5.4. サイクルスリップ対策	51
5.5. 提案手法の評価.....	52
5.6. まとめ	55
参考文献	55
第 6 章. 屋内測位手法と原理.....	56
6.1. 概観.....	56
6.2. Wi-Fi.....	57
6.3. 歩行者用慣性航法	58
6.4. マップマッチング	58
6.5. 協調測位.....	59
6.6. まとめ	59
参考文献	60
第 7 章. インフラを使わない協調型屋内測位手法の提案.....	61
7.1. 概観.....	61
7.2. 技術課題.....	61
7.2.1. 歩行者慣性航法の実装と課題	61
7.2.2. 協調測位の既存研究と課題.....	63
7.2.1. 通信による測距と課題.....	63
7.2.2. 解くべき技術課題	66
7.3. 関節モデル	67
7.4. 提案手法の評価.....	73
7.4.1. 屋内実験	73
7.4.2. 屋内実験での評価結果.....	75
7.4.3. 多人数シミュレーション	78
7.4.4. 多人数シミュレーションでの評価結果.....	79
7.5. まとめ	81
参考文献	81
第 8 章. 位置の信頼度推定手法の提案	82
8.1. 位置情報アプリケーションと要求精度	82

8.2.	測位の信頼度の定義.....	82
8.3.	最小二乗法による信頼度推定とその課題.....	83
8.4.	GPS-INS 統合測位における信頼度推定	84
8.4.1.	統合測位によるマルチパス排除.....	84
8.4.2.	信頼度推定.....	87
8.5.	信頼度推定の評価	88
8.6.	まとめ	93
	参考文献	94
第9章.	結論.....	94
9.1.	結論.....	94
9.2.	今後の課題.....	95

第1章. はじめに

1.1. 背景

近年、スマートフォンに代表される情報処理端末の普及に伴い、様々な情報が容易に取得・利用可能になっている。そのうちの一つに位置情報があり、自分の現在地を端末上で確認したり、近くにあるレストラン等を検索したりするのは日常的に見られる行為である。スマートフォン普及前は主にカーナビゲーションでしか見られなかった位置情報サービスが、ここ数年で運転時以外の日常生活にも浸透してきており、この流れはこれから更に加速していくと考えられる。

位置情報は商業用途/非商業用途問わず、様々な分野で利用されている。商業用途で言えば以下のようなものがあげられる[1-1]。

- ナビゲーションシステム(例：NAVITIME)
- 位置情報にもとづきクーポンを発行し集客を促すシステム(例：スマポ)
- 位置連動型広告
- チェックイン機能をもつ SNS(例：Facebook, Foursquare)
- 位置連動ゲーム(例：コロプラ)
- 生産/在庫管理
- タクシーや病院など作業人員の管理
- 物流

また非商業用途でも、子どもや老人の見守り、避難誘導などの防災などにも位置情報を活用する動きが見られる[1-2]。

上記のように、位置情報は様々な分野・サービスで利用されているが、それぞれ利用される環境は異なる。クーポンなどの商業利用に関しては主に屋内で使われるため、屋内の位置情報が必須である。またカーナビゲーションであれば主に屋外での利用になるが、最近ではスマートフォンによる歩行者向けナビゲーションも利用されており、その場合は屋外から屋内にかけて位置情報を取得する必要がある。このようにサービスによって利用される場所・環境が異なり、またユーザも特定のサービスだけでなく、複数のサービスを利用するため、異なった場所・環境において位置情報を取得する技術が必要である。

しかし、例えば GPS(Global Positioning System)は通常屋外でしか衛星信号を受信できず、屋内にいる場合には利用することができない。また Wi-Fi 信号を利用した測位は通常建物内に設置されたアクセスポイントを利用するため、建物が周囲にない郊外では利用することができない。このように、各

測位技術ごとに利用できる環境が異なっている。どのような環境においても、途切れることなく位置情報サービスを利用するためには、環境を問わずいつでもどこでもシームレスに位置情報を取得する技術が求められる。

ただし、一口に位置情報といっても、サービスによって必要な精度は異なる。生産現場での製造ロボット制御に求められる位置精度は **mm** レベルであるし、ナビゲーションのような用途であれば数 **m** の誤差は許容される。本研究で対象としているのは、既に普及している普通車やスマートフォンなどの携帯端末を介した大衆をターゲットとした一般向けサービスである。そのような一般向けサービスで現在基礎となっている測位技術は **GPS** であり、まずは **GPS** と同等の精度をあらゆる環境で実現するようなシームレス測位技術が必要になると考えられる。本稿では以降、普通車やスマートフォンに搭載されているセンサーで実現可能な、あらゆる環境で **GPS** と同等の測位精度を得られるシームレス測位技術、すなわち「だれでもいつでもどこでも利用可能な測位技術」の実現方法について述べる。

1.2. 先行研究

位置を計測する技術は多様である。それらは測位原理から異なる場合もあれば、測位原理は同じであるが利用する物理現象、すなわちセンサーが異なる場合もある。図 1-1 に現在の測位技術を示す[1-3]。技術ごとに測位精度とカバーできる広さが異なっており、環境やアプリケーションに応じて技術を使い分ける必要があることを示している。

本研究で対象としているのは、この中でも普通車やスマートフォン等の携帯端末に搭載される、あるいは将来搭載される可能性のある測位技術であり、コストの観点からそのような技術は絞られる。図に含まれている技術の中では、**GPS**、携帯基地局網、無線電波、音波、**RFID**、磁気センサー、カメラ、**INS** が候補に含まれる。特に現在のスマートフォンに関してはこのうち、主に **GPS** と携帯基地局網、**Wi-Fi** を使って測位を行っており、環境に応じてそれらを自動的に切り替えてシームレス測位を実現しようとしている。

現在のスマートフォンおよび普通車に搭載されている測位技術のうちで最も精度が良いのは **GPS** であり、衛星信号を遮る建物のない郊外の環境であれば、**5m** 以下の精度を得ることが可能である[1-4]。しかし、都市部など高層ビルによって衛星信号が遮られる環境においては、可視衛星数の不足やマルチ

パスによる測距誤差によってしばしば数 10m～数 100m の測位誤差が発生する。さらに建物内部においては測位に必要な 4 衛星からの信号を得られない場合が多く、GPS による測位が不可能な場合がほとんどである。このように GPS が利用できない環境においては、スマートフォンは自動的に携帯基地局網や Wi-Fi による測位に切り替える。しかし、携帯基地局網を使った測位は基地局の設置密度によって測位精度は自ずと数 100m～数 km のレベルに限られる。また Wi-Fi による測位も同様に測位精度はアクセスポイントの設置密度に依存する。大都市の駅構内など、Wi-Fi アクセスポイントが整備された環境においてさえ、GPS と同等の精度を得ることは難しく、通常は数 10m の測位誤差が発生する。このように、現在のスマートフォンによるシームレス測位は、主に GPS が利用できない都市部や屋内環境での測位精度に問題がある。

上記の技術課題を解決し、どのような環境でもシームレスに GPS 同等の測位精度を得られる技術を実現するためには、異なった環境ごとに最適な測位技術をそれぞれ選択し、それらをうまく切り替える、あるいは組み合わせる必要がある。本稿では測位する環境を、郊外、都市部、屋内の 3 つに分類する(図 1-2)。まず GPS 利用可能性によって屋内と屋外を分類する。さらに屋外に関しては計測データに大きな非ガウス性ノイズが発生するか否かで都市部と郊外を分類する。本研究では、それぞれの環境における技術課題と対策を検討する。また異なる環境において異なる測位技術を使えば結果として測位精度も異なるが、その差異を吸収し、シームレスにサービスを提供するための方法についても検討する。

まず都市部においては、先程述べたように建物による衛星信号の遮蔽によって非ガウス性のマルチパス誤差が発生し、GPS の測位精度が劣化するという課題がある。しかしそれでもなお、衛星信号が受信できるかぎりどんな場所でも利用できる GPS はその他の測位技術と比べ利便性に優れており、都市部においても最大限活用するべき技術である。都市部における GPS の問題として、ひとつは建物に衛星信号が遮蔽され、4 つ以上の衛星から受信できない場合に測位不能になるという問題がある。また、都市部では建物で反射・回折した衛星信号を受信してしまうことがある。このように複数の異なる経路で信号が伝播する現象をマルチパスと呼ぶが、このマルチパスが原因で正しく衛星と GPS 受信機間の距離が測れずに測位誤差が生じる事がある。これら都市部における問題を解決するための技術として、INS(Inertial Navigation System、慣性航法装置)とマルチパス誤差低減技術がある。INS は速度センサーやジャイロなど、移動体の運動を計測し、初期位置からの移動量を算出することで、現在の位置を推定する技術である[1-5]。普通車であれば、車速センサーやジャイロが標準搭載されている場合が多く、容易に利用が可能であ

る。また歩行者についても、近年はスマートフォンに内蔵されている加速度センサーや地磁気センサーを使って歩行者向けの慣性航法(PDR: Pedestrian Dead Reckoning)を実現する研究が進められており[1-6]、実用化すれば安価に利用可能である。INS は最後に GPS で測位できた地点からの移動量を推定できるため、都市部で GPS が利用できない際の代替測位手段として活用できる。またマルチパスによる測位誤差に対しても、従来から対応策が研究されている[1-7]。これらの技術を用いると、受信された衛星信号から、建物で反射・回折した間接波と直接衛星から受信できた直接波を識別・分離することができ、マルチパスによる測位誤差を低減することができる。

しかし、これら従来技術にも以下に述べるような課題がある。INS の課題は、時間が経つに連れて測位誤差が累積、増大していくことである。INS は初期位置からの移動量を累積して現在位置を推定するため、移動量に含まれる計測誤差も同時に累積してしまう。また、マルチパス誤差低減技術の課題は、受信された信号に直接波が含まれていない場合にこれを検知できないことである。直接波と間接波が混在している場合は、パワーの強い直接波と関節波を比較することでこれらを識別できるが、間接波しか存在しない場合はその判定ができない。これら従来技術の課題に対して、本研究は対策を検討した。その詳細については第3章で述べる。

一方、郊外においては衛星の信号を遮る高層ビルもなく、GPS にとっては理想的な環境である。5 基以上の衛星が常に見える状態であり、マルチパスによる非ガウス性の測位誤差の心配もないため、特別な技術を用意せずとも都市部等に比べ良い測位精度を得ることができる。したがって郊外における測位性能は、あらゆる環境における測位性能限界と考えられる。郊外での測位性能を改善することは、あらゆる環境におけるシームレス測位の性能の底上げを意味するので、非常に重要である。将来のサービスが高度化するにつれ、測位精度への要求は厳しくなると考えられるため、郊外における測位性能を追求することは価値がある。

現在普及している GPS の精度は郊外で数 m 程度であるが、GPS を使って cm レベルの精度を出す技術が存在する。これは干渉測位と呼ばれ、通常の GPS 測位が信号の伝播時間から得られる擬似距離観測値を使用しているのに対し、信号の波数を数えることによって波長オーダーすなわち cm レベルの精度を実現する[1-4]。干渉測位は高精度である一方、外乱に弱く、衛星信号にノイズが混入するような環境では正しく機能しない。しかし郊外のような理想的な環境では既に実用化されている[1-8]。通常、干渉測位に用いられる GPS 受信機は、2 周波受信可能な高機能受信機である。これは、2 周波の情報を用いることで観測値に含まれる対流圏・電離層誤差をキャンセルすることがで

き、外乱に弱い干渉測位にとっては大きな効果が得られるためである。しかし 2 周波受信機は高価であり、一般には普及していない。普通車やスマートフォンに搭載されている GPS 受信機は通常 1 周波のみを受信できる廉価版であり、2 周波受信機に比べると干渉測位の難易度は高くなる。本研究は将来のシームレス測位技術の高精度化に向けて、1 周波受信機を使った干渉測位技術を検討した。その詳細については第 5 章で述べる。

また屋内については、都市部よりもさらに条件は厳しく、GPS は利用不可能な場合が多い。したがって屋内では GPS 以外の測位手段を別途用意する必要がある。まず考えられるのは、GPS の代わりに測位に必要な信号を発生する装置を屋内に設置する方法である。これに関しては図 1-1 にあるようにさまざまな手段が検討されているが、新たに装置を設置して屋内測位のためのインフラを整備するのは非常にコストがかかるため、なかなか普及が進まないのが現状である[1-8]。その中で現在最も有力なのが Wi-Fi のアクセスポイントである[1-9]。Wi-Fi のアクセスポイントはもともと測位のために設置されたのではなく、通信用途で既に多くの場所に設置されている。したがって新たに測位向けに設置する必要が無く、追加コストが少なくすむというメリットがある。しかし、測位を行うためにはアクセスポイントの正確な位置や、信号強度分布のデータが必要であり、それらデータを整備するにはやはりコストがかかる。また全ての建物を網羅するほどアクセスポイントの普及やデータの整備は進んでおらず、精度もアクセスポイントの密度に依存するため、GPS と同等の測位精度を実現するまでには至っていない。このような課題を補うため、屋内での INS の活用も研究されている[1-6]。しかし、都市部場合と同様に累積誤差の課題は残っている。これら従来技術の課題に対しても、本研究は対策を検討した。その詳細については第 7 章で述べる。

本研究では、環境を郊外、都市部、屋内の 3 つに分け、それぞれに対し技術課題とその解決策を検討する。環境ごとに合わせて異なる技術を使い分ける以上、各環境で測位精度に差が出るのは避けられない。しかし位置情報サービスを行う際に、予期しない測位精度の変化によってサービスが破綻するようなことは望ましくない。環境が変わってもそれに対してサービス側で対応できるように、環境の違いによる精度の差異を吸収するような何らかの仕組みが望まれる。現在のスマートフォンでは、その時の測位精度を円の大きさを表現している。郊外で GPS が機能しているときは測位結果の円は小さくなり、屋内で Wi-Fi 測位しているときは測位結果の円は大きくなる。このように測位精度の情報をサービス側に知らせることで、精度に応じて提供できるサービスを調整することが可能になる。しかし、現在の測位精度を表す円

の見積りは正確ではない。例えば GPS による測位精度を見積もる方法に DOP を使った方法がある [1-4]。しかしこれは測位誤差がガウス分布に従うことを前提としている。実際の測位誤差は非ガウス性の誤差が含まれるため、測位精度を見積もる際にはまず非ガウス性の誤差を排除する必要がある。これら測位精度を見積もる際の課題に対しても、本研究は対策を検討した。その詳細については第 8 章で述べる。

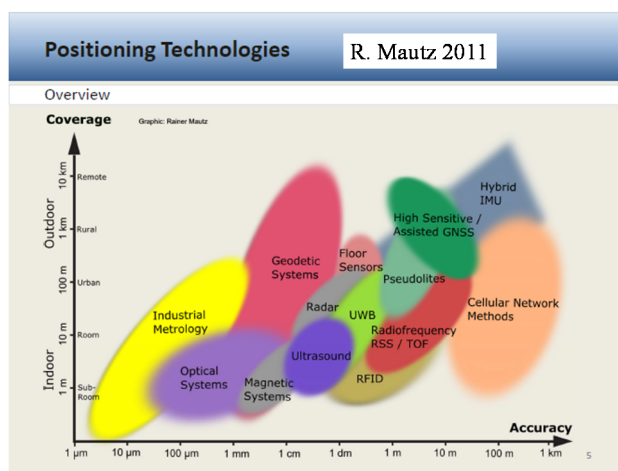


図 1-1 さまざまな測位技術

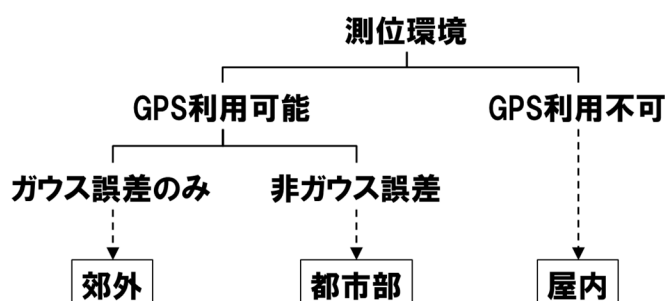


図 1-2 測位環境の分類

1.3. 研究の目的

本研究では、「だれでもいつでもどこでも利用可能な」測位技術の実現を目的とする。すなわち、普通車やスマートフォンに搭載されているセンサーを用いて、あらゆる環境で GPS と同等の測位精度を得られる、シームレス測位技術の実現を目指す。そのため本稿では測位する環境を、郊外、都市部、屋内の 3 つに分類し、それぞれの環境における技術課題と対策を検討する。以降、第 3 章で都市部環境、第 5 章で郊外環境、第 7 章で屋内環境についてそ

れぞれに適した測位技術の検討結果について述べ、第 8 章ではそれらをシームレスにサービスにつなげるための測位精度推定技術について述べる。

参考文献

- [1-1] 関治之, さかいとわこ, 鈴木まなみ, "位置情報連動型ビジネス調査報告書 2012", インプレス R & D, 2012
- [1-2] Jochen Schiller, Agnès Voisard (Eds), "Location-based services", Elsevier, 2004.
- [1-3] Rainer Mautz, "Overview of Indoor Positioning Technologies", IPIN2011, 2011
- [1-4] Pratap Misra and Per Enge, "Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance", Ganga-Jamuna Pr, 2006
- [1-5] Grewal, Mohinder S., Lawrence R. Weill, and Angus P. Andrews. "Global positioning systems, inertial navigation, and integration", John Wiley & Sons, 2007.
- [1-6] Jin, Yunye, et al. "A robust dead-reckoning pedestrian tracking system with low cost sensors." Pervasive Computing and Communications (PerCom), 2011 IEEE International Conference on. IEEE, 2011.
- [1-7] McGraw, Gary A., and Michael S. Braasch. "GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts." Proceedings of the 1999 National Technical Meeting of ION. 1999.
- [1-8] Scherzinger, Bruno M. "Precise robust positioning with inertial/GPS RTK." Proc ION GPS-2000. Salt Lake City, September (2000): 19-22.
- [1-9] Lassabe, Frederic, et al. "Indoor Wi-Fi positioning: techniques and systems." annals of telecommunications-Annales des télécommunications 64.9-10 (2009): 651-664.

第2章. GPS による測位原理

2.1. GPS 信号と観測値

本研究では「だれでもいつでもどこでも利用可能な」測位技術の開発をめざすが、GPS が利用できる場所においては GPS を積極的に活用する方針をとっている。本章では以降の話をする上で必要となる GPS に関する基礎知識について述べる。

GPS(Global Positioning System)は人工衛星を使った測位システムであり、全世界で利用できる。30 機弱の GPS 衛星が地球のまわりを周回しており、そこから放送される測位信号を GPS 受信機で受信することで、複数の GPS 衛星までの距離を測定し、それを元に GPS 受信機の座標を特定する仕組みである。

GPS 衛星から発せられる電波(搬送波)にはスペクトル拡散通信により測位に必要な情報が含まれている。この測位信号から GPS 受信機が取り出す情報は、以下の 5 つである。

- ・擬似距離：測位信号の伝搬時間と光速から求めた GPS 衛星-受信機間の距離

- ・ドップラーシフト：GPS 衛星と GPS 受信機の相対運動により生じる搬送波の周波数変化

- ・搬送波位相：搬送波の位相だが、ゼロ点は搬送波捕捉開始時刻等に依存し、整数値の不確定性がある

- ・SNR(信号対雑音比)：信号電力と全雑音電力密度の比

- ・航法データ：エフェメリスと呼ばれる衛星の位置と速度を特定するためのパラメータや、衛星の時計誤差パラメータなど、測位に必要な衛星に関するデータ

GPS による測位問題は、これら 4 つの観測値と航法データを元に GPS 受信機の位置座標を特定する問題である。またこれらの観測値は誤差を含んでおり、これらの誤差が測位誤差の原因となっている。

2.2. 最小二乗法による測位

GPS の測位の目的は、GPS 受信機の 3 次元空間中の座標を特定することである。GPS 受信機の位置座標は複数の GPS 衛星までの距離情報から計算することができ、この距離情報を与えるのが擬似距離観測値である。縦・横・高さの 3 つの値を求めるには 3 つの衛星の擬似距離観測値があればよいと思われるが、実際には受信機の時計の誤差の影響があり、3 つの擬似距離情報のみでは正確な位置の推定はできない。受信機の時計誤差も含めると、推定すべき変数は 3 次元位置座標 + 受信機時計誤差の 4 つになるため、少なくとも 4 つの衛星の擬似距離観測値が必要になる。実際には擬似距離観測値は、衛星までの真の距離にいくつかの誤差が加わった値であり、以下の式で表される

[2-1]。

$$\rho_i = r_i + (B - b_i) + I_i + T_i + \varepsilon_i \quad (2-1)$$

ここで $\rho_i, r_i, B, b_i, I_i, T_i, \varepsilon_i$ はそれぞれ、衛星 i の擬似距離、受信機と衛星の幾何学的距離、受信機の時計誤差(クロックバイアス)、衛星のクロックバイアス、電離層による伝播遅延誤差、対流圏による伝播遅延誤差、その他の誤差である。このうち、衛星のクロックバイアス b_i は航法データから補正できる。また電離層誤差 I_i と対流圏誤差 T_i についても誤差モデルによる補正が可能である。結果、補正後の擬似距離観測値 ρ'_i は以下のようにになる。

$$\rho'_i = r_i + B + \varepsilon_i \quad (2-2)$$

ここで、衛星の位置を \mathbf{x}_i 、受信機の位置を \mathbf{x} とすると、以下のようにになる。

$$\rho'_i = |\mathbf{x}_i - \mathbf{x}| + B + \varepsilon_i \quad (2-3)$$

\mathbf{x} は 3 次元ベクトルであるため、ノイズ ε_i を除けば(2-3)に含まれる変数は B と合わせて 4 つである。したがって 4 つ以上の衛星の擬似距離観測値が得られれば、4 本以上の(2-3)式が連立方程式として得られるため、受信機位置 \mathbf{x} とクロックバイアス B を推定できる。(2-3)は非線形であるため、実際にはニュートンラフソン法を使って解く。まず、受信機位置とクロックバイアスを、初期値を使って以下のように表す。

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_0 + \delta\mathbf{x} \quad (2-4)$$

$$B = B_0 + \delta B \quad (2-5)$$

ここで、 \mathbf{x}_0 、 $\delta\mathbf{x}$ はそれぞれ受信機位置の初期値と修正値である。また B_0 、 δB はそれぞれクロックバイアスの初期値と修正値である。すると(2-3)も以下のように初期値と修正値を使って線形化できる。

$$\delta\rho_i = \rho_i - \rho_{i0} \approx -\mathbf{1}_i \delta\mathbf{x} + \delta B + \varepsilon_i \quad (2-6)$$

$$\mathbf{1}_i = \frac{\mathbf{x}_i - \mathbf{x}}{|\mathbf{x}_i - \mathbf{x}|} \quad (2-7)$$

K 個の衛星について、K 本の連立方程式が立てられ、以下の様な行列表現で記述できる。

$$\delta\boldsymbol{\rho} = \begin{bmatrix} \delta\rho_1 \\ \delta\rho_2 \\ \vdots \\ \delta\rho_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{1}_1 & 1 \\ -\mathbf{1}_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ -\mathbf{1}_K & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\mathbf{x} \\ \delta B \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon} = G \begin{bmatrix} \delta\mathbf{x} \\ \delta B \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (2-8)$$

ここで G は以下で定義され、デザイン行列と呼ばれる。

$$G = \begin{bmatrix} -\mathbf{1}_1 & 1 \\ -\mathbf{1}_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ -\mathbf{1}_K & 1 \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

$\boldsymbol{\varepsilon}$ はガウス分布に従うと仮定すると、(2-8)の解は最小二乗法を使って以下のように求められる。

$$\begin{bmatrix} \delta\mathbf{x} \\ \delta B \end{bmatrix} = (G^T G)^{-1} G^T \delta\boldsymbol{\rho} \quad (2-10)$$

すると、最終的に受信機の位置は(2-4)で求められる。

2.3. 測位精度

(2-10)より明らかなように、GPS による測位精度は 2 つの要因によって決まる。すなわち擬似距離観測値 $\boldsymbol{\rho}$ に含まれる誤差と、衛星配置 G である。ここで衛星配置による精度の影響を簡単に見積もるため、以下の行列を定義する。

$$H = (G^T G)^{-1} \quad (2-11)$$

また、擬似距離観測値の誤差の標準偏差を σ とすれば、xyz の 3 方向の位置とクロックバイアスの誤差分散は、以下のように表される。

$$\begin{bmatrix} \sigma_x^2 \\ \sigma_y^2 \\ \sigma_z^2 \\ \sigma_b^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{22} \\ H_{33} \\ H_{44} \end{bmatrix} \sigma^2 \quad (2-12)$$

ここで H_{ii} は H の ii 成分である。この式は衛星配置が測位誤差の各成分にどれだけの影響をあたえるかを見積もるのに役立つ。さらに、各成分の影響を個別に定量化した DOP(Dilution Of Precision)と呼ばれる以下の量を定義することができる。

$$\begin{aligned}
 GDOP &= \sqrt{H_{11} + H_{22} + H_{33} + H_{44}} \\
 PDOP &= \sqrt{H_{11} + H_{22} + H_{33}} \\
 HDOP &= \sqrt{H_{11} + H_{22}} \\
 VDOP &= \sqrt{H_{33}} \\
 TDOP &= \sqrt{H_{44}}
 \end{aligned}
 \tag{2-13}$$

2.4. INS 統合測位

先に述べたように、GPS による測位には 4 つ以上の衛星から測位信号を受信する必要がある。しかしながら、遮蔽物によって衛星信号が遮蔽されるような環境においては、4 つ以上という条件を満たせず、測位が不可能になる。カーナビゲーションなどの GPS を利用したアプリケーションでは、高架下や都市部など、衛星信号が遮蔽される環境で利用されることはしばしばあり、そのたびに測位ができないのはサービス品質を低下させる原因となり、都合が悪い。このような場合に GPS による測位の欠落を補完する目的で、慣性航法装置(INS: Inertial Navigation System)がよく用いられる[2-2]。

INS は、外部システムの助けを借りることなく、自ら搭載するセンサのみを使って位置や速度を算出する手段である。例えば自動車の場合は車速パルスやジャイロがセンサとしてよく用いられる。INS を使うと、GPS が測位不能になった際、最後に GPS が測位できた地点を初期位置として、そこからの変位を計測できるため、GPS が測位不能になっている間も位置を算出することができる。

一方で INS にも欠点がある。INS はセンサによって計測される速度やヨーレートを積分することで、位置を算出するため、センサの計測誤差も同時に積分されてしまう。つまり、位置誤差が時間とともに増大するという欠点がある。GPS が測位できない場合は、INS によって補完することが可能であるが、長期間 INS を使用すると誤差が増大するため、GPS 測位によって誤差を修正する必要がある。このように、GPS と INS はお互いの欠点を補いあう関係にあり、この両者を統合させて測位するシステムを統合測位システムと呼ぶ。統合の方法は、GPS と INS の重みの配分によってさまざまであり、状況

に応じた方法を選択すべきである。

参考文献

- [2-1] Pratap Misra and Per Enge, " Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance", Ganga-Jamuna Pr, (2006)
- [2-2] Grewal, Mohinder S., Lawrence R. Weill, and Angus P. Andrews. "Global positioning systems, inertial navigation, and integration", John Wiley & Sons, 2007.

第3章. マルチパスによる擬似距離誤差の推定手法の提案

3.1. 発生原理と影響

前の章では、擬似距離観測値に含まれる誤差と、測位誤差の関係を簡単に述べた。ここでは更に詳細な議論を行う。まず、擬似距離観測値に含まれる誤差を示す式(2-1)を再掲する。

$$\rho_i = r_i + (B - b_i) + I_i + T_i + \varepsilon_i$$

前の章では、この式に含まれる誤差のうち、その他の誤差 ε_i はガウス分布に従うと仮定し、最小二乗法を用いて測位を行った。そのため、もし ε_i が非ガウス性の分布に従うのであれば、測位に失敗する可能性がある。実際にはそのような非ガウス性の誤差はしばしば発生する。その主な原因がマルチパスと呼ばれる現象である。

GPS受信機は、GPS衛星から送信される電波を直接受信するだけでなく、建物や地面によって回折・反射された電波をも受信する。このように電波があらゆる方向から到来する現象をマルチパスという。また衛星から直接届く電波を直接波、回折・反射して届く電波を間接波という(図 3-1)。この間接波が非ガウス性誤差の主な原因となる。

マルチパスによる誤差はその発生の仕組みを考えることで、ある程度の特徴を知ることができる。擬似距離を計算するためには衛星から受信機に届く信号の伝播時間を知る必要があるが、受信機は信号中に繰り返し現れる既知のPNコードを使ってスライディング相関を取ることで、送受信機間のタイミングのズレを検出し、伝播時間を求めている。この時、衛星からの信号が直接波のみであれば、信号伝播時間を正確に求めることができるが、直接波と建物によって回折/反射して届いた間接波が混じって受信され

る場合には、PN コードの相関波形が崩れ、検出される相関ピーク位置がずれるため、信号伝播時間を正確に求めることができない(図 3-2、図 3-3)。このときの、間接波の遅れに対して擬似距離誤差が発生する様子を図 3-4 に示す。相関ピークを検出するコリレータのアルゴリズムによって発生する擬似距離誤差は異なるが、大きい場合でも高々80m 程度であることがわかる。しかし、建物によって衛星が遮蔽され、直接波が届かず、間接波のみ受信される状況では、直接波に対する間接波の経路の増分だけ擬似距離誤差が発生してしまう(図 3-5)。

これは次のようにまとめられる。

- 直接波が支配的な見通し状況では、マルチパスによる擬似距離誤差は正負ともに発生し、その値は小さい。
- 直接波が届かない遮蔽状況では、正の大きい擬似距離誤差が発生する。

従って、見通し状況においてはマルチパスによる誤差はガウス分布を仮定することができるが、遮蔽状況においては非ガウス性の誤差が発生するために問題を引き起こす。一般に、測定値 x と真の値 x_0 は異なっており、その差を誤差 e という。ガウス性の誤差は 0 を中心に分布するため、測定値 x も真の値 x_0 を中心にばらつく。この場合、誤差の平均値は 0 となるため、平均操作によって誤差を除去することが可能である。最小二乗法はこの性質を利用して測位解を求めている。一方で非ガウス性の誤差は 0 を中心に分布しない。従って平均操作によって除去することができない。このため、マルチパスによって非ガウス性の誤差が発生した場合には測位に失敗することになる。以下の議論のため、誤差に含まれるガウス性の成分をばらつき e_r 、非ガウス性の成分をバイアス e_b と呼ぶ。測定値 x の平均を \bar{x} とすると、この関係は以下の式で表される。

$$\begin{aligned}
 e &= x - x_0 = e_b + e_r \\
 e_r &= x - \bar{x} \\
 e_b &= \bar{x} - x_0
 \end{aligned}
 \tag{3-1}$$

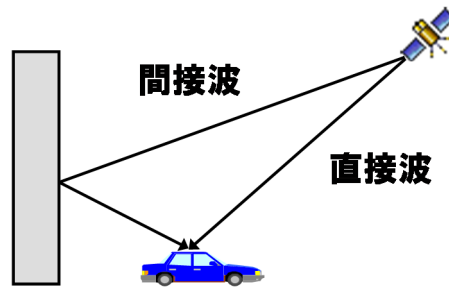


図 3-1 マルチパス

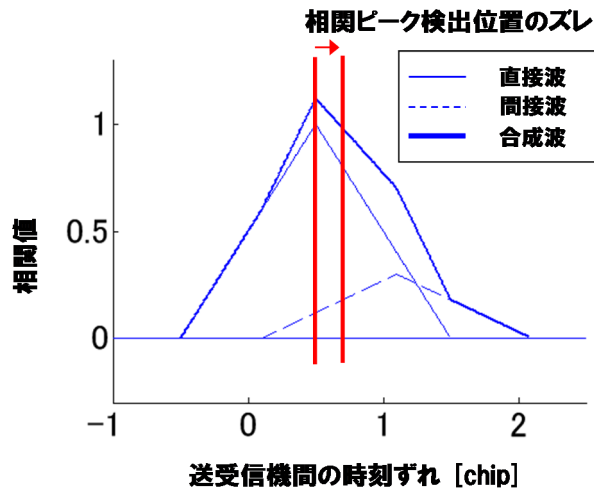


図 3-2 マルチパスによる相関ピーク検出位置のズレ(搬送波が同位相)

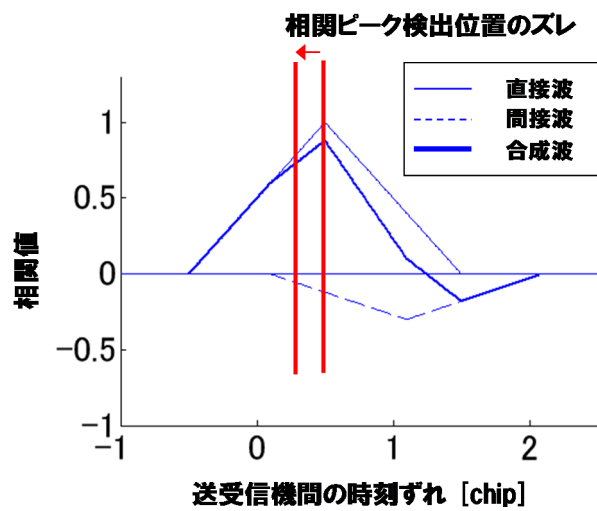


図 3-3 マルチパスによる相関ピーク検出位置のズレ(搬送波が逆位相)

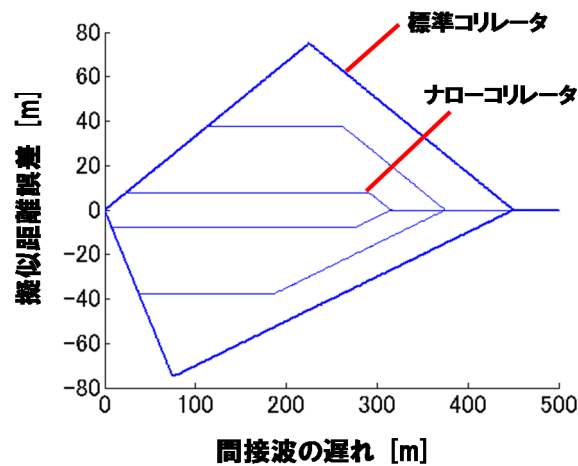


図 3-4 マルチパスによる擬似距離誤差

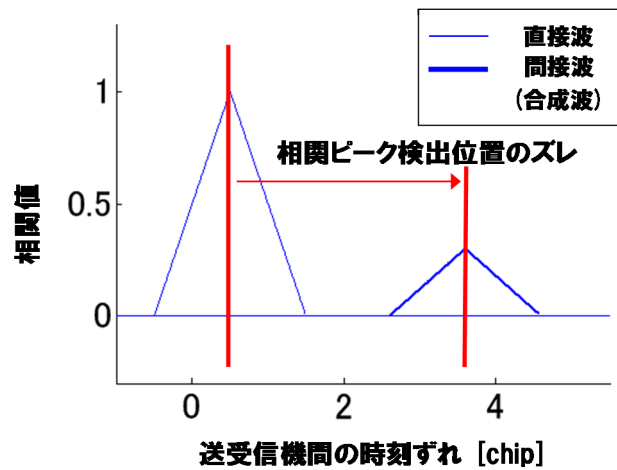


図 3-5 マルチパスによる相関ピーク検出位置のズレ(間接波のみ)

3.2. 異常判定と RAIM

先に述べたように、観測誤差 e にバイアス成分 e_b が大きい場合は、最小二乗法による測位が失敗する異常事態である。従って最小二乗法を行う際には、バイアス e_b によって測位が失敗するか否か判定をする必要がある。

それを GPS の異常判定と呼ぶことにする。観測値(擬似距離)に対する異常判定を Global Test、測位解(位置・速度)に対する異常判定を Local Test と呼ぶ。

従来の GPS 異常判定手法の代表的なものに RAIM がある[3-1]。RAIM はロバスト推定的一种であり、最小自乗解、すなわち代表値を元にばらつき e_r を計算し、その値を元に異常判定を行う(図 3-6)。しかしデータ中の外れ値

の割合が増えるにつれ、代表値が外れ値に引き寄せられて真の値からずれてしまうため、異常判定がうまく行かなくなる。ロバスト推定がうまく行かなくなる限界の外れ値割合のことを破綻点と呼ぶ。破綻点は中央値のときに最大の 50% を取る。つまり、外れ値割合が 50% を超える場合はロバスト推定はうまく行かない(図 3-7)。図からもわかるように、外れ値割合が大きくなるにつれてバイアスも大きくなる。

同様に、都市部のビルが密集しているような地域では、マルチパス誤差を含む衛星の割合が多くなり、RAIM による異常判定は失敗しやすくなる。このような環境では、RAIM に代わる新たな異常判定技術が必要になる。

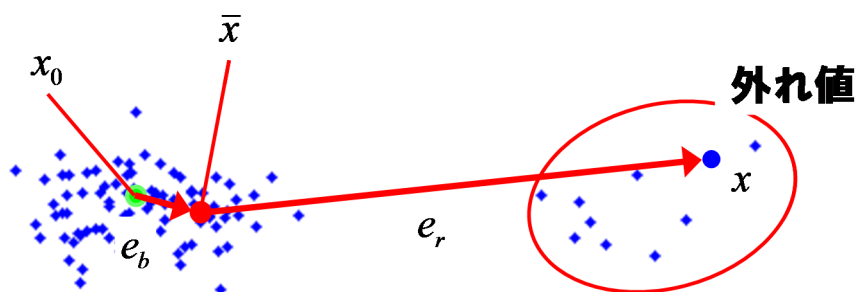


図 3-6 ロバスト推定

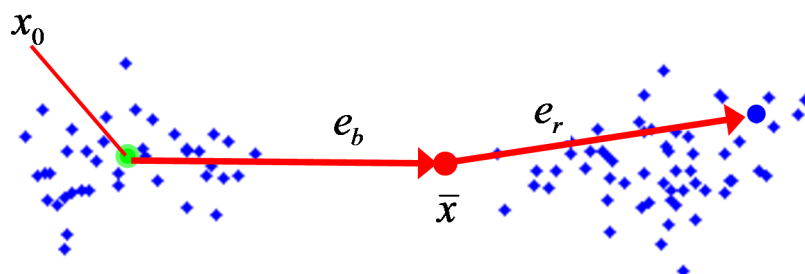


図 3-7 ロバスト推定の破綻

3.3. 擬似距離誤差推定の意義とアプローチ

これまで最小自乗解のような代表値を基にしたロバスト推定(RAIM)は都市部ではうまく動かないことを述べた。本研究では、データから計算できる代表値ではなく、真の値の代わりになる信用できるデータを元に異常判定を行うアプローチを提案する。この真の値の代わりになる信用できるデータのことをリファレンスと呼ぶ。

GPS を使った測位における未知数は、3次元の位置とクロックバイアスの4変数であるので、異常判定を行うのに必要なリファレンス数も4である。しかし4つのリファレンスがそろうということはGPSの測位問題が既に解けているということであり、実際にはそのような状況にはならない。実際には4つのうち、一部のリファレンスが手に入るような不良設定問題を解くことになる。本研究ではこのような不良設定問題を解く手法を提案する。

3.4. 誤差の関係式

ここでは、非ガウス性の誤差分析に役立つツールの準備を行う。まず、先に述べた擬似距離から受信機位置を推定する式(2-10)を再掲する。

$$\begin{bmatrix} \delta x \\ \delta b \end{bmatrix} = (G^T G)^{-1} G^T \delta p$$

受信機の状態変数を表す左辺を δX としてまとめると、以下の式になる。

$$\begin{aligned} \delta X &= (G^T G)^{-1} G^T \delta p \\ \therefore \delta X &= G^+ \delta p \end{aligned} \quad (3-2)$$

ここで、 G^+ は以下で定義される疑似逆行列である。

$$G^+ = (G^T G)^{-1} G^T \quad (3-3)$$

もし、擬似距離にマルチパスなどに由来する観測誤差 \mathbf{e} が含まれる場合、推定結果も誤差 \mathbf{e}_x を含み、その関係は以下のようなになる。

$$\begin{aligned} \delta X + \mathbf{e}_x &= G^+ (\delta p + \mathbf{e}) \\ \therefore \mathbf{e}_x &= G^+ \mathbf{e} \end{aligned} \quad (3-4)$$

これを成分に書き下すと次のようになる。

$$\begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_h \\ e_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & & a_n \\ b_1 & \dots & b_n \\ c_1 & & c_n \\ d_1 & & d_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

これを誤差の関係式と呼ぶことにする。この関係式を利用して、測位誤差 \mathbf{e}_x から擬似距離誤差 \mathbf{e} を逆算することができる。この誤差の関係式は、誤差にガウス分布などの特殊な仮定を設けなくても成り立つ。このため、この式はマルチパスなどで発生する非ガウス誤差を分析する際にも役立つ。

3.5. 擬似距離誤差の推定

ここでは仮に位置のリファレンスデータが利用可能とした場合に、擬似距離誤差を求める方法について述べる。本研究ではリファレンスデータとして、cm オーダーの測位が可能な高精度測位システム POSLV[3-2]で計測されたデータを用いる。POSLV は非常に高価なため、市販車両に搭載する用途には向かないが、研究用のリファレンスデータを得るのには役に立つ。GPS の測位解を (x, y, z, b) とし、POSLV の測位結果を (x_r, y_r, z_r) とすると、GPS の測位誤差が次のように計算できる。

$$\begin{pmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x - x_r \\ y - y_r \\ z - z_r \end{pmatrix} \quad (3-6)$$

すると、誤差の関係式より、GPS の測位誤差と各衛星の擬似距離誤差の関係は、次の式で表される。クロックバイアスの行成分が欠けているが、これはクロックバイアスのリファレンスが無いためである。

$$\begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \dots & a_n \\ b_1 & \dots & b_n \\ c_1 & \dots & c_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

さて、衛星数が n あるとき ($n \geq 5$)、全衛星の組合せと、そこから衛星を 1 つ除いた組合せは $n+1$ 通りある。その組合せそれぞれについて測位計算をすることができ、上記の関係式を立てることができる。例えば、1 番衛星を除いた時の関係式は以下のようなになる。各要素の右肩の添え字は、このとき一つ除いた衛星の番号を表す。

$$\begin{bmatrix} e_x^1 \\ e_y^1 \\ e_h^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a_1^1 & \dots & a_n^1 \\ 0 & b_1^1 & \dots & b_n^1 \\ 0 & c_1^1 & \dots & c_n^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

さらに、 $n+1$ 通りの衛星組合せに対して立てた $n+1$ 本の関係式を縦に並べると、次の連立方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_h \\ \vdots \\ e_x^n \\ e_y^n \\ e_h^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & & a_n \\ b_1 & \cdots & b_n \\ c_1 & & c_n \\ & \vdots & \\ a_1^n & & a_{n-1}^n & 0 \\ b_1^n & \cdots & b_{n-1}^n & 0 \\ c_1^n & & c_{n-1}^n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

この連立方程式を解けば、目的である擬似距離誤差 \mathbf{e} が求められる。しかし、実は右辺の行列のランクは $n-1$ であり、方程式があと 1 つ足りない。これは、先程述べたとおりクロックバイアスに関する情報が足りないからである。

そこで、マルチパスによる擬似距離誤差が発生していないと思われる基準衛星が少なくとも 1 つ必要になる。基準衛星の選択方法はすぐ後に述べるが、この基準衛星 j の擬似距離誤差が 0 であると仮定すると、次の式が成り立つ。

$$0 = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ \vdots \\ e_j \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

この式を先ほどの連立方程式に追加すると、次のようになる。

$$\begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_h \\ \vdots \\ e_x^n \\ e_y^n \\ e_h^n \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & & a_n \\ b_1 & \cdots & b_n \\ c_1 & & c_n \\ & \vdots & \\ a_1^n & & a_{n-1}^n & 0 \\ b_1^n & \cdots & b_{n-1}^n & 0 \\ c_1^n & & c_{n-1}^n & 0 \\ 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

すると、右辺の行列のランクは n となり、連立方程式が解ける。この式をベクトル表現に直すと以下の式になる。

$$\mathbf{e}_{xyz} = B_{xyz} \mathbf{e} \quad (3-12)$$

最小自乗法により、以下のように各衛星の擬似距離誤差が求まる。

$$\mathbf{e} = B_{xyz}^+ \mathbf{e}_{xyz} \quad (3-13)$$

3.6. S/Nに基づく基準衛星の選択

衛星信号が受かる場合に比べ、直接波が受信できずに建物によって反射・回折された間接波のみが受かる場合は、信号強度が低下し、その結果 S/N も低下する。図 3-8 は車両上部に取り付けた受信機で受信したある衛星の S/N 変化の時系列である。S/N が低下している時が衛星信号が建物に遮蔽されている時だと考えられる。この性質を利用すれば、ある程度衛星信号が遮蔽されているかどうかの判別が可能はずである。

このことを調べるため、Google Earth を利用し、図 3-9 のように衛星と受信機を結んだ線分が建物に遮られたかどうかを調べた。すると、図のように各衛星に対して、衛星が見えている場合と遮蔽されている場合の S/N データを得ることができる。これを見ると衛星信号が遮蔽された際には S/N が低下していることがわかる。しかし、高仰角衛星に対して低仰角衛星の場合は衛星が見えている場合でも全体的に S/N が低く出ていることがわかる。このことより、S/N は単純に可視/遮蔽によって決まるのではなく、仰角の影響も受けていることがわかる。そこで仰角と S/N から衛星の可視/遮蔽を判定する確率モデルを作成した。

[3-3]によれば、直接波の信号強度は正規分布に従い、複数の間接波が合成された信号の強度はレイリー分布に従い、直接波と間接波が合成された信号の強度は中上-ライス分布に従う。今回は受信機から衛星が見えている場合は信号強度は正規分布 $N(\mu, \sigma^2)$ に、建物に遮蔽されている場合はレイリー分布 *Rayleigh* (σ_r) に従うと仮定した。図 3-10 のデータにモデルをあてはめ、パラメータフィッティングした結果を図 3-11 に示す。横軸の S/N の値は dB から以下の式によって生値に変換されている。

$$S / N_{raw} = 10^{\frac{S/N}{20}} \quad (3-14)$$

低仰角衛星の場合は高仰角衛星の場合に比べ、可視衛星の分布の広がりが大きくなっており、直接波と間接波の S/N の境界は低くなっていることがわかる。このように、確率モデルを使って仰角による S/N への影響を表現することができる。

また、これで可視/遮蔽時の条件付き分布がモデル化できたため、逆に S/N が観測されたときの可視/遮蔽の事後確率を計算できる。仰角 70° の衛星についての結果を図 3-12 に示す。横軸の S/N 値に対する可視確率を縦軸に示す。この場合、可視か遮蔽かをそれぞれ 0.5 の確率で分ける S/N の閾値は 45dB となることがわかる。

仰角の異なるいくつかの衛星の S/N データのパラメータを求め、仰角との線形回帰を行った結果、以下のような仰角と S/N の関係モデルを得た。

$$\begin{aligned}\mu &= 24.7 * elv + 106 \\ \sigma &= -0.40 * elv + 75.1 \\ \sigma_r &= 0.56 * elv + 24.4\end{aligned}\tag{3-15}$$

このモデルを使うと、仰角を変化させたときに、図 3-12 に示したような可視/遮蔽判定の S/N の閾値がどのように変化するかを知ることができる。可視確率 0.15 の閾値についての結果を図 3-13 に示す。このように衛星の仰角に合わせて S/N の閾値を変化させ、可視/遮蔽判定ができる。本研究では、可視確率が高い衛星から順に基準衛星として選択した。

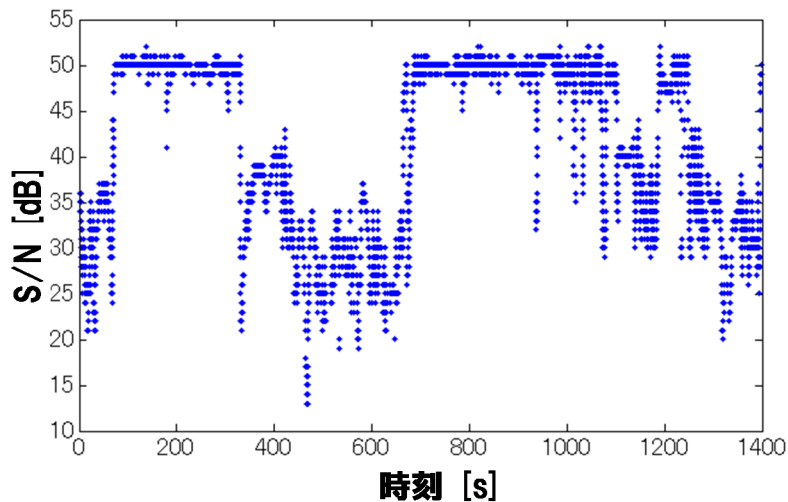


図 3-8 都市部での S/N の変化

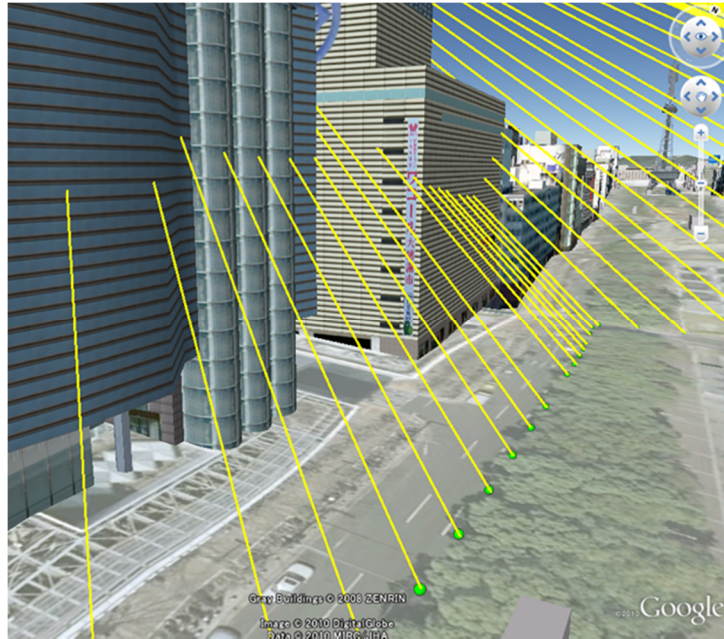


図 3-9 Google Earth を使った可視/遮蔽状況の調査

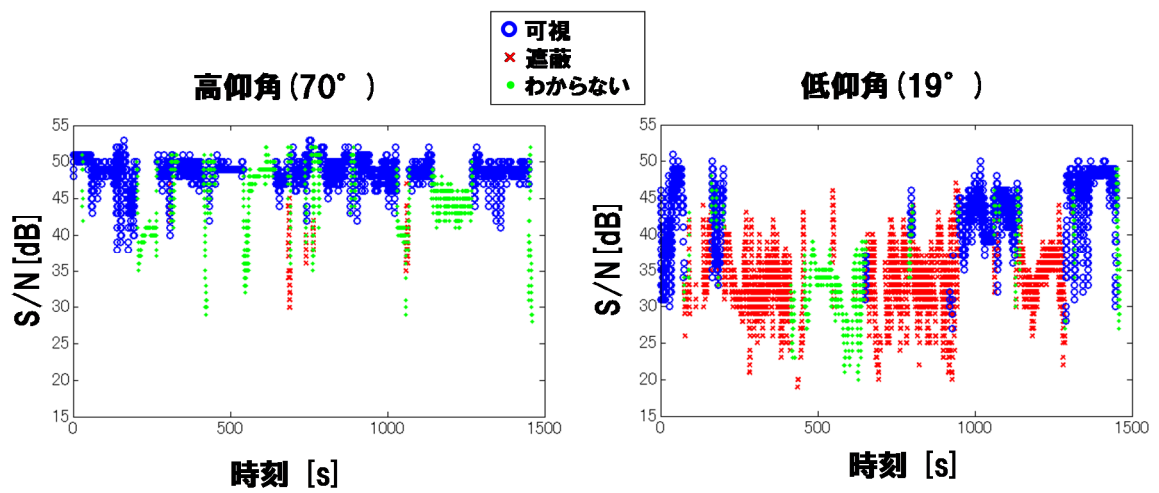


図 3-10 可視/遮蔽タグ付き S/N の変化

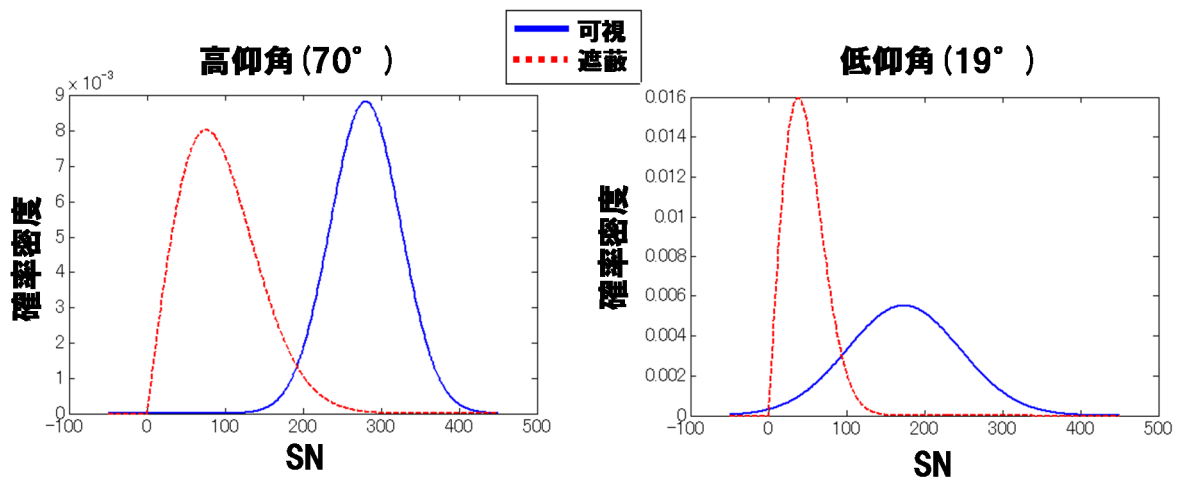


図 3-11 可視/遮蔽別 S/N 分布

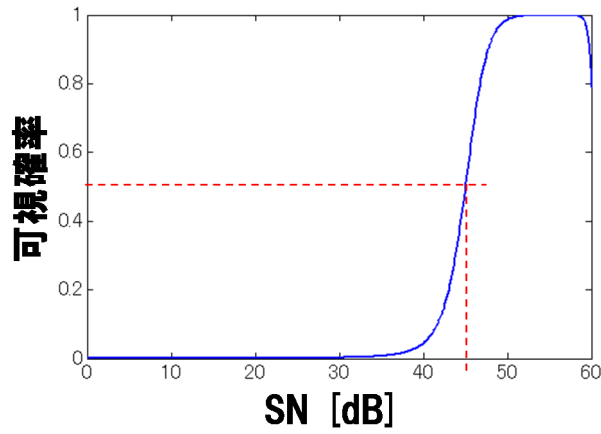


図 3-12 S/N が与えられたときの可視確率

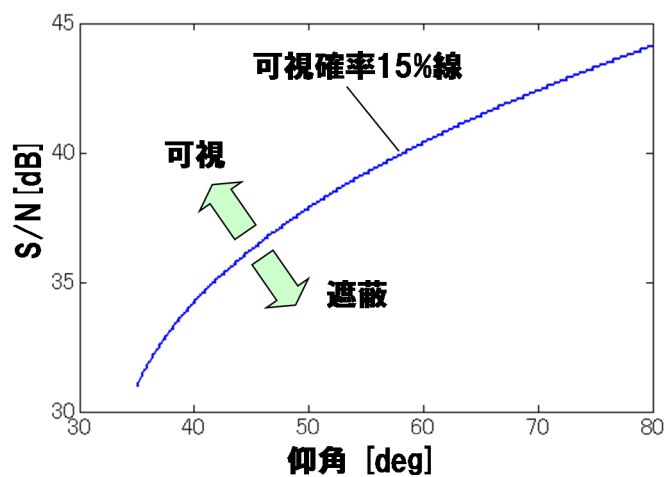


図 3-13 仰角と可視/遮蔽判別 S/N 閾値の関係

3.7. 誤差推定の検証プロセス

基準衛星の擬似距離精度を知る手段は現在のところ無い。しかし、擬似距離誤差の推定がうまく行かなかった場合、以下の方法でそれを間接的に知ることができる。推定された擬似距離誤差を観測された擬似距離から引くことで、誤差を取り除いた補正測位を行うことができる。もともとリファレンス位置を基準として擬似距離誤差を求めているのであるから、その擬似距離誤差で補正した測位結果はリファレンス位置と一致する。しかし、クロックバイアスに関してはリファレンスには含まれていないため、補正後のクロックバイアスの精度は推定した擬似距離誤差の精度に依存する。つまり、本手法の推定がうまく行かなかったとき、それは補正後のクロックバイアスの異常となって現れる。

クロックバイアスの正確なリファレンスは現在のところ無いが、クロックバイアスの変化の不連続性を見ることで、異常を検出することはできる。補正後のクロックバイアスの値を2階微分した結果を図 3-14 に示す。所々大きな値をとっているのが分かるが、これはこの箇所において擬似距離誤差の推定がうまく行っていないことを示している。赤い楕円で示した地点の様子を図 3-15 に示す。このように高架下であり、基準衛星も遮蔽されて見えないような状況では、誤差推定はうまく行かないことが分かる。以上の方法で、誤差推定がうまくいく場合とうまくいかない場合を判別し、誤差推定の妥当性を検証することができる。

実際に擬似距離誤差推定した結果を図に、その時の走行ルートを図 3-16 に示す。また、その時の衛星の方角を図 3-18 に示す。建物に信号が遮蔽されて見えない衛星の誤差が大きく出ていることが分かる。

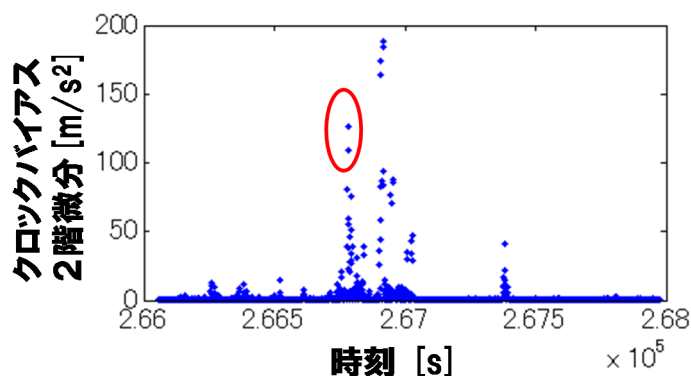


図 3-14 誤差補正後クロックバイアスの2階微分結果



図 3-15 誤差推定失敗地点



図 3-16 走行ルート

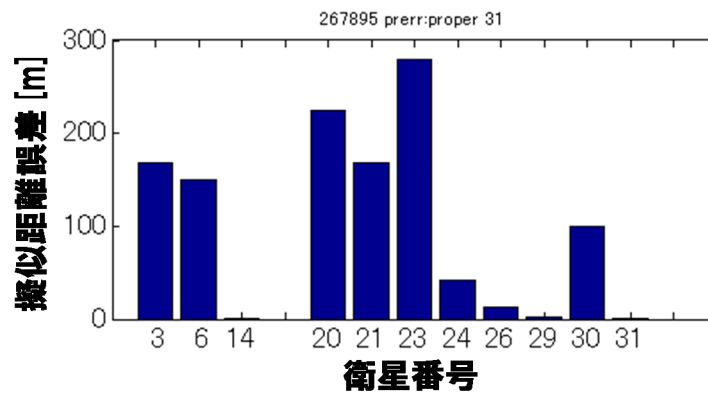


図 3-17 擬似距離誤差推定結果

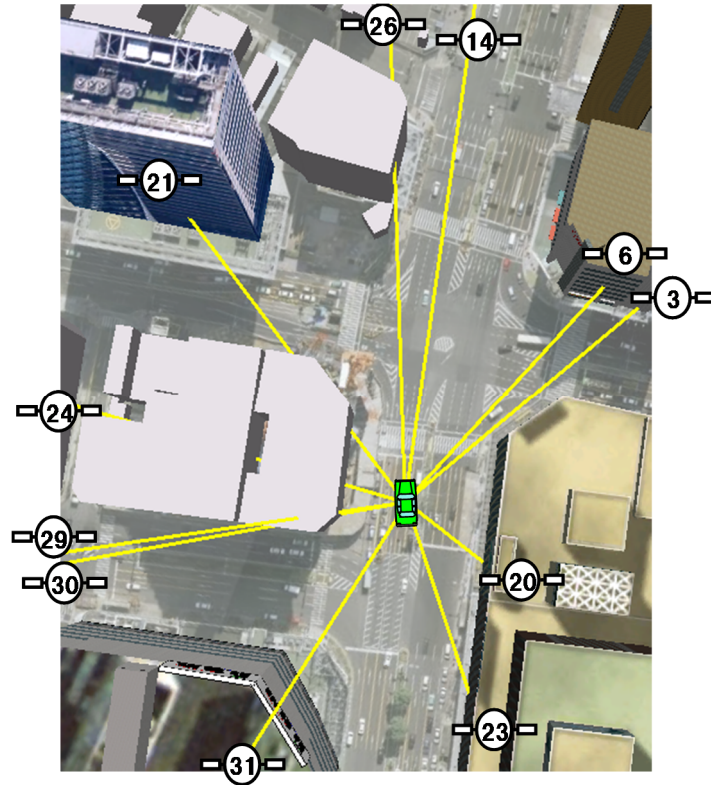


図 3-18 誤差推定地点の衛星配置

3.8. 高度地図を用いた擬似距離誤差の推定

リファレンスは商用の車載アプリケーションを見越して、低コストに手に入るものでなくてはならない。本研究では高度地図を利用する。

高度地図とは、緯度経度を入力とし、その地点の高度を出力するような以下の関数のことをいう。

$$h_{ref} = f(x, y) \quad (3-16)$$

都市部においては地表は比較的平坦であり、入力される緯度経度の誤差に対して出力される高度誤差は小さいと考えられる。従って都市部においては高度地図が有効なリファレンスになりうる。

このような地図を基準とすれば、GPS の測位解の高度成分の誤差を計算することができる。GPS が推定した受信機位置・クロックバイアスを $\mathbf{x} = (x, y, h, b)$ とすると、以下の式で高度誤差を算出できる。

$$e_h = h - h_{ref} \quad (3-17)$$

測位誤差のうち、部分的にでも高度成分の誤差情報が得られれば、観測値を求めるための拘束条件である連立方程式を立てることができる。これ

には観測値の誤差と測位誤差の関係を表す(3-5)の誤差の関係式を使う。

$$\begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_h \\ e_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & & a_n \\ b_1 & \dots & b_n \\ c_1 & & c_n \\ d_1 & & d_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix}$$

このうち、高度成分に関する行を抜き出すと以下のようになる。

$$e_h = [c_1 \quad \dots \quad c_n] \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

衛星数が n あるとき ($n \geq 5$)、全衛星の組合せと、そこから衛星を 1 つ除いた組合せは $n+1$ 通りあり、その組合せで測位計算をすることで、以下のようにこの高度方向に関する式を $n+1$ 本立てることができる。各要素の右肩の添え字は、このとき一つ除いた衛星の番号を表す。

$$\begin{bmatrix} e_h \\ e_h^1 \\ \vdots \\ e_h^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & & c_n \\ 0 & \dots & c_n^1 \\ c_1^{n-1} & & c_n^{n-1} \\ c_1^n & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

これが観測値の誤差と高度誤差の関係を表す拘束条件となる。

使用したリファレンスは高度地図のみであり、従って連立方程式はランクが 3 不足している不良設定問題となっている。そこで基準衛星を 3 つ選び、これらの衛星には誤差が無いという仮説を立てる。基準衛星の誤差を

$$e_i = 0$$

と仮定することで、新たに式が 3 本追加され、以下のようにランクを補完した連立方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} e_h \\ e_h^1 \\ \vdots \\ e_h^n \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & & & c_n \\ 0 & \dots & & c_n^1 \\ c_1^{n-1} & & & c_n^{n-1} \\ c_1^n & & & 0 \\ 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

これをベクトル表現に直すと以下のようになり、

$$\mathbf{e}_h = B\mathbf{e} \quad (3-21)$$

最小自乗法により、以下のように各衛星の擬似距離誤差が推定される。

$$\begin{aligned} \mathbf{e} &= B^+ \mathbf{e}_h \\ B^+ &= (B^T B)^{-1} B^T \end{aligned} \quad (3-22)$$

高仰角の衛星は低仰角の衛星に比べ、マルチパス誤差が発生しにくい [3-4] ことから、高仰角 4 衛星を使って測位を行う。次に、高度地図を使って高度誤差を算出し、高度誤差が閾値よりも小さければ、それら 4 衛星は誤差を含まないと判断する。最後に、4 つの衛星のうち、仰角の高いもの 3 つを仮基準衛星とした。

さらに本研究では、仮説に基づいて推定した観測誤差を使って補正測位を行い、その測位結果の高度誤差が閾値より小さいかどうかで、再度仮説の正しさを検証した(図 3-19)。

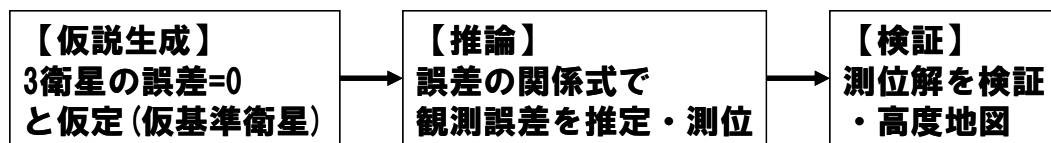


図 3-19 仮説生成と検証

3.9. 擬似距離誤差推定の評価

今回提案した観測誤差推定技術を検証するため、2009年9月2日に名古屋駅周辺で走行した実験データを用いて性能評価を行った。観測誤差推定における主要なパラメータを以下に示す。

- 検証時の高度誤差閾値：40m
- 過去の情報利用時の仮基準衛星選択用擬似距離誤差閾値：5m
- 状態方程式の時刻差分：1s

高度地図は各地点において POSLV で測定した高度をそのまま利用した。

擬似距離誤差推定結果を図 3-20 に示す。POSLV をリファレンスとして求めた実際の擬似距離誤差の値と比べ、提案手法で推定した値がよく一致していることがわかる。RMSE は 27.5m であり、都市部で発生するこれより大きいマルチパス誤差を検出できる可能性を示している。

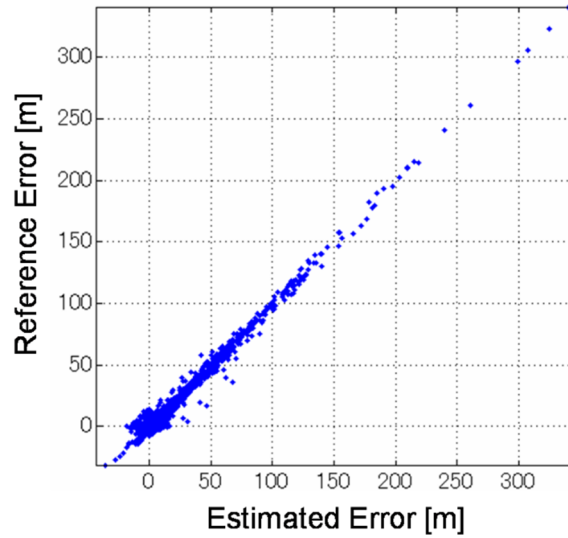


図 3-20 擬似距離誤差推定結果

3.10. 推定誤差を用いた補正測位

観測誤差が推定できれば、その情報を用いて GPS の測位を補正し、精度を向上させることが可能である。1 つには、推定誤差の大きい衛星を排除し、誤差の小さい衛星のみを使って測位することで、精度の向上が見込める。もう 1 つは、推定誤差の値で各衛星に重みをつけて測位する方法である(重み付き最小自乗法[3-1])。例えば以下のように重み行列を定義すれば、

$$w_{ii} = \begin{cases} 1/|e_i| & (|e_i| \geq 1) \\ 1 - \log(|e_i|) & (|e_i| < 1) \end{cases} \quad (3-23)$$

次の式で重み付きの測位解を得ることができる。

$$\delta X = (G^T W G)^{-1} G^T W \delta p \quad (3-24)$$

ここで、 e_i は i 番目の衛星の擬似距離誤差、 W は (i,i) 成分が w_{ii} である重み行列である。

さらに、補正測位した結果については、高度地図を用いて高度成分の誤差を計算することで、その信頼性をチェックすることができる。

推定した擬似距離誤差を使って測位を補正した場合と、補正をしない場合を比較した。結果を図 3-21 に示す。補正しない場合は仰角 10° 、S/N25dB でマスクをかけているが、それと比較して提案手法では測位精度が大幅に改善されていることが分かる。補正しない場合と比べて測位率が低下しているが、これは Global Test によって異常判定された測位を排除した結果である。

図を見ると、確かに測位誤差の大きい解が排除されていることが分かる。

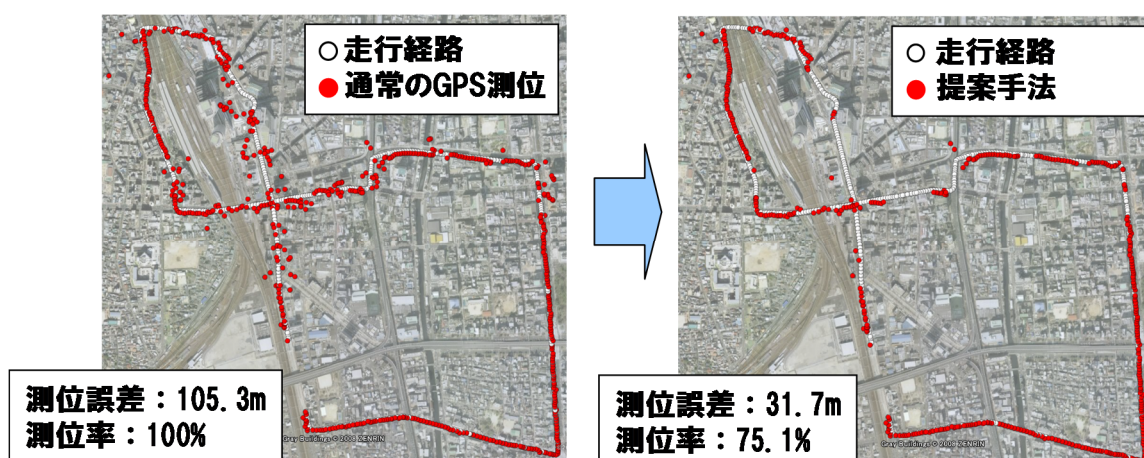


図 3-21 推定擬似距離誤差で補正した測位結果

3.11. まとめ

この章では、シームレス測位で対象とする郊外、都市部、屋内のうち、都市部に焦点を当て、都市部における GPS 測位の主要な課題であるマルチパス誤差への対策について検討を行った。今回、誤差の関係式を用いて、リファレンス情報から GPS の観測値誤差を推定する技術を新たに開発した。その結果、擬似距離誤差を精度よく推定することができ、さらに推定した擬似距離誤差で補正測位を行うことで、測位精度が改善できることを確認した。

今後の課題として、提案手法で必要となる高仰角衛星が見えなくなる、高架下のような場所への対応があげられる。

参考文献

- [3-1] H Kuusniemi, G Lachapelle, JH Takala, "Position and velocity reliability testing in degraded GPS signal environments", GPS Solutions, Vol.8, No.4, pp.226-237, (2004)
- [3-2] <http://www.applanix.com/products/land/pos-lv.html>
- [3-3] 細矢良雄ほか, "電波伝搬ハンドブック", サイペック,(1999)
- [3-4] Axelrad P, Comp CJ, Macdoran PF (1996) SNR-based multipath error correction for GPS differential phase. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems 32 (2):650-660

第4章. 搬送波位相を利用する高精度測位原理

4.1. Real Time Kinematics

4.1.1. RTK-GPS とは

これまで見てきたように、擬似距離観測値を用いた測位技術の精度は数 m である。一方、GPS 受信機は擬似距離の他に搬送波位相観測値を出力しており、こちらを利用すると条件がよければ cm オーダーの測位精度を得ることができる。これを精密測位と呼ぶ。また、移動体のリアルタイム測位にこの搬送波位相を用いる技術を RTK(Real Time Kinematic)と呼ぶ[4-1]。

GPS 受信機から出力される観測値には、擬似距離 ρ と搬送波位相 ϕ がある。擬似距離は衛星信号の伝搬時間に光速をかけて衛星までの距離を測ったもので、単位は距離である。搬送波位相は波の数を 0.01 サイクルまでカウントしたもので、搬送波の波長をかけると単位は距離になる。搬送波は擬似距離に比べ精度が高いが、整数不定性 N がわからないという問題がある。この整数不定性 N がわかれば衛星までの距離と受信機の位置が cm の精度で推定できる。RTK を含む搬送波位相を使った精密測位技術はこの N を求めるための技術である。精密測位では通常、位置を求めたい移動局受信機と基準局受信機の観測値の差分をとって誤差をキャンセルする相対測位の技術と組み合わせで行われる。以下、数式を持ってこれを説明する。

$r_{rov}^i, \phi_{rov}^i, \rho_{rov}^i, N_{rov}^i$ を衛星 i と移動体受信機のそれぞれ幾何学的距離、搬送波位相観測値、擬似距離観測値、求めたい整数不定性とする。また $r_{base}^i, \phi_{base}^i, \rho_{base}^i, N_{base}^i$ を基準局受信機のそれとする。また、誤差をキャンセルするために基準衛星とその他の衛星の観測値の差分をとるが、基準衛星のデータについては添字を r と表す。すると、誤差をキャンセルした二重差は以下のように定義される。

$$\begin{aligned} d\phi^i &= (\phi_{base}^i - \phi_{rov}^i) - (\phi_{base}^r - \phi_{rov}^r) \\ d\rho^i &= (\rho_{base}^i - \rho_{rov}^i) - (\rho_{base}^r - \rho_{rov}^r) \\ dr^i &= (r_{base}^i - r_{rov}^i) - (r_{base}^r - r_{rov}^r) \\ N^i &= (N_{base}^i - N_{rov}^i) - (N_{base}^r - N_{rov}^r) \end{aligned} \quad (4-1)$$

求めるべき変数は上記の整数不定性 N^i と移動局受信機の基準局受信機からの相対位置ベクトル dx であり、

$$dx = x_{rov} - x_{base} \quad (4-2)$$

である。

この問題を解くメジャーな方法は2つあり、最小二乗法(以下 **LSM** と略す)とカルマンフィルタ(以下 **KF** と略す)である。どちらも整数不定性 N を求める手順は次の観測方程式に基づいている。

$$\begin{aligned} d\phi^i \lambda - dr^i &= g_{rov}^i \Delta x + \lambda N^i \\ d\rho^i - dr^i &= g_{rov}^i \Delta x \\ \therefore d\phi^i \lambda - d\rho^i &= \lambda N^i \end{aligned} \quad (4-3)$$

これはある衛星 i の観測値についての式で、

$$g_{rov}^i = e_{rov}^r - e_{rov}^i \quad (4-4)$$

であり、 e_{rov}^i は移動局から見た衛星 i の単位方向ベクトルである。また λ は搬送波の波長である。また

$$dx = dx_0 + \Delta x \quad (4-5)$$

はニュートンラフソン法でこの方程式を解くための更新式であり、 dx_0 はその初期値である。

GPS 受信機から出力される観測値には、擬似距離 ρ と搬送波位相 ϕ がある。擬似距離は衛星信号の伝搬時間に光速をかけて衛星までの距離を測ったもので、単位は距離である。搬送波位相は波の数を **0.01** サイクルまでカウントしたもので、搬送波の波長 λ をかけると単位は距離になる。搬送波は擬似距離に比べ精度が高いが、整数不定性 N がわからないという問題がある(図 4-1)。この整数不定性 N がわかれば衛星までの距離と受信機の位置が **cm** の精度で推定できる。**RTK** を含む搬送波位相を使った精密測位技術はこの N を求めるための技術である。基本的にはまず擬似距離で大雑把な N の値を推定する。これは小数値であり、**Float** 解と呼ばれる。次に全衛星に辻褄のあう N の整数値を決定する。 N は整数値であるために、解の探索空間は格子点として表現される。この格子点の中のどれか一点が求める N であり、これを **Fix** 解と呼ぶ(図 4-2)。

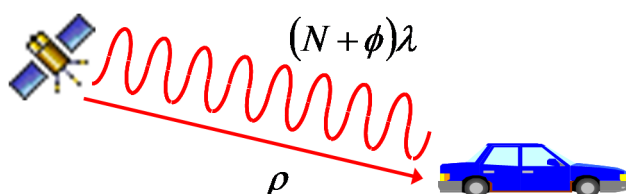


図 4-1 GPS の観測値の関係

① 擬似距離でまず大雑把なNの値 (小数・Float解) を求める

$$\begin{aligned} d &= (N + \phi)\lambda \\ d &= \rho \end{aligned} \quad \longrightarrow \quad N = \frac{\rho}{\lambda} - \phi$$

② 全衛星に「つじつまの合う」整数解 (FIX解) を探索する (格子点探索)

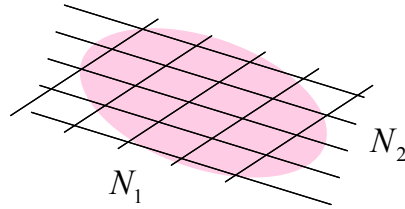


図 4-2 N を求める手順

4.1.2. 最小二乗法

最小二乗法は1エポックの情報を用いて整数不定性 N を決定し、高精度測位を行う。具体的には(4-3)に基づく以下の観測方程式を解く。この結果求められる N は整数ではなく小数值であり、Float 解と呼ばれる。この測位精度は擬似距離の精度であり、DGPS の精度に等しい。

$$y = Gx$$

$$\therefore \begin{bmatrix} d\rho^1 - dr^1 \\ \vdots \\ d\rho^n - dr^n \\ d\phi^1\lambda - dr^1 \\ \vdots \\ d\phi^n\lambda - dr^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{rov}^1 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & & \\ g_{rov}^n & 0 & 0 & 0 \\ g_{rov}^1 & \lambda & 0 & 0 \\ \vdots & & & \\ g_{rov}^n & 0 & 0 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ N^1 \\ \vdots \\ N^n \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

また、ここでは衛星が n 個あり、擬似距離、搬送波ともに n 個の観測値があるとしているが、2周波受信機ではこの n が 2 倍になる。最小二乗法でこの観測方程式を解くには、まず観測値の共分散行列とその逆行列で定義される重み行列を定義する。通常は適当な固定値が使われるが、実際にはこの値が測位解に大きな影響を与える。

$$Q_y = \begin{bmatrix} Q_\rho & 0 \\ 0 & Q_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_\rho^2 & & & & 0 \\ & \ddots & & & \\ & & \sigma_\rho^2 & & \\ \hline & & & \sigma_\phi^2 & \\ & 0 & & & \ddots \\ & & & & & \sigma_\phi^2 \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

$$W = Q_y^{-1}$$

すると、最小二乗推定値は以下のように求められる。

$$x = (G^T W G)^{-1} G^T W y \quad (4-8)$$

また推定値の共分散行列は以下のように求められる。

$$P = (G^T W G)^{-1} = \begin{bmatrix} P_x & P_{xN} \\ P_{xN} & P_N \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

4.1.3. カルマンフィルタ

カルマンフィルタは複数エポックの情報を用いて、整数不定性 N を徐々に平均値に収束させ、精度良く推定を行う。このため、まずは以下のように状態推定値とその共分散行列の初期値を用意する必要がある。

$$x_0 = \begin{bmatrix} dx_0 \\ N_0^1 \\ \vdots \\ N_0^n \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

$$P_0 = \begin{bmatrix} P_{x0} & 0 \\ 0 & P_{N0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & & & 0 \\ \hline & \sigma_N^2 & & 0 \\ 0 & & \ddots & \\ & 0 & & \sigma_N^2 \end{bmatrix}$$

ここで dx_0 には擬似距離を用いた単独測位解がよく使われる。また N_0^i には (4-8) を使って求めた擬似距離精度の値が使われる。 P_0 は最小二乗法の場合と同じく、通常は適当な固定値が使われるが、実際には測位結果に大きな影響を与える。

カルマンフィルタは予測ステップと更新ステップによって状態と共分散を毎エポック更新していく。RTK の予測ステップにおいては、 N は前エポ

ックと同じ値である。静止測位の場合は dx も前エポックと同じ値にすれば良い。移動体の場合はダイナミクスモデルを用いて状態予測を行っても良いが、単純に擬似距離を用いた単独測位解で dx をリセットしても良い。

また、以下の更新ステップで状態の推定値 x と状態の共分散 P が更新される。

$$G = \begin{bmatrix} g_{rov}^1 & \lambda & 0 \\ & \vdots & \\ g_{rov}^1 & 0 & \lambda \end{bmatrix}$$

$$K = PG^T(GPG^T + Q_\phi)^{-1} \quad (4-11)$$

$$x = x + K \begin{bmatrix} d\phi^1\lambda - dr^1 - \lambda N^1 \\ \vdots \\ d\phi^n\lambda - dr^n - \lambda N^n \end{bmatrix}$$

$$P = P - KGP$$

このようにして推定した状態(Float 解)は擬似距離の精度であるが、複数エポックの平均であるため、ノイズがガウス分布に従う限り最小二乗法より精度は良い。

4.1.4. LAMBDA 法

上記の通り、最小二乗法やカルマンフィルタで求めた整数不定性 N は小数値であり、Float 解と呼ばれ、この精度は擬似距離の精度である。実際には N は整数値であり、Float 解を適切に丸めて正しい N を求めれば、搬送波位相の精度で高精度測位ができる。この整数値 N とそれに対応する位置を FIX 解という。Float 解から FIX 解を求めるのによく使われるのが LAMBDA 法や、それを高速化した MLAMBDA 法[4-2]である。本研究では MLAMBDA 法を使用した。

LAMBDA 法の概要を図 4-3 に示す。Float 解 \tilde{N} を丸めて FIX 解 N を求めるのであるが、各衛星の \tilde{N} は衛星配置によって精度の良いものと悪いものがあり(相関があるともいう)、そこを考慮して丸める必要がある。これは、共分散をつかった以下の重みつき残差を最小にするような N を求めれば良い。

$$J = (\tilde{N} - N)^T Q_N^{-1} (\tilde{N} - N) \quad (4-12)$$

通常、共分散 Q_N は大きく、上記 J を最小化するためには \tilde{N} 周辺の 3~4 つ先の格子点まで探索しなくてはならない。これは効率が悪いので、Z 変換

という変数変換を行い、探索を効率化する。Z 変換では \tilde{N} の無相関化するために Q_N の対角化を行う。さらに N は整数でなくてはならないため、Z 変換は以下の制約をうける。

- Z のすべての要素は整数
- Z^{-1} のすべての要素は整数
- Z はユニモジュラ行列 ($|Z|=1$)
- $Q_z = Z^T Q_N Z, z = Z^T N, \tilde{z} = Z^T \tilde{N}$

このような Z を求める手順は[4-2]に詳しいが、概略だけ記す。 Q_z をできるだけ対角化したいが、上記の制約によって完全には対角化できず、相関は残る。なので、できるだけ対角化された Q_z を求めたい。また、行列計算の効率化のため、実際の計算は以下のような LDL 分解を使う。

$$\begin{aligned} Q_N &= L^T D L \\ Q_z &= \bar{L}^T \bar{D} \bar{L} \end{aligned} \quad (4-13)$$

Q_z をできるだけ対角化するとは、 \bar{L} の非対角要素をできるだけ小さくすることを意味する。また、 D 、 \bar{D} の各要素は条件付き分散を意味するが、 \bar{D} の要素が降順になるように Q_z を求めたい。 \bar{L} の非対角要素を小さくする処理は整数ガウス変換と呼ばれ、 \bar{D} の要素を降順にする処理は列並べ替え処理によって行われる。この二つの処理を合わせて **Reduction** 処理と呼び、これによって行列 Z が求められる。

この Z によって N の残差最小化問題は、次のように z の残差最小化問題に置き換えられる。

$$J = (\tilde{N} - N)^T Q_N^{-1} (\tilde{N} - N) = (\tilde{z} - z)^T Q_z^{-1} (\tilde{z} - z) \quad (4-14)$$

格子点探索アルゴリズムはこれを最小にする z を探し出す。Z 変換による対角化は完全ではないので、z には相関が残る。格子点探索は Float 解 \tilde{z} を中心とした Q_z であらわされる楕円内を探索し、格子点 z を見つけ出す。図 4-4 はこの様子を表した模式図である。高さ方向の軸が J を表す。

z が求められたら逆変換を行い、N に直す。Z 空間においては、Float 解は FIX 解と同一の格子内に存在するが、N 空間においては Float 解と FIX 解の格子は離れている。この距離は 1 周波のみを利用する場合よりも 2 周波を利用する方が大きくなる。この効果は周波数ダイバーシティと呼ばれ、原理的には以下の式より擬似距離を使った整数不定性の推定精度が搬送波の波長に依存するためである[4-1]。

$$N = \phi - \frac{\rho}{\lambda} \quad (4-15)$$

このため2周波のほうがFIXによる誤差低減効果は大きいと考えられる。

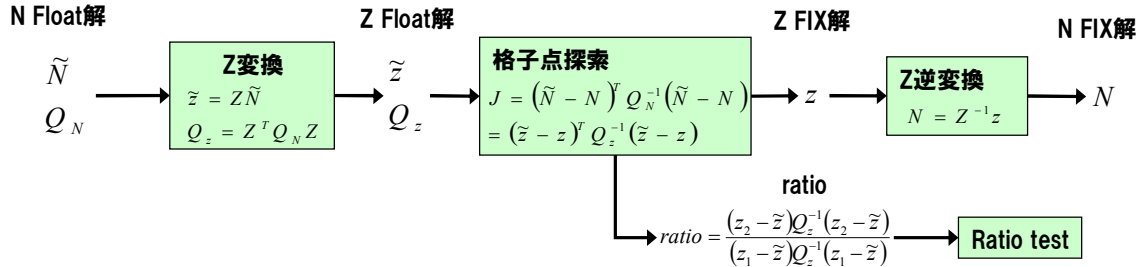


図 4-3 LAMBDA 法の概要

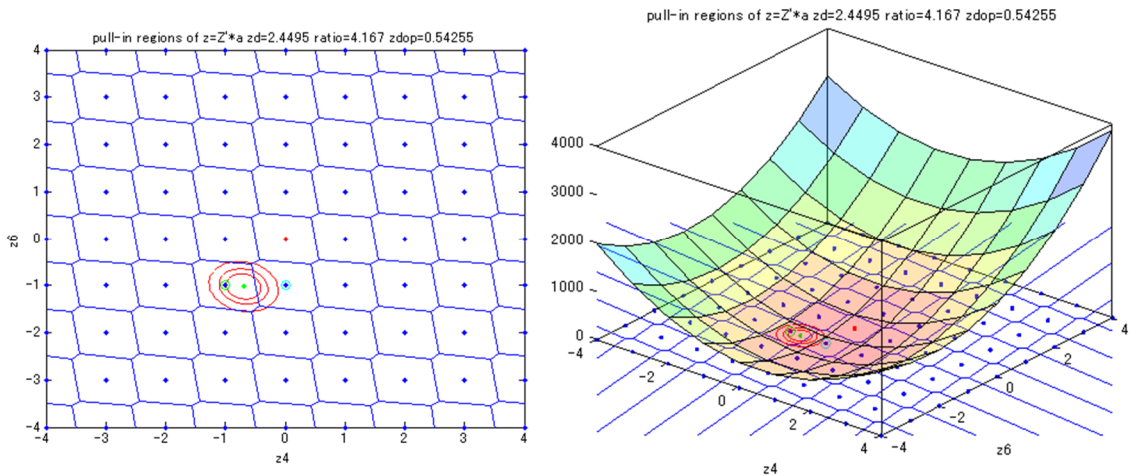


図 4-4 : 格子点探索

4.1.5. Ratio Test

この時、J 最小の解と次点の解の残差の比を **ratio** と呼び、以下の式で表す。

$$ratio = \frac{(z_2 - \tilde{z})^T Q_z^{-1} (z_2 - \tilde{z})}{(z_1 - \tilde{z})^T Q_z^{-1} (z_1 - \tilde{z})} \quad (4-16)$$

この値が大きければ大きいほど、最小解は次点の解に比べて **J** が小さく、信頼できると判断される。 Q_z に相関が残れば残るほど、長軸方向の自由度が大きくなり、最小解と次点解には差が出なくなるため、**ratio** は小さくなる。

また Q_z はユニモジュラなので、 Q_N を定数倍しても **ratio** は変化しない。つま

り Q_N の大きさは **ratio** には関係がない。また、 Q_z に相関が殆ど無い場合でも、

Float 解の格子内の位置によっては最小解と次点解の差があまりなく、ratio が小さくなってしまう場合はあると考えられる。また、Float 解にそもそも誤差が含まれており、真の解から離れた格子内にある場合は、LAMBDA ないし ratio test は役に立たない。

4.2. 現行精度と課題

4.2.1. 実験概要

今回、表 4-1 に示す 4 つの場所の実験データを用いた。加えて、解法(最小二乗法/カルマンフィルタ)、周波数(L1 のみ/L1L2)等を変えて RTK を行い、結果を比較した。

また、何も記述がない場合、S/N マスク 30dB 以上、仰角マスク 20° 以上、HDOP15 以下の条件でデータをフィルタリングしている。実験 1,2 では受信機を固定しており、サンプリング周期は 30s である。実験 3,4 では受信機は移動体に搭載されており、サンプリング周期は 1s である。

各実験データの衛星配置、衛星数、GDOP、走行コースを図 4-5～図 4-10 に示す。

表 4-1 実験データ

実験 No.	日時	移動局-基準局	基線長
1	2008/12/1	浜岡 1(静止)-浜岡 2	2.9km
2	2010/9/30	日進(静止)-本山	8.2km
3	2010/6/29	中研(移動)-本山	8.1km
4	2010/7/8	名古屋(移動)-本山	7.6km

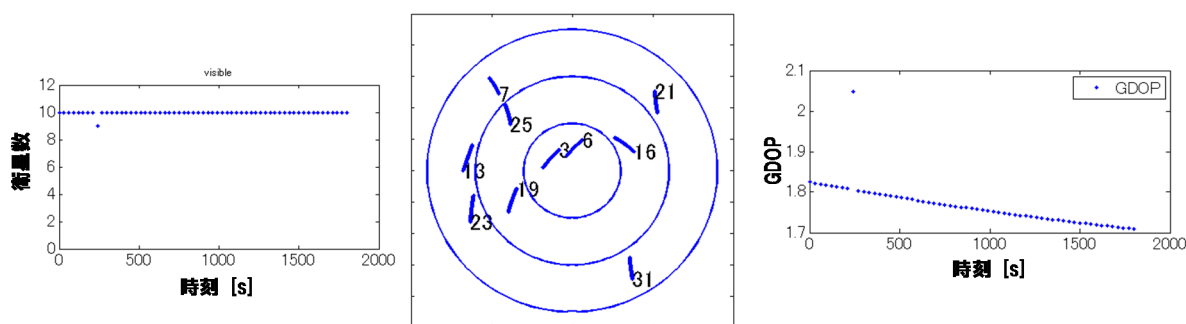


図 4-5 実験 1 の環境

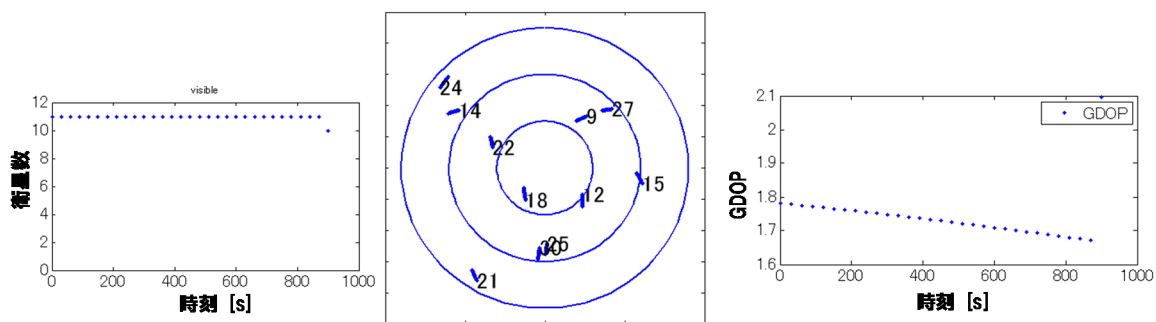


図 4-6 実験 2 の環境

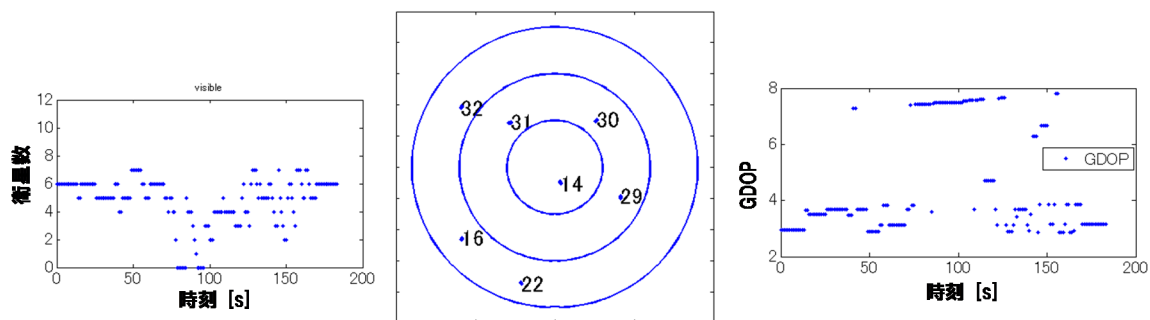


図 4-7 実験 3 の環境

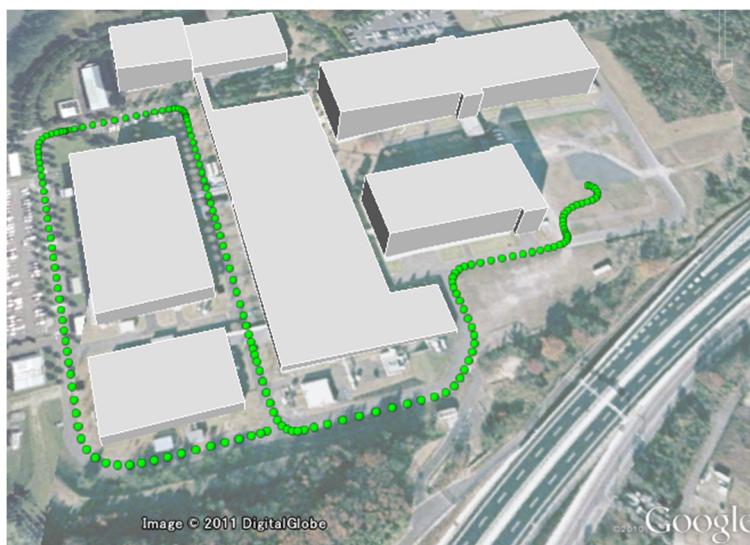


図 4-8 実験 3 の走行コース

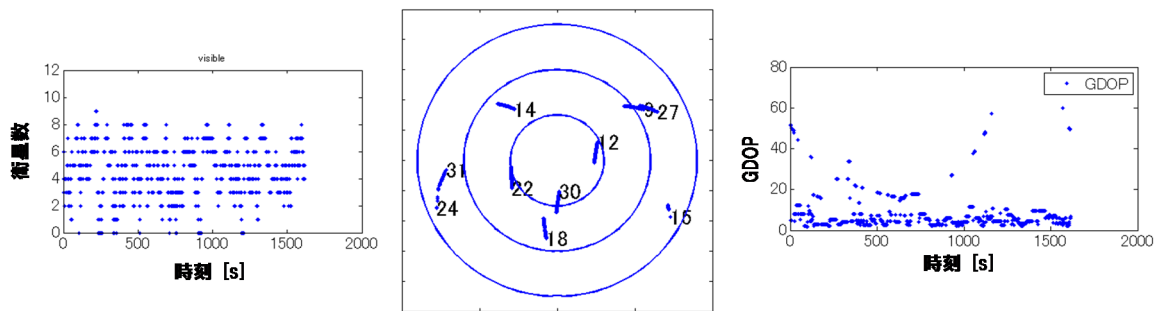


図 4-9 実験 4 の環境

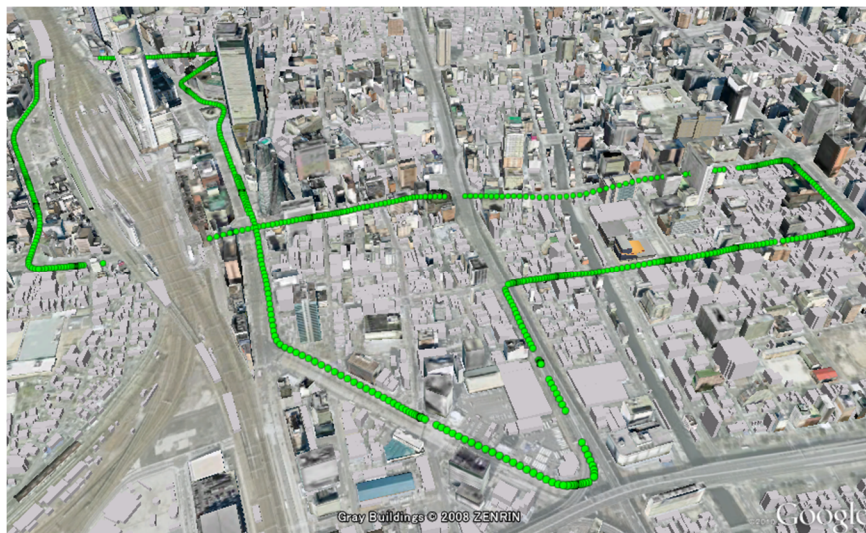


図 4-10 実験 4 の走行コース

4.2.2. Float 精度

Float 解精度の累積分布を図 4-11 に示す。これを見ると、まず Float 精度は 1 周波でも 2 周波でもほとんど変わらないことが分かる。支配的なのは周辺環境であり、都心部では 1m を切る点は殆ど無い。都心部を除けば、LSM による 1 エポック解の精度は静止点測位でも中研の移動体測位でもそれほど違いはない。

同じ基準局の静止点測位でも、浜岡と日進の結果には違いが見られる。しかし、LSM と KF で精度が逆転しており、基線長の違いよりも解法の違いのほうが支配的であると言える。

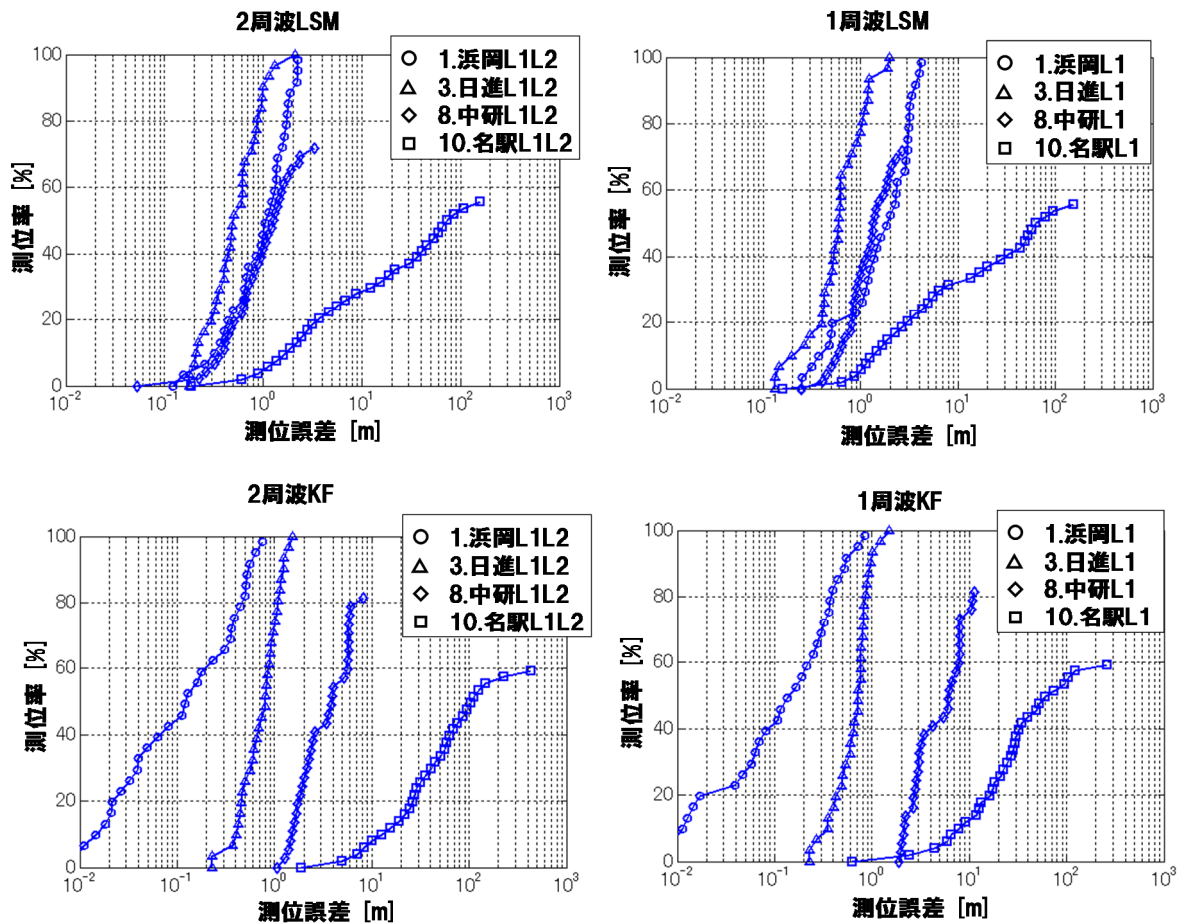


図 4-11 : Float 解精度累積分布

4.2.3. FIX 精度

FIX 解精度の累積分布を図 4-12 に示す。図 4-11 と比べると Float 解以上に環境の影響が大きいことがわかる。受信機を固定した環境においては、Float 解と比べ、FIX 解の精度が向上しており、精密測位の効果が確認できる。受信機が移動する環境においては、FIX できる場所が少なく、ロバスト性に欠けることがわかる。また、1 周波と 2 周波では、移動体測位における 1m を切る割合が異なっており、都市部での高精度測位に 2 周波が重要な役割を果たしていることがわかる。また、KF は条件の悪い環境では収束がうまくいかず、ほとんど FIX しないことも分かる。

また FIX による Float 解からの精度向上効果は大きくても 5m であり、平均的には 1m 以内になる。したがって Float 解の誤差が 5m 以上あるなら正しく FIX することはできない。逆に 1m 以内に Float 精度を確保できれば、FIX できる可能性は向上する。しかし、アプリケーションによっては数 10cm のために FIX する必要はないかもしれない。

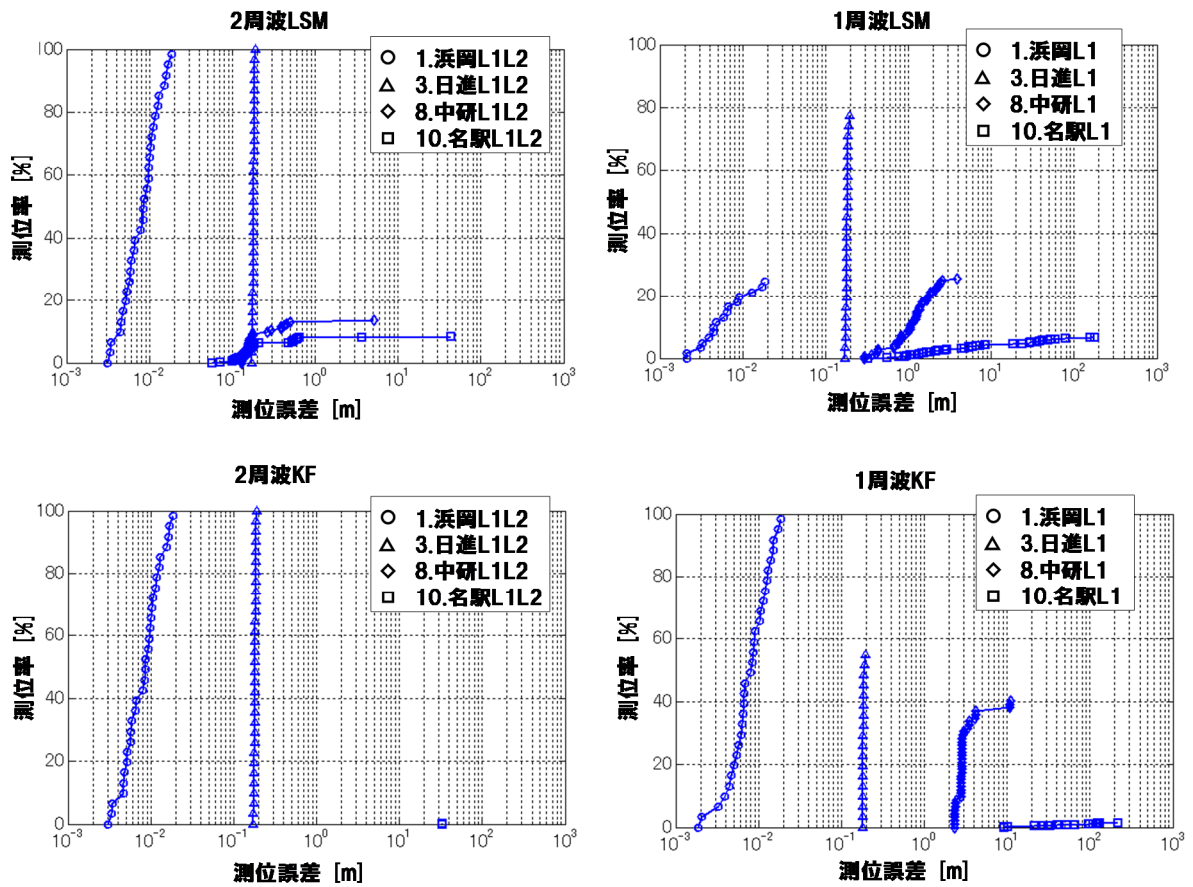


図 4-12 : FIX 解精度累積分布

4.3. まとめ

都市部での RTK 実現に向けて RTK の課題を明らかにすべく、条件を変化させて RTK を行い、どのような条件で高精度測位が可能なのか、精度が上がらないとすればその原因は何であるのかについて調査した。以下得られた知見を述べる。

- ・ 基準点の静止点測位は RTK を行う上で理想的な環境である。基線長の影響よりは解法による影響のほうが大きい。
- ・ Float 解の精度に与える影響は、周辺環境が支配的であり、都心部では 1m を切る点は殆ど無い。都心部を除けば、LSM による Float 解精度は静止点測位でも移動体測位でも大きな違いはない。
- ・ FIX 解は Float 解以上に周辺環境の影響をうける。移動体環境は固定環境に比べると著しく精度、測位率が低下する。
- ・ 1 周波を使う場合と 2 周波を使う場合で、Float 解の精度は殆ど変わ

らない。

- ・ 移動体環境でも **FIX** 精度が **1m** を切る点はある。しかし 1 周波と 2 周波ではその数が大きく異なり、都市部での高精度測位には **L2** が重要な役割を果たしている。これは周波数ダイバーシティ効果の現れだと考えられる。

- ・ **Float** 解の精度を少なくとも **5m** 以下に抑えないと正しく **FIX** するのは難しい。平均的には **1m** 以下の **Float** 解精度が必要である。

以上のことから、**RTK** を目的にした場合、通常の擬似距離測位以上にシビアな精度が要求されるといえる。擬似距離誤差だけでなく、搬送波位相に含まれる誤差の影響も考える必要がある。また、最小二乗法やカルマンフィルタで計算する共分散はガウス分布を仮定しているため、ガウス性でないマルチパス誤差の場合は共分散が実際の観測値と一致せず、推定や **ratio test** に失敗している可能性がある。いかにして異常を判別、排除し、理想的な測位環境に近づけるかが都市部 **RTK** においてはさらに重要になると考えられる。

参考文献

[4-1] Pratap Misra and Per Enge, " Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance", Ganga-Jamuna Pr, (2006)

[4-2] Xiao-Wen Chang, Xiaohua Yang, Tianyang Zhou, "MLAMBDA: A Modified LAMBDA Method for Integer Ambiguity Determination", ION 61st Annual Meeting, (2005)

第5章. 1 周波高精度測位手法の提案

5.1. RTK-GPS の課題

RTK は見通しのよい理想的な環境下では確かに **cm** 級の精度を出せるが、都市部のように **GPS** 信号が遮蔽される環境においては高精度測位に失敗することが多い。都市部におけるマルチパス誤差の大きさと、その **RTK** への影響に関しては先に述べた。しかし、具体的なマルチパスをの影響を排除して **RTK** を実行する技術まではまだ開発できておらず、マルチパス以外の要素に関してはまだ未検討である。

また、通常 **RTK-GPS** を行う際には 2 周波受信機が用いられるが、問題はそのコストである。1 周波受信機が通常数万円であるのに対し、2 周波受信機は百万円以上になり、現時点では車載される可能性は無く、コストダウンに必要な量産の見通しも無い。したがって、車両の測位に関して言えば、**RTK-GPS** に通常使われる 2 周波受信機の利用は難しい。

現在車載されている GPS 受信機は 1 周波が主であり、1 周波受信機を使っても RTK-GPS を行うことは可能である[5-1]。しかし 2 周波と比べて情報量が少ないため、測位性能は精度・FIX 率ともに劣る。1 周波 RTK でも長時間の観測データをカルマンフィルタで処理することで、幾何的ダイバーシティ効果によって測位性能を改善することはできる。しかし衛星配置の変化を利用した技術であるため、通常効果が現れるのに数十分を要し、環境の変化する移動体での実用化は困難である。

ここでは、1 周波受信機を使って 2 周波と同程度の RTK 性能を出す技術について検討する。今回、車載の INS の情報を L2 周波数の代わりの情報として用い、1 周波 RTK の性能を向上させる技術を検討した。

5.2. 周波数ダイバーシティの効果

提案手法を説明する前に、1 周波 RTK の測位性能がなぜ 2 周波に劣るのか、その技術的課題を明らかにする。RTK は搬送波位相の整数不定性 N を推定 (FIX) することで、衛星までの距離と受信機の位置を推定する。 N が整数であるために、RTK の FIX 解候補の空間は衛星の個数を次元とする格子点となる。図 5-1 は便宜上一次元の格子状解空間を表しており、周波数によって解空間が異なる様子を示したものである。格子の間隔は周波数によって異なるが、2 周波受信機では異なる 2 種類の格子の両者につじつまの合う場所を解候補として絞ることができる。この効果を周波数ダイバーシティといい、これによって 2 周波 RTK の性能は 1 周波に勝る。従って、1 周波 RTK の性能を向上させるためには、2 周波のように解の探索範囲を限定するような別の手段が必要となる。

RTK の FIX 解の探索には LAMBDA 法[5-3]がよく使われる。LAMBDA 法への入力は擬似距離を用いて求められる Float 解とその共分散であり、この共分散が解の探索に影響を与える。共分散は観測値と FIX 解の関係式から求めることができ、FIX 解の探索範囲を限定する拘束条件によって決まる。1 周波の場合は 2 周波に比べて拘束条件が少ないので、1 周波の性能を向上させるには何らかの拘束条件を追加導入し、解の探索範囲を限定するような共分散を計算する必要がある。

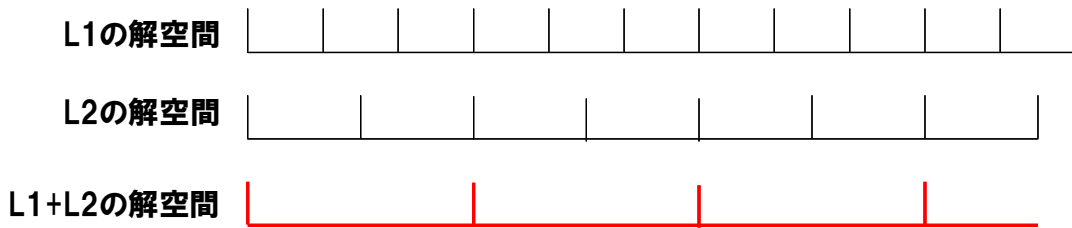


図 5-1 周波数ダイバーシティの概念的な説明

5.3. 1 周波 RTK-INS

今回、L2 周波数の代わりにの情報として着目したのが INS である。概念的な説明を図 5-2 に示す。INS データは車両の走行軌跡と見ることができる。ある期間のデータに M エポックの GPS データと INS の走行軌跡データが含まれるとすると、図のように走行軌跡と辻褃の合う格子点が FIX 解の候補として洗い出される。このように、INS を用いると、1 エポックで FIX 解探索する場合に比べて解空間が絞られるために、2 周波の情報を用いた時と同様な RTK の性能向上が期待できる。

アルゴリズムの詳細を以下に述べる。まず、今回の測位問題を表す観測方程式は以下で表される。

$$y = Gx$$

$$\begin{bmatrix} y_{gps} \\ y_{ins} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{gps} \\ G_{ins} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dx_t \\ N \\ d\theta \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

ただし、

$$\begin{aligned} dx_t &= x_t - x_t^0 \\ d\theta &= \theta - \theta_0 \end{aligned} \quad (5-2)$$

ここで x_t は推定すべき各時刻 $t = t1 \dots tM$ における位置ベクトルを表し、 θ は

INS の方位角を表す(図 5-3)。また x_t^0 、 θ_0 はニュートンラフソン法により最小二乗法を解くための初期値である。また N は各衛星の整数不定性の二重差を表すベクトルであり、M エポックを通じて一定である。

y_{gps} 、 G_{gps} は GPS に関する以下の観測方程式の観測値、デザイン行列を表す。

$$\begin{bmatrix} d\rho_i^i - dr_i^i \\ d\phi_i^i \lambda - dr_i^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i^i & 0 & 0 \\ g_i^i & \lambda & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dx_i \\ N_i \\ d\theta \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

ここで $d\rho_i^i$ 、 dr_i^i 、 $d\phi_i^i$ 、 N はそれぞれ衛星 i の擬似距離二重差、幾何学距離二重差、搬送波位相二重差、整数不定性二重差であり、 g_i^i は受信機から衛星を見た方角の単位方向ベクトルである。

また、 y_{ins} 、 G_{ins} は INS に関する以下の観測方程式の観測値、デザイン行列を表す。

$$\frac{1}{\Delta t} [(x_t^0 - x_{t_0}^0) - R^{-1}(\theta_0) \Delta x_t] = \frac{1}{\Delta t} [E \quad \dots \quad -E \quad 0 \quad S(\theta_0) \Delta x_t] \begin{bmatrix} dx_{t_1} \\ \vdots \\ dx_t \\ N \\ d\theta \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

この式の導出は若干複雑であるので、以下説明する。まず、求めたい位置 x_t の座標系(絶対座標系)と INS の座標系は図 5-3 に示すように xy 平面において θ だけずれている。従って、絶対座標系における変位 $x_t - x_{t_1}$ と INS 座標系における変位 Δx_t の関係は以下のようなになる。

$$\Delta x_t = R(\theta)(x_t - x_{t_1})$$

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

この式に(5-2)を代入すると、以下のように式変形する。

$$\begin{aligned} \Delta x_t &= R(\theta)(dx_t - x_t^0 - dx_{t_1} + x_{t_1}^0) \\ \therefore x_t^0 - x_{t_1}^0 &= dx_{t_1} - dx_t + R^{-1}(d\theta + \theta_0) \Delta x_t \end{aligned} \quad (5-5)$$

ここで、 $R(\theta)$ をテイラー展開し、一次近似すると以下が得られる。

$$R^{-1}(\theta) = R^{-1}(\theta_0) + S(\theta_0)\Delta\theta$$

$$S(\theta) = \begin{bmatrix} -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ -\cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-6)$$

これを(5-5)に代入し、変形することで(5-4)を得る。ただし、 E は3*3の単位行列である。

(5-1)を以下の最小二乗法で解くと Float 解が求まる。

$$Q_x = (G^T Q_y^{-1} G)^{-1} \quad (5-7)$$

$$x = Q_x G^T Q_y^{-1}$$

ここで、 Q_y は観測値の共分散行列である。

今回、この Float 解が正しいかどうかを RAIM によって判定した。具体的には以下の指標を用いた。

$$cg = \frac{r_{gps}^T r_{gps}}{\text{length}(r_{gps})} \quad (5-8)$$

$$r_{gps} = y_{gps} - G_{gps} dx_t$$

この cg が閾値よりも小さければ Float 解は正しいとし、そうでない場合は棄却し、測位不可能とみなした。

Float 解が求めれば、Float 解 x 中の整数不定性 N とさらに Float 解の共分散 Q_x 中の整数不定性共分散 Q_N を Lambda 法[5-2]に入力することで、FIX 解を得ることができる。この共分散 Q_N の計算には(5-7)の様に INS の情報も含まれており、一周波 RTK の性能向上が期待される。

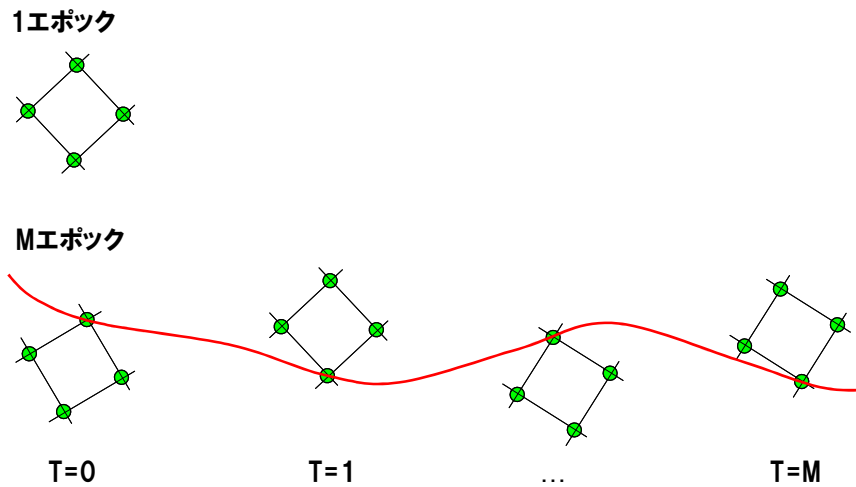


図 5-2 RTK-INS のイメージ

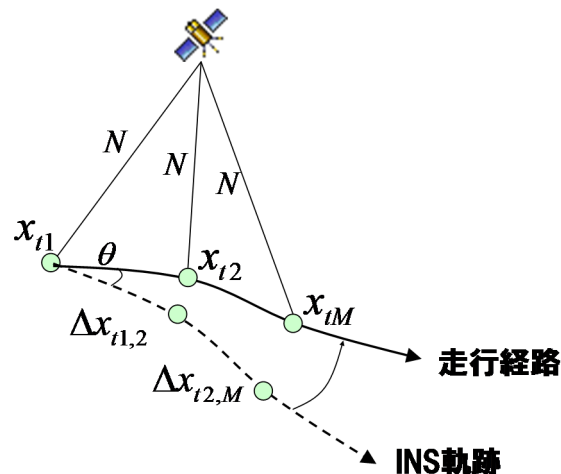


図 5-3 測位問題

5.4. サイクルスリップ対策

前節のアルゴリズムは、各衛星の整数不定性 N が M エポックを通して一定であると仮定している。衛星信号が遮蔽されて搬送波を追尾できなくなり、サイクルスリップが発生するような場合を除いてこの仮定は正しい。しかし都市部のような環境ではサイクルスリップが頻繁に発生し、この仮定が崩れるためにアルゴリズムが破綻する。従ってサイクルスリップを検出し、排除する仕組みが必要になる。

サイクルスリップは搬送波位相の不連続性として現れるため、搬送波位相の二階微分をチェックすることで検出可能である。今回、二階微分値の絶対値が 3 以上の場合はサイクルスリップとみなした。一例として 10 エポックの間にサイクルスリップが起きた場合の様子を図 5-4 に示す。示され

ている値は搬送波位相の二重差を整数に丸めたものであり、衛星が遮蔽されて信号が受信できない場合は NaN と表示されている。長方形の網掛けで囲われた部分がサイクルスリップが起きずに搬送波位相値が連続していると考えられる部分である。この例ではこの 5 つの網掛け部分が推定すべき整数不定性となる。この部分以外のデータは推定には使用しない。

		エポック									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
受信機	12	1514530	1514498	1514486	1514434	1514402	1514372	1514342	1514313	NaN	1514133
	15	1853177	1853177	1853178	1853178	1853179	1853179	NaN	1853192	1853201	1853201
	18	560593	560599	560606	560612	560619	560625	560631	560636	560680	560687
	22	1690771	1690788	1690804	1690821	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN	1690978
	27	5279178	5279182	5279186	5279190	5279194	5279198	5279202	5279205	5279233	5279236

図 5-4 サイクルスリップの例

5.5. 提案手法の評価

提案手法の評価のため、郊外と都市部において走行実験を行い、INS を使わない通常の RTK-GPS と結果を比較した。精度評価のための位置の正解データは POSLV を用いて計測した。GPS 受信機には 2 周波受信機である Novatel OEMV を用い、1 周波 RTK の評価の際には L1 周波数の情報のみを用いた。

アルゴリズムで使用したパラメータとその値は表 5-1 の通り。

表 5-1 アルゴリズムのパラメータ

パラメータ	値
エポック数 M	10
最低エポック間隔(s)	1
擬似距離分散(m)	3
INS の速度分散(m/s)	0.08
サイクルスリップ閾値	3
RAIM 閾値	1
Ratio test 閾値	3

図 5-5 に一周波の測位結果を示す。従来の RTK-GPS に比べ提案手法は FIX 解が得られる場所が増えていることがわかる。また精度と FIX 率の関係を図 5-6 に示す。測位精度は従来手法も提案手法もほとんどの場所で 10cm 程度であるが、測位率は提案手法が倍以上の改善を見せていることがわかる。

また、今回エポック数 M はのデータがたまるのにかかる時間は高々数秒で

あり、それ以降は毎時刻測位可能であるため、カルマンフィルタを用いた従来の手法と比べると **FIX** までの収束時間の点でも有利だと言える。

また、図 5-7 にこの時の **ratio** の値を示す。上記のとおり、提案手法によって従来手法よりも測位率が向上した理由は **ratio** 値が従来手法よりも上昇し、**FIX** しやすくなったためだと言える。**ratio** の値が上昇した理由は、INS の情報を拘束条件として追加し、解の探索範囲を限定できたため、解の信頼性が向上したためだと考えられる。このことを確認したのが図 5-8 である。これはある時刻のある 2 衛星の解空間を示している。図中の赤い楕円が、解の探索範囲を意味する **FLOAT** 解の共分散である。従来手法・提案手法ともに正しい **FIX** 解を求めているが、提案手法のほうは従来手法よりも共分散の楕円が小さくなっていることがわかる。すなわち INS 情報による拘束が解の範囲を限定し、**ratio** の値を上昇させることで **FIX** 率を向上させたという仮説の正しさを裏付けている。

また、2 周波を使った従来の **RTK** と、1 周波の提案手法の比較を図 5-9 に示す。INS を使って 1 周波受信機を補っても、2 周波受信機の測位性能には及ばないが、それでも 50% 以上の場所において 2 周波 **RTK** に劣らない精度を確認できる。

また、提案手法が 1 周波だけでなく、2 周波に対しても有効かどうか確認したのが図 5-10 である。1 周波の場合ほど測位率に大きなゲインはない。この結果より、2 周波受信機が利用可能な状況では、提案手法を使う必要は特になく、1 周波の時に効果を発揮すると言える。

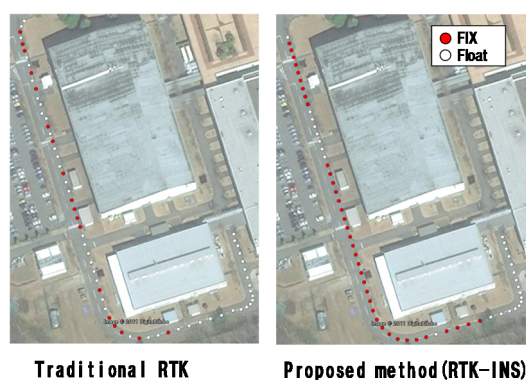


図 5-5 1 周波 RTK-INS の測位結果

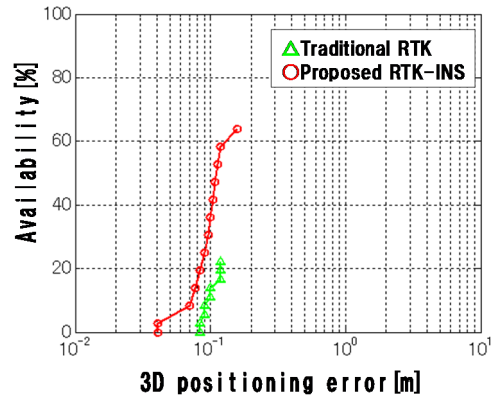


図 5-6 1 周波の精度と測位率の関係

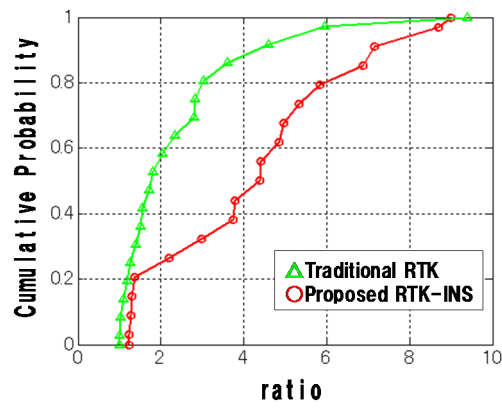


図 5-7 1 周波の ratio

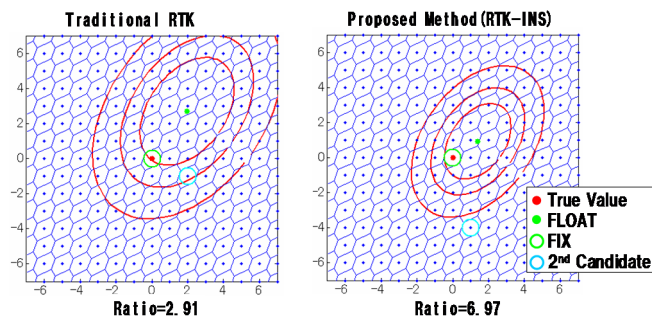


図 5-8 解の探索範囲の変化

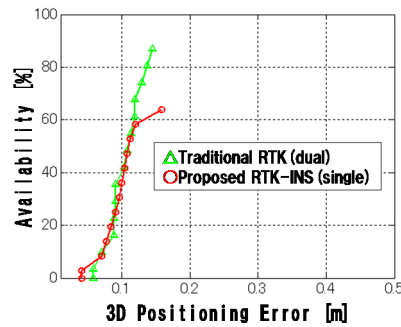


図 5-9 2 周波 RTK と 1 周波 RTK-INS との比較

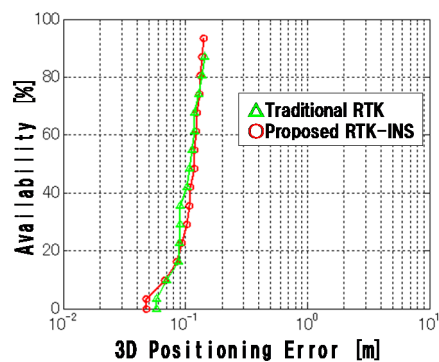


図 5-10 2 周波での効果

5.6. まとめ

この章では、シームレス測位で対象とする郊外、都市部、屋内のうち、GPS 測位にとって理想的な環境である郊外環境を対象にし、シームレス測位の限界性能を検討した。今回、1 周波受信機を使って 2 周波と同等の RTK 性能を出すことを目的とし、車載の INS を L2 周波数の代わりにの情報として用い、1 周波 RTK の性能を向上させる技術を開発した。

実験の結果、提案手法はほとんどの場所で精度を従来手法と同程度に保ったまま、FIX 率を倍以上に向上させており、2 周波受信機の代わりに INS の情報を用いることの有効性を示すことができた。

今後の課題としては、都市部などのより厳しい環境でもロバストに動作するアルゴリズムの開発があげられる。

参考文献

- [5-1] N. Brown, L. Troyer, O. Zelzer and J. van Cranenbroek, "Advances in RTK and Post Processed Monitoring with Single Frequency GPS", Journal of Global Positioning Systems, vol. 5, no. 1-2, pp. 145-151, 2006

[5-2] Xiao-Wen Chang, Xiaohua Yang, Tianyang Zhou, "MLAMBDA: A Modified LAMBDA Method for Integer Ambiguity Determination", ION 61st Annual Meeting, (2005)

[5-3] Teunissen, P.J.G. and Odijk, D., "Ambiguity dilution of precision: definition, properties and application", Proc. of ION GPS 1997, pp. 891-899, 1997

第6章. 屋内測位手法と原理

6.1. 概観

これまで主に車両に搭載されたセンサを用いて屋外での位置を推定することを目的としてきたが、スマートフォンの普及により車に乗っていない時でもユーザの位置を測定できる環境が整いつつある。車に乗っている時も、乗っていない時も、ユーザの居場所を知ることができれば、サービスを提供できる場所もサービスの内容も広がる。例えば、屋内駐車場における車へ戻る時の歩行者ナビゲーションなど、新たなサービスの試みが始められている[6-1]。

スマートフォンにも GPS は搭載されているため、GPS 衛星からの信号が受信できる場所では問題なく測位できる。しかし、特に歩行者の場合は建物の中での位置を知りたいというケースが多く、その場合は GPS を利用できない。一方、近年盛んに研究されている屋内測位技術は、屋内に設置したインフラを利用して測位を行い、GPS が利用できない場所でも測位が可能である。さらには GPS と組み合わせることで屋内・屋外ともにシームレスな測位を実現できる可能性がある。ただし、屋内にインフラを設置する必要があり、導入コストのためになかなか普及に至らないという問題がある。

本研究では、安価なセンサで、インフラの助けを借りずに、屋内・屋外ともにシームレスに測位可能な技術の開発を目指している。屋内と言ってもトンネルや屋内駐車場で車両を運転している状況や、建物内を歩行している状況など考えられるが、まずは屋内測位に関する知見を得るため、スマートフォンを用いた歩行者向けの屋内測位技術を対象にする。得られた知見を将来的に車両にも展開できるような技術の構築を目指す。

本報告ではまず、既存の屋内測位技術のサーベイ結果について述べる。

図 6-1 に屋内測位に使われる技術を示す[6-2]。傾向として、高い測位精度をもつ技術ほど、逆にカバーできる場所の範囲は狭いことが分かる。つまり、測位精度を上げようとするれば、それだけ測位インフラを多く設置する必要が

あり、導入コストがかかることを意味する。

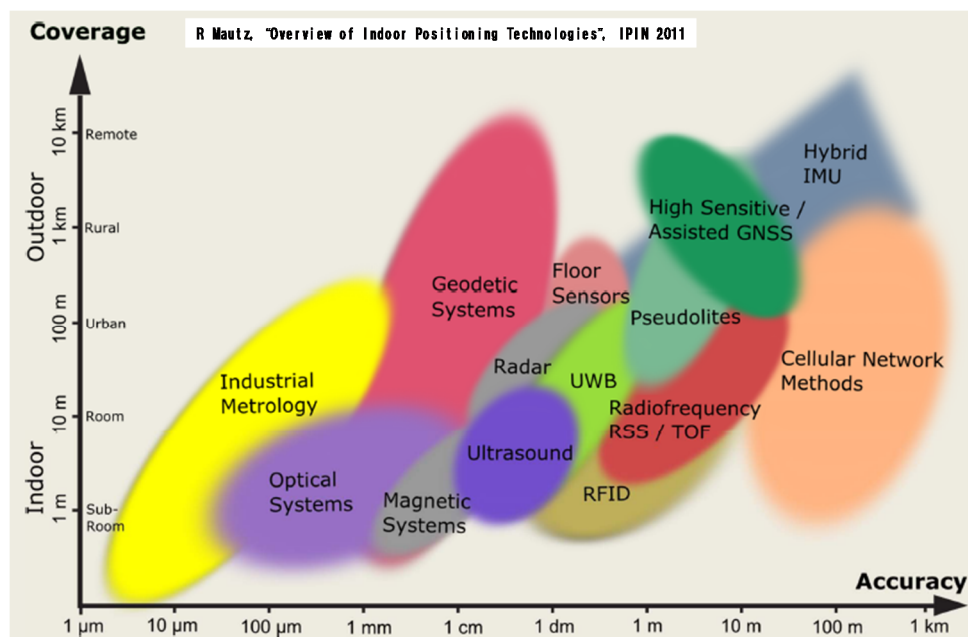


図 6-1: 屋内測位技術マップ

6.2. Wi-Fi

このうち既によく普及している技術は Google や Koozyt に代表される、無線 LAN の信号強度情報を利用した測位である[6-3][6-4]。これは、場所が既知である無線 LAN のアクセスポイントに近づくと、そのアクセスポイントの電波が検知できるため、ユーザがアクセスポイントの付近にいると推定する、というものである。より具体的には次の手法に分類できる。

- ・ 3 辺測量：無線 LAN のアクセスポイントまでの距離を推定し、3 つ以上の距離情報からユーザの位置を推定する。距離の推定原理も複数あり、TOA(信号到達時間)、TDOA(信号到達時間差)、RSS(信号強度)などがあげられる。このうち RSS は無線 LAN 端末間の時刻同期が不要であり、実装が容易であるためよく用いられている。

- ・ 3 角測量：2 つ以上のアクセスポイントからの信号の到来方向を測定し、ユーザの位置を特定する。電波の指向性を持つハードウェアが必要である。

- ・ RSS Fingerprinting：アクセスポイントの信号強度マップをあらかじめ用意しておき、ユーザ端末の信号強度パターンと信号強度マップを比較してユーザの位置を特定する。

これらの手法を用いるにはあらかじめ場所が既知である無線 LAN のアクセスポイントを用意しておく必要がある。特に GPS と同等の 5m の測位精度を出そうとすると、15m 四方のエリアにアクセスポイントを 4 つ設置してお

く必要がある。無線 LAN 以外にも、赤外線、携帯電話の基地局、UWB、Bluetooth、Zigbee、RFID などの通信機器を使うと同様の原理で測位を行うことができるが、やはりあらかじめインフラを設置するコストが必要になる。また、測位前にアクセスポイントの位置は既知である必要があるが、測位と同時にアクセスポイントの位置を自動的に学習する技術も提案されている [6-5]。

6.3. 歩行者用慣性航法

一方、ジャイロや車速センサを用いた慣性航法は、累積誤差という欠点はあるものの、インフラが不要であり、どこでも使えるという利点があるため、屋内測位の分野では注目されている [6-6]。車両と歩行者では慣性航法に利用できるセンサが異なる。歩行者の場合によくつかわれるのは、加速度センサ、ジャイロ、地磁気センサである。歩行者用慣性航法には現在、大きく分けて次の 2 つの種類がある。

加速度 2 階積分方式：加速度を 2 階積分することで移動距離や位置を求める。このとき、累積誤差を抑えるために ZUPT と呼ばれる技術が使われる。これはセンサを足に装着し、足が接地しているときは速度を 0 にリセットする、というものである。従ってこの方式を利用する場合はセンサを足に装着する必要がある。

ステップ方式：垂直方向の加速度パターンから歩数をカウントする。この方式はセンサを足に装着する必要はないが、歩幅を決定するためのパラメータを推定する必要がある [6-7]。

慣性航法の累積誤差を補正するには外部からの情報が必要である。慣性航法と通信インフラを組み合わせた測位手法の研究も発表されており [6-8][6-9]、慣性航法ないし無線 LAN 単体よりも精度を向上させている。この場合も場所が既知であるアクセスポイントを用意しておく必要があり、導入コストの課題は残っている。

6.4. マップマッチング

慣性航法の累積誤差を抑えるための補助手段の一つとして、マップマッチングがある。屋内測位におけるマップマッチングでは、建物のフロアマップを利用し、パーティクルフィルタを使った以下のような手順で実施される [6-10]。まず、ユーザの初期位置を示すパーティクルをフロアマップ上に配置する。ユーザが移動すると、慣性航法により各パーティクルも移動する。このとき、フロアマップの壁に衝突したパーティクルは消滅させる。時間が経つにつれ、正しくない位置にいるパーティクルは全て消滅してゆき、ユーザ

の正しい位置を示すパーティクルのみが生き残る。

シンプルなアイデアであり、効果も期待できる技術であるが、建物のフロアマップが必要であり、利用できる場所が限られるという欠点がある。

6.5. 協調測位

慣性航法の累積誤差を抑えるためのもう一つのアプローチに協調測位がある。協調測位とは、複数の端末が互いに情報を交換し合う事で、単体で測位するよりも高い性能の測位を実現する技術のことである[6-11][6-12]。この考え方をを使うと慣性航法の累積誤差を補正することが可能になる。図 6-2 にその仕組みを示す。端末同士のすれ違いにより互いの発する電波を受信できた時、その2端末の距離は通信できるほど近くにいる、ということがわかる。端末同士が近くにいるということがわかれば、慣性航法による位置の推定値を互いに近づくように補正することができる。端末数が多いほど、すれ違い通信がより多く発生するため、より高い補正効果が得られると期待できる。この技術はスマートフォン端末以外のインフラを利用しないという意味で本研究の目的とマッチしており、有望な技術と考えられる。協調測位技術については次の章で詳細を述べる。

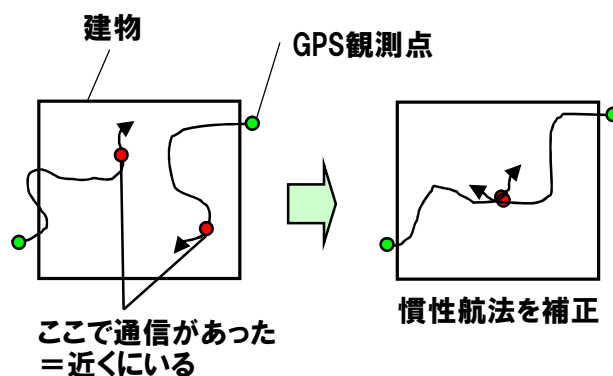


図 6-2:協調測位による慣性航法の補正

6.6. まとめ

本章では既存の屋内測位技術を概観した。多くの技術が存在し、目的に応じて使い分けられているが、屋外のGPSのように標準的な技術は今のところ存在しない。その中で、インフラを使わずに測位可能な技術として、歩行者用慣性航法と協調測位技術を紹介した。次章ではこれらの詳細について述べる。

参考文献

- [6-1] 塩野崎敦, "無線 LAN 屋内測位を用いた新体験型位置情報サービスと将来構想", Lisra 設立記念シンポジウム発表資料 (2012)
- [6-2] R. Mautz, "Overview of Current Indoor Positioning Systems," *Geodezija ir kartografija* vol. 35(1), pp. 18-22, 2009
- [6-3] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, "Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems," *Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, IEEE Transactions*, vol. 37(6), pp. 1067-1080, 2007
- [6-4] N. Newman, "Apple ibeacon technology briefing." *Journal of Direct, Data and Digital Marketing Practice* 15(3) pp. 222-225, 2014.
- [6-5] L. Bruno, P Robertson. "Observability of path loss parameters in WLAN-based Simultaneous Localization and Mapping." *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2013 International Conference on. IEEE, 2013.*
- [6-6] O. Mezentsev, J. Collin, G Lachapelle, "Pedestrian Dead Reckoning--A Solution to Navigation in GPS Signal Degraded Areas?," *Geomatica* vol. 59(2), pp. 175-182, 2005
- [6-7] Y. Jin, H. Toh, W Soh, W.Wong, "A robust dead-reckoning pedestrian tracking system with low cost sensors." *Pervasive Computing and Communications (PerCom), 2011 IEEE International Conference on. IEEE, 2011.*
- [6-8] 石塚宏紀, et al. "BLE シグナルと PDR によるハイブリッド屋内測位手法の基礎検討~ Open Beacon Field Trial 参加における実験結果の共有~." *情報処理学会研究報告. マルチメディア通信と分散処理研究会報告 2014.21*, pp.1-6, 2014.
- [6-9] K. Frank, et al. "Development and evaluation of a combined WLAN & inertial indoor pedestrian positioning system." *ION GNSS. 2009.*
- [6-10] J. Straub, "Pedestrian Indoor Localization and Tracking using a Particle Filter Combined with a Learning Accessibility Map," *Bachelor Thesis*, 2010
- [6-11] P. Stromback, J. Rantakokko, SL. Wirkander, "Foot-mounted Inertial Navigation and Cooperative Sensor Fusion for Indoor Positioning." *Proc. ION, 2010*
- [6-12] I. Kraemer, B. Eissfeller, "A peer-to-peer Kalman Filter for

第7章. インフラを使わない協調型屋内測位手法の提案

7.1. 概観

本研究の目的は、いつでもどこでも使える測位技術である。屋内環境においても目的を達成するには、インフラの助けを借りずに携帯端末のみで実現可能な、環境に依存しない測位技術を開発する必要がある。前の章ではそのような技術の候補として、歩行者用慣性航法と協調測位技術を紹介した。本研究では、スマートフォン端末に搭載されているセンサーと通信機器のみで、慣性航法と協調測位を実現する技術を開発した。本章ではその詳細と検証結果について述べる。

7.2. 技術課題

7.2.1. 歩行者慣性航法の実装と課題

ここではスマートフォンに搭載されている加速度センサと地磁気センサのみで慣性航法を行う技術[7-1]の実装とその検証結果について述べる。

使用したスマートフォンは Docomo Xperia SO-01B (Android 2.1-update1)で、必要な加速度センサ、地磁気センサ、さらに GPS 受信機が搭載されている。Android は加速度センサと地磁気センサの結果から端末の方位を補正し、出力する。今回は地磁気出力ではなく、この補正後の方位の値を使用した。

今回実装したステップ方式の歩行者慣性航法技術についてここで簡単に述べる。まず歩数は垂直方向の加速度の周期的な波形(図 7-1)から求められる。

歩幅は以下の式で計算される。ここで ρ_k は k 番目のステップの歩幅、 a_k^{\max} 、 a_k^{\min} はそれぞれ k 番目のステップの加速度の最大、最小値である。また K はパラメータであり、今回は定数と仮定している。

$$\rho_k = K \sqrt[4]{a_k^{\max} - a_k^{\min}} \quad (7-1)$$

また端末の 3 軸の方位角はセンサによって求められるが、端末の方向と歩行者の進行方向は必ずしも一致しない。2次元平面内では進行方向に対する端末の姿勢角 $\Delta\theta$ がパラメータとなり、今回は定数と仮定している。

歩幅と進行方向が分かれば、以下の式で 1 ステップ辺りの移動ベクトル s_k

が決定される(図 7-2)。

$$s_k = [\rho_k \cos(\theta_k + \Delta\theta) \quad \rho_k \sin(\theta_k + \Delta\theta)] \quad (7-2)$$

ここで、 θ_k はk番目のステップにおける地磁気センサの示す方位である。

今回、2つのパラメータ K と $\Delta\theta$ については、あらかじめ屋外の GPS データを用いて慣性航法の推定位置との二乗誤差が最小となるような最適値を求めた。

慣性航法の測位結果を図 7-3 に示す。左は屋外の歩行結果であり、右は屋内の歩行結果である。屋外の結果は縮尺が大きいいため、軌跡はよく重なっているように見えるが、局所的には方位誤差のために測位誤差が累積していることがわかる。また屋内の結果ではこの傾向がより顕著に見てとれる。以上より、加速度センサと地磁気センサを用いたステップ方式の慣性航法技術の課題は主に地磁気センサの方位誤差であり、これを解決する技術開発が必要である。

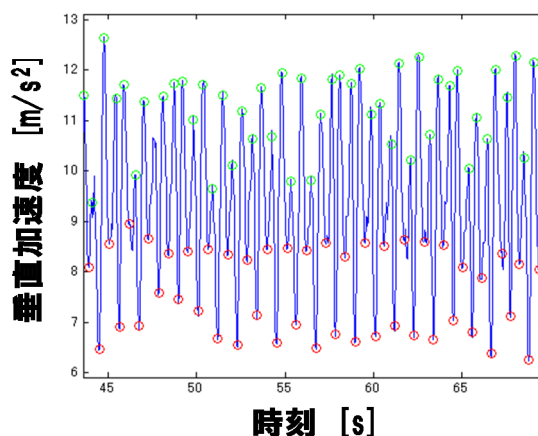


図 7-1: 歩行時の加速度波形

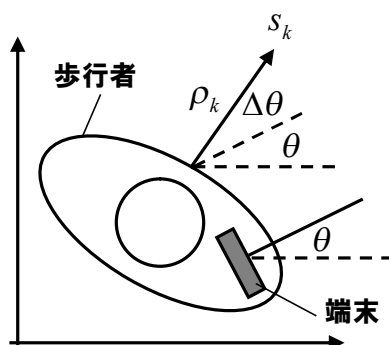


図 7-2: 1 ステップの移動ベクトル

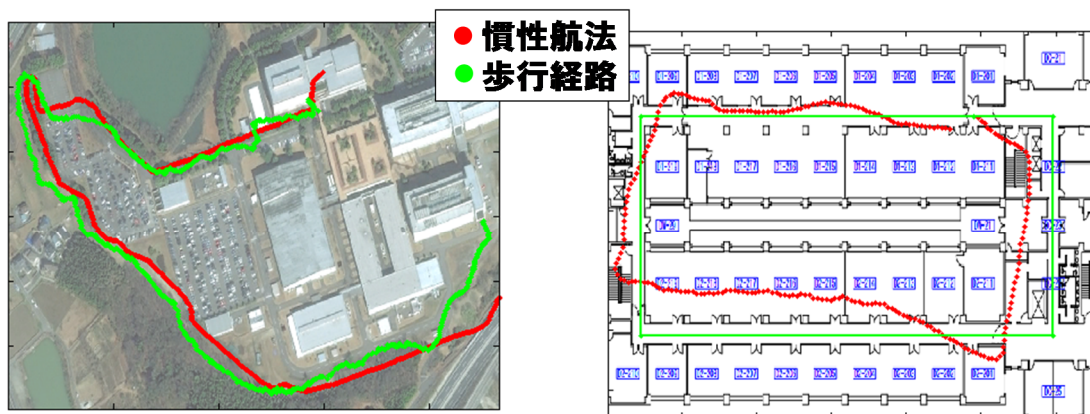


図 7-3: 歩行者慣性航法結果(左: 屋外、右: 屋内)

7.2.2. 協調測位の既存研究と課題

インフラを用いずに歩行者慣性航法の誤差を補正する技術として、協調測位技術がある。これは通信を使って端末間の位置情報を交換し、互いの推定位置を補正する技術である。

文献[7-2]では Bluetooth による通信を想定してシミュレーションにより協調測位の効果を評価している。しかし、Bluetooth による測距誤差を考慮していない。後に示す通り、RSS による測距では数 10m に及ぶ誤差が出ることがあり、実際の端末ではその対策が必要となる。

文献[7-3]では UWB と ZUPT を使って 2 端末の協調測位を行い、慣性航法誤差を補正している。しかし UWB や ZUPT を使うための Foot-mounted センサは特別なハードウェアが必要であり、利用にコストがかかるという課題がある。また、UWB による測距は数 10cm の精度があるが、一般のスマートフォンに搭載されている Wifi や Bluetooth ではこのような高い精度は期待できない。

スマートフォンのみで安価に協調測位を行うためには、Wifi や Bluetooth による測距誤差を考慮した技術を開発する必要がある。

7.2.1. 通信による測距と課題

端末で可能な限りサンプル間隔を短くして取得した Bluetooth と Wifi の RSSI データを図 7-4 に示す。どちらも見通し状態で遮蔽や距離による通信の欠落はない。Bluetooth に比べ、Wifi のほうがより安定して多くのデータが取れることが分かる。すれ違いをもれなく検出するためにはサンプリング間隔は短いほうが望ましいため、今回の実験では Wifi を利用した。Wifi の平均サンプリング間隔は 2.8s であった。Android 端末で Wifi データを取

集する際の注意点として、端末の画面をオフにした際に Wifi 機能もオフにならないように、Wifilock する必要がある。

送受信アンテナ間の距離を変化させた時の RSS の変化の様子を図 7-5 に示す。距離が近いほど RSS の値が大きくなる傾向にあることが分かる。この性質を利用して RSS から距離を推定する。距離の離れた箇所では時折 RSS の値が一定値を示しているが、これは端末が送信機からの信号を受信できずに RSS の値を得られず、前回値を出力していることを示している。したがって今回の実験では、RSS の値が変化していない場合は間違っただータとして排除した。

RSS による測距は、距離が離れるほど距離の二乗に比例して受信電力が減っていく伝搬損失の原理に基づいている。自由空間伝搬損失[7-4]から求めた距離と RSS の関係式を以下に示す。

$$20 \log_{10} d = (S_0 - S) - 20 \log_{10} \frac{4\pi f}{c} \quad (7-3)$$

ここで、 d は送受信アンテナ間の距離[m]、 S_0 は距離 0 における RSS[dBm]、 S は距離 d における RSS[dBm]、 f は電波の周波数、 c は光速である。実際の実験環境は地面等が存在するため、自由空間の仮定は成り立たない。地面がある場合は、受信電力は距離の四乗に比例して減っていく[7-5]ため、伝搬損失は以下の式に従う。

$$40 \log_{10} d = (S_0 - S) - 20 \log_{10} k \quad (7-4)$$

ここで k は定数パラメータである。送信アンテナを地面に置いた時の距離と上記の式に基づいて RSS から推定した距離の関係を図 7-6 に示す。このとき $S_0 = -10$ [dBm]、 $k=0.8$ である。図からは RSS からは距離を一意に推定できず、ばらつきがあることがわかる。ただし図中の直線で示したとおり、RSS によってばらつきの最大値と最小値を推定できる可能性がある。距離が遠くなればなるほどばらつきが大きく、測距精度が期待できなくなることがわかる。また実距離 10m 以下の区間ではデータは式(7-4)に従っておらず、RSS による測距分解能に限界があることが分かる。したがって RSS から端末間の距離の情報を得る際は、比較的信頼の置ける近距離のデータを利用することが望ましい。さらに近距離の場合は距離の絶対値を求める用途よりも、通信相手が 10m 以内に存在するかどうかの判定用途に向いていると考えられる。

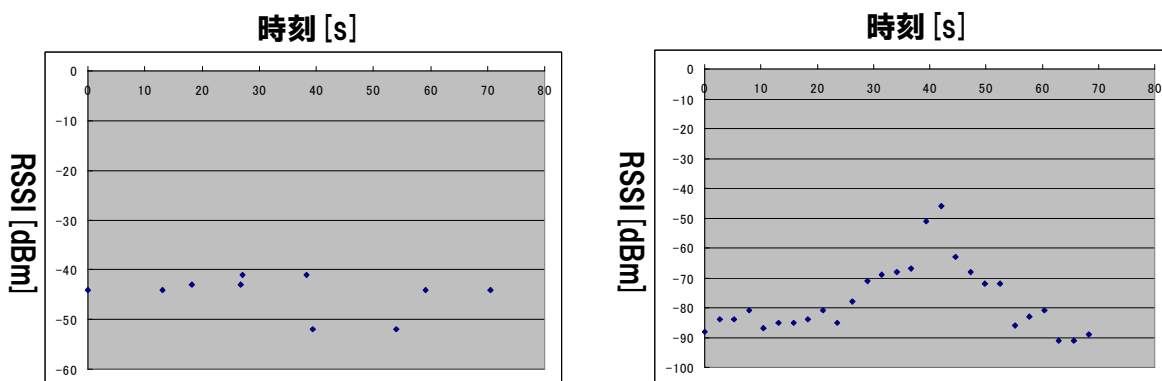


図 7-4:RSSI の時系列データ(左:Bluetooth、右:Wifi)

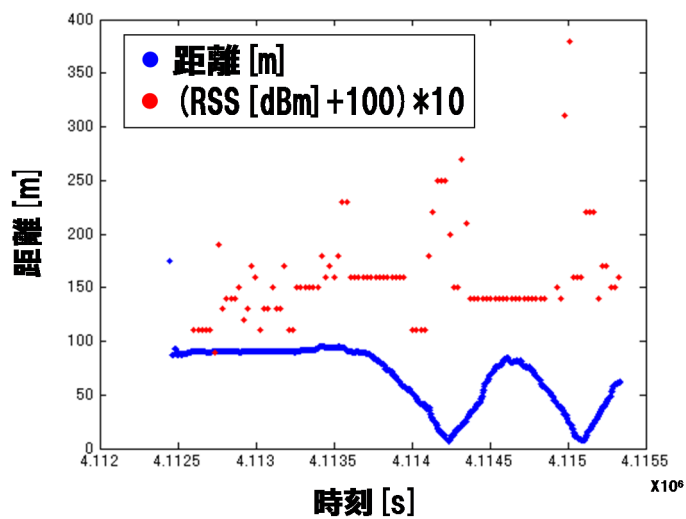


図 7-5: 距離と RSS の変化の様子

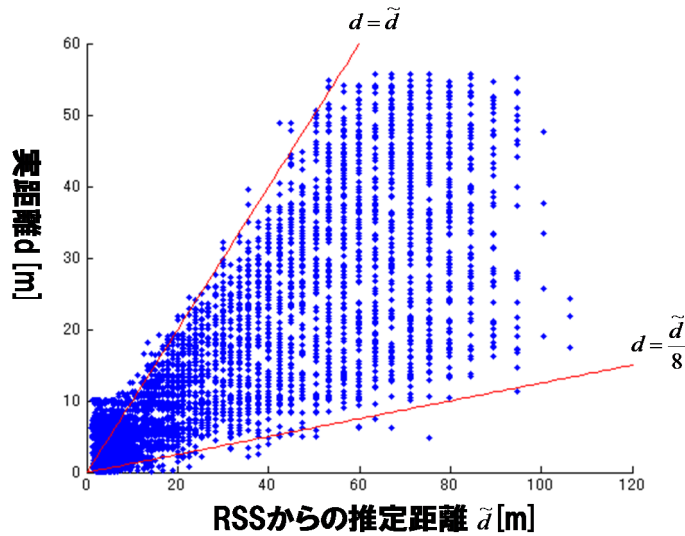


図 7-6:RSS による測距

7.2.2. 解くべき技術課題

ここでは本研究で解くべき課題を具体的に挙げる。まず先に述べたとおり、慣性航法における地磁気センサの方位誤差が課題の一つとしてあげられる。図 7-7 にスマートフォンの加速度センサと地磁気センサの情報を用いて行った慣性航法の例を示す。慣性航法の進行方位と GPS の進行方位が異なっていることがわかる。さらにみると、方位は異なっているが、直進部分は GPS と同じく直進していることもわかる。すなわち、地磁気センサの方位誤差の特徴として、時々刻々とランダムに変化するノイズと言うよりは、一定期間変化しないバイアス性の誤差であると言える。このバイアス性の方位誤差はキャリブレーション[7-6]によって軽減できる。スマートフォンにもこのキャリブレーションを自動で行う機能は備わっているが、バイアスを全て除去することができていないため、方位誤差が発生している。

従来、観測値からノイズを除去する方法としてカルマンフィルタ等が用いられているが、誤差にガウス分布を仮定しているため、そのままではこのバイアス性の方位誤差を除去することができない。バイアス性の方位誤差を推定し、除去するためには方位誤差のモデルが必要である。これはカルマンフィルタにかぎらず、パーティクルフィルタ等のガウス分布を仮定しない手法でも同様である。このバイアス性の方位誤差除去が 1 つ目の課題である。

また、図 7-6 に示したように、Wifi による測距精度も課題の一つである。図より、距離が遠ざかるほど測距精度がばらつくことがわかる。精度のよい近距離通信が起きるのは端末を持った歩行者同士がすれ違う時であり、そのような通信点は全データ中一部に限られるため、利用できるデータ量は少な

くなる。このように精度のよい通信データが少量しかないという問題が二つ目の課題である。

また、協調測位では複数の移動体間で通信し、位置情報を交換することで互いの慣性航法誤差を補正する。すなわち全ての移動体の位置が推定すべき変数になり、移動体の数が増えれば増えるほど、解の探索範囲は増大する。また、慣性航法誤差は時間がたつほど累積し、大きくなる性質があるため、時間がたつほど位置の探索範囲はさらに増大する。これはパーティクルフィルタのようなモンテカルロ法にとっては致命的であり、リアルタイムに動作するアルゴリズムを作ることが困難になる。この解の探索範囲と計算速度の問題が3つ目の課題である。



図 7-7: スマートフォンによる慣性航法の例

7.3. 関節モデル

本研究では上記の3つの課題を解決する新しい協調測位手法を提案する。図 6-1 に提案手法である関節モデルの概念を示す。本モデルは図のように歩行者の移動軌跡を直進部分であるリンクと方向転換を行う関節から構成される。そしてリンクにおける慣性航法の軌跡形状には誤差はなく、関節角にバイアス性の誤差が発生していると仮定している。本モデルを使って慣性航法誤差を補正する問題は、正しい関節角を推定する問題となる。

関節角の推定は、協調測位、すなわち通信による測距情報を用いることで実現する(図 7-9)。これまで述べた通り、Wifiによる測距は誤差が大きいため、できるだけ精度が良いと思われる、推定距離が短いデータのみを利用する。この近距離で通信が発生した点を通信点と呼ぶ。今回、推定距離の値自体は精度が信用出来ないため利用せず、測距精度の範囲内で近傍にいる、という

情報を利用した。

この関節モデルは先程述べた 3 つの課題を解決している。まず、1 つ目のバイアス性の方位誤差の問題であるが、これは関節モデルによってただちに解決される。つまり、関節角を推定することが、バイアス性の方位誤差を補正することを意味している。次に 2 つ目の測距精度のよい通信データが少量しかない問題である。今回の関節モデルはリンク部分に誤差は無いと仮定し、関節角のみを推定量とする拘束条件が強く自由度の低いモデルである。そのため、解の探索範囲が狭く、僅かな通信点からでも求めたい関節角を推定することができる。最後に 3 つ目の解の探索範囲と計算速度の問題であるが、今述べたように、関節モデルは関節角のみを推定すればよく、解の探索範囲を限定しているため、計算速度は高速になる。

アルゴリズムの手順を図 7-10 に示す。まず初期位置は屋外で GPS 等によって計測される。次にセンサデータを元に慣性航法の軌跡を計算する。次に慣性航法の軌跡から関節を抽出する(図 7-11)。まず慣性航法軌跡の方位角を計算し、さらにそこから過去 5 秒間の方位角の変化量を計算する。そして、方位角変化量の極大値であり、かつその値が 0.3rad 以上であれば、その点を関節として抽出する。

次に通信点を抽出する。まず RSSI から端末間の距離を推定する。そして推定距離が過去 8 秒間の最小値であり、かつその値が閾値 d_{th} 以下であれば、その点を通信点として抽出する(図 7-12)。 d_{th} の値を変えると通信点の数と協調測位の精度が変わると考えられるが、今回は 5m と設定した。RSSI のばらつきを軽減する方法として、ローパスフィルタを利用することが考えられる。しかし、ローパスフィルタを通すことにより、図 7-12 のように通信点として検出されるべき極小値の値が閾値 d_{th} よりも大きくなってしまい、通信点として検出されなくなる問題があるため、今回はローパスフィルタは利用しなかった。

関節と通信点を抽出したら、その情報をもとに協調測位計算を行う。協調測位計算においては、関節や通信点とその関係は図 7-13 のようなネットワークとして表現される。ノードとは関節あるいは通信点のことである。慣性航法の始点も関節として扱われる。各ノードはリンクによって接続される。関節同士あるいは関節と通信点のリンク長は慣性航法によって決まる。また通信点同士は近距離通信が成立しているため、通信による測距精度の範囲内で近傍にいることになる。各関節を始点とするリンクと x 軸とがなす角を関節角と呼ぶ。慣性航法の始点座標は GPS によって決まっているため、関節角が決まれば全てのノードの座標は計算できる。従って協調測位計算は関節角を推定する問題として定式化できる。今回、以下に示すニュートンラフソン法

による最小二乗法の収束計算で推定値を求めた。

まず、推定すべきノード i の関節角と座標は以下のように表される。

$$\begin{aligned}\theta_i &= \theta_{i0} + \Delta\theta_i \\ x_i &= x_{i0} + \Delta x_i\end{aligned}\quad (7-5)$$

ここで、 θ_{i0}, x_{i0} はそれぞれ関節角と座標の初期値、 $\Delta\theta_i, \Delta x_i$ は初期値からの変位である。

また、慣性航法の始点 j は GPS の計測値で以下のように拘束される。この観測精度は分散 σ_{gps}^2 で表される。

$$\Delta x_j = 0 \quad (7-6)$$

また、リンク l_{ab} で結ばれたノード a, b 間の幾何学的拘束条件は以下の式で表される。この観測精度は分散 σ_{ins}^2 で表される。

$$x_{b0} - x_{a0} - d \begin{bmatrix} \cos \theta_{a0} \\ \sin \theta_{a0} \end{bmatrix} = -\Delta x_b + \Delta x_a + d \begin{bmatrix} -\Delta\theta_a \sin \theta_{a0} \\ \Delta\theta_a \cos \theta_{a0} \end{bmatrix} \quad (7-7)$$

また、通信点 c, d が互いに近傍にあるという条件は以下の式で表される。この観測精度は分散 σ_{wifi}^2 で表される。

$$x_{b0} - x_{a0} = -\Delta x_b + \Delta x_a \quad (7-8)$$

また、地磁気センサによるバイアス性方位誤差の平均値が 0 であるという以下の仮定を導入した。この観測精度は分散 σ_{mag}^2 で表される。

$$\Delta\theta_i = 0 \quad (7-9)$$

以上の連立方程式は以下の行列表現で記述できる。

$$Y = GX \quad (7-10)$$

ただし、

$$X = \begin{bmatrix} \Delta x_0 \\ \Delta y_0 \\ \vdots \\ \Delta x_n \\ \Delta y_n \\ \Delta \theta_0 \\ \vdots \\ \Delta \theta_m \end{bmatrix} \quad (7-11)$$

である。また、観測ノイズは以下の行列で表される。

$$W = \begin{bmatrix} \sigma_{gps}^2 & & & & & \\ & \ddots & & & & \\ & & \sigma_{ins}^2 & & & \\ & & & \ddots & & \\ & & & & \sigma_{wifi}^2 & \\ & & & & & \ddots \\ & & & & & & \sigma_{mag}^2 \\ & & & & & & & \ddots \end{bmatrix} \quad (7-12)$$

すると、以下の最小二乗法で推定値を求めることができる。

$$X = (G^T W G)^{-1} G^T W Y \quad (7-13)$$

また、推定値の共分散は以下の式で求めることができる。

$$Q_X = (G^T W G)^{-1} \quad (7-14)$$

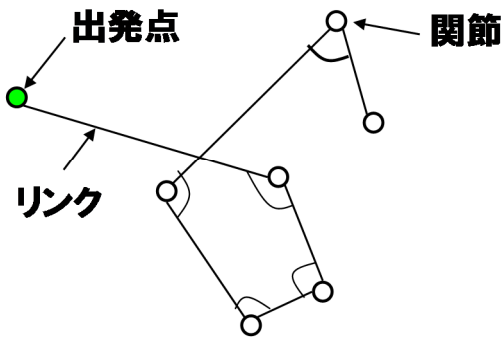
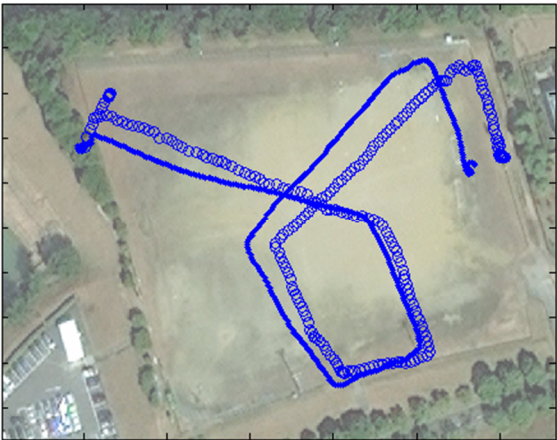


図 7-8: 関節モデル

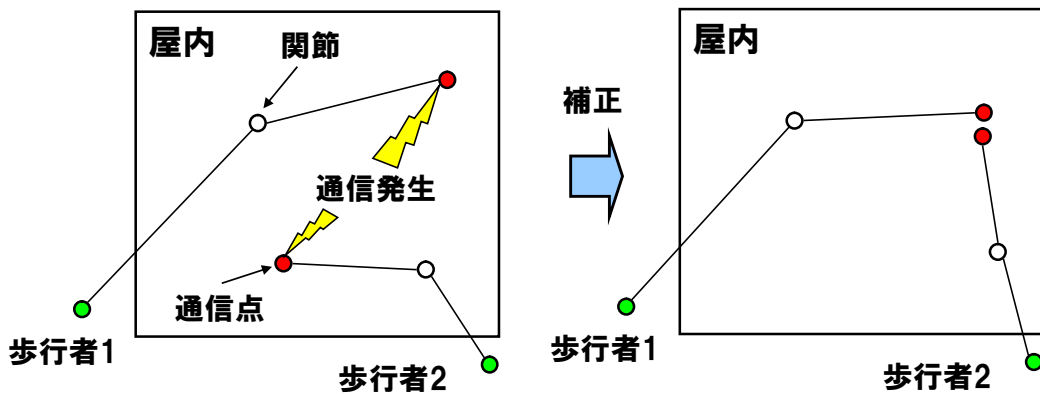


図 7-9: 協調測位による慣性航法誤差の補正

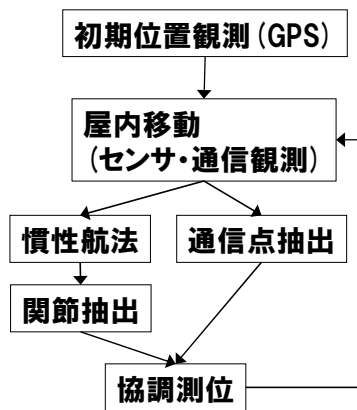


図 7-10: 計算手順

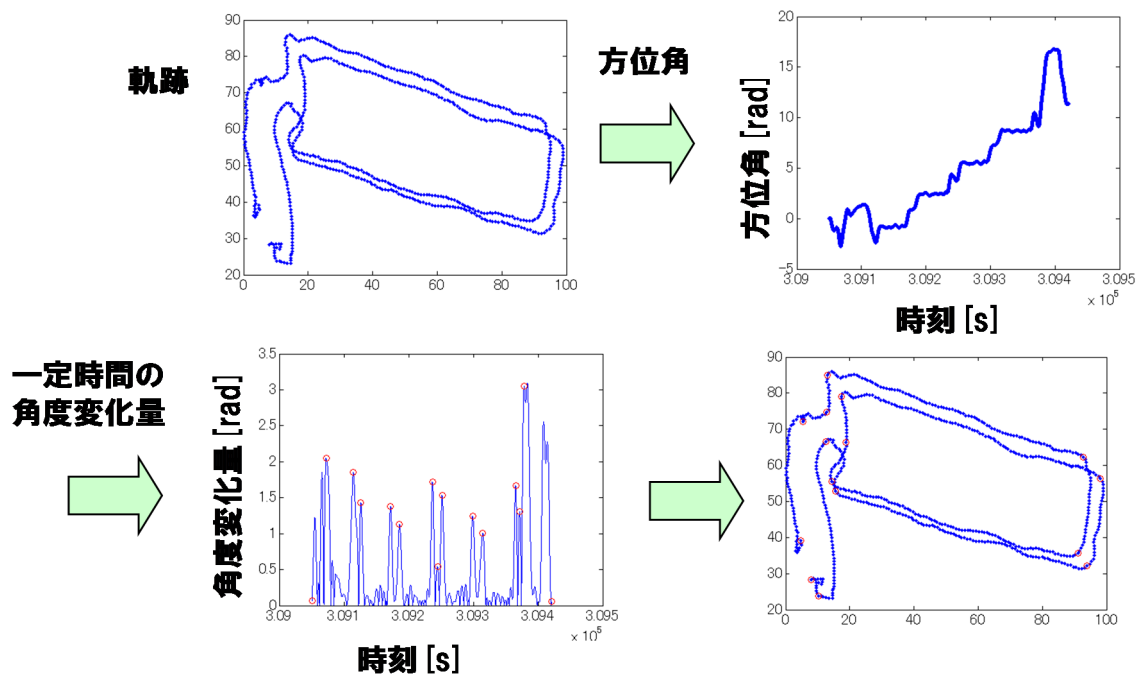


図 7-11: 関節の抽出

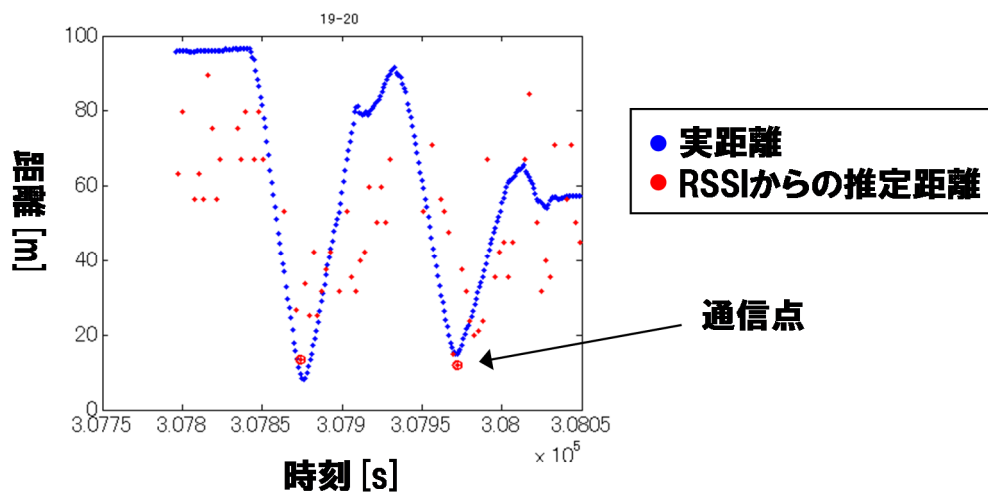


図 7-12: 通信点の抽出

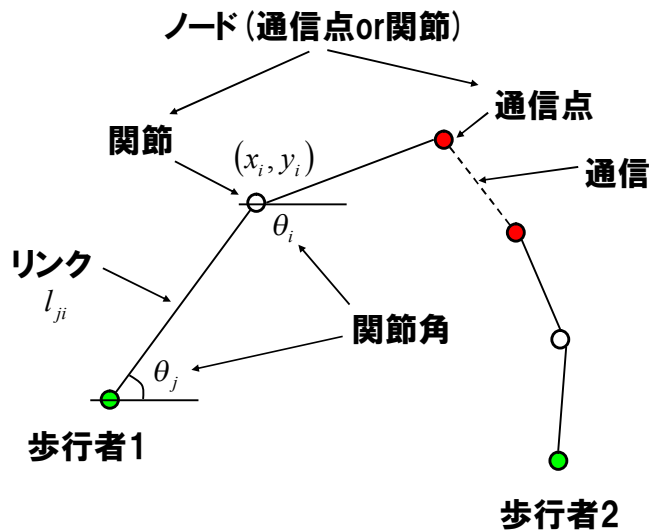


図 7-13: 協調測位におけるネットワーク

7.4. 提案手法の評価

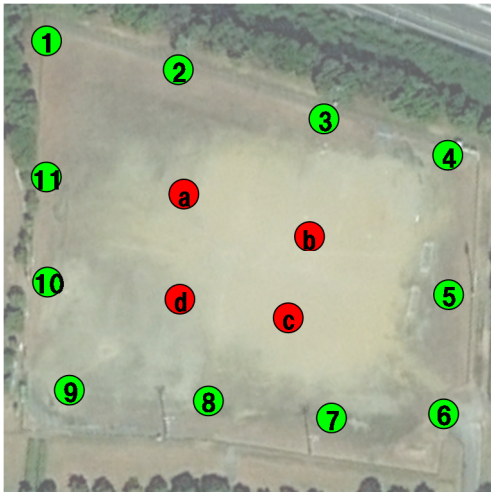
7.4.1. 屋内実験

図 7-14 に屋外の歩行ルート、図 7-15 に屋内の歩行ルートを示す。各被験者はスマートフォンを 1 台ずつ持ちルートに従って歩行した。屋外の実験は評価用に GPS データを位置の正解値として利用するために行った。屋外実験では被験者は合図とともに同時にスタートし、各自のルートを歩行した。屋内実験ではスタートのタイミングをずらした。屋外、屋内共に被験者同士が時々すれ違うようなルートになっている。

また屋内測位結果の評価には位置の正解値が必要である。屋内の正解位置データを作成手順を図 7-16 に示す。まず慣性航法軌跡から関節を抽出し、関節に相当するリファレンスポイントの正解位置を地図データを元に特定する。リファレンスポイント間のデータについては慣性航法データの時刻と関節間の距離比の情報から補完した。廊下の幅は 2.2m であるので、正解データの最大誤差もその程度である。検証は図 7-10 の手順に従い、慣性航法データと通信データを協調測位に入力し、誤差補正された結果の測位精度を評価した。各端末の入力データは最後の通信点までとし、それ以降のデータは協調測位による補正が行われないため評価の対象から外した。また評価の際に利用したモデルパラメータは以下の通りである。

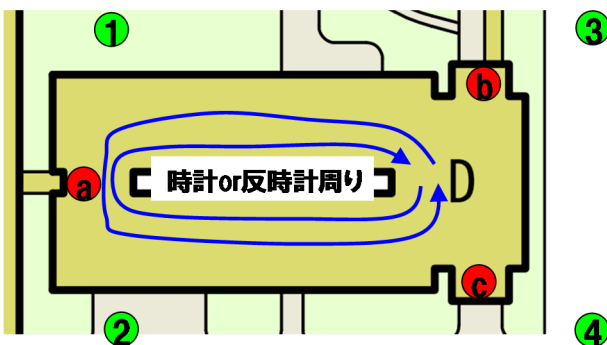
表 7-1: モデルパラメタ

パラメタ	値
σ_{gps}	0.01 [m]
σ_{ins}	0.02 [m]
σ_{wifi}	7 [m]
σ_{mag}	30[deg]



被験者	ルート								
	8	d	a	2	3	b	c	7	6
sbj1	8	d	a	2	3	b	c	7	6
sbj2	5	b	a	11	10	d	c	6	7
sbj3	6	c	d	10	11	a	b	5	4
sbj4	3	b	d	8	7	c	a	2	1
sbj5	1	a	c	7	8	d	b	4	5
sbj6	4	b	c	7	8	d	a	2	1
sbj7	10	d	c	6	5	b	a	1	2
sbj8	11	a	b	5	6	c	d	10	9
sbj9	7	c	b	3	2	a	d	9	10
sbj10	9	d	b	3	2	a	c	6	7
sbj11	2	a	d	8	7	c	b	4	5

図 7-14:屋外の歩行ルート



グループ	被験者	ルート
1	sbj1	1a(時計x2)a1
2	sbj2	1a(反時計x2)a1
1	sbj3	2a(時計x2)a2
2	sbj4	2a(反時計x2)a2
1	sbj5	3b(時計x2)b3
2	sbj6	3b(反時計x2)b3
1	sbj7	4c(時計x2)c4
2	sbj8	4c(反時計x2)c4
3	sbj9	3b(時計x1)b3
3	sbj10	4c(反時計x1)c4

図 7-15:屋内の歩行ルート

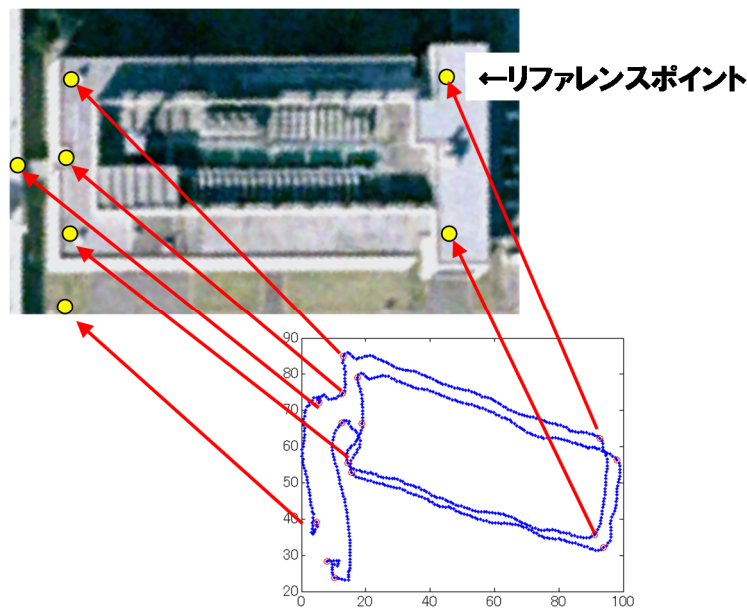


図 7-16: 屋内正解位置データの作成

7.4.2. 屋内実験での評価結果

協調測位による誤差補正前の慣性航法データの例を図 7-17 に示す。地磁気センサの誤差によって歩行軌跡が建物の廊下の形状と一致していないことがわかる。協調測位による誤差補正の結果例を図 7-18、図 7-19 に示す。両者とも、誤差補正前と比べると通信点間の距離が近づいており、協調測位による誤差補正が行われていることがわかるが、図 7-18 の場合は図 7-19 の場合に比べて歩行軌跡が建物の廊下の形状と一致しておらず、誤差補正に失敗していることがわかる。

誤差補正がうまく行く場合とうまく行かない場合の違いは図 7-20 のように説明できる。今回提案した関節モデルで表されるノードとリンクは(a)のようなリンク機構であると考えられる。出発ノードの座標は GPS 計測値で固定されており、そうでないノードは慣性航法誤差によって座標が定まらず、ある範囲だけ可動なノードと考えられる。協調測位によって通信点の制約が加わると、(b)や(c)のようなリンク機構になる。(b)の場合は通信点制約によりリンク機構の自由度が 0 になるため、各ノードの座標が一位に定まる。このため、協調測位による誤差補正の効果が十分に得られることになる。これが図 7-19 のケースに相当する。一方(c)の場合は通信点制約が加わってもなおリンク機構の自由度が 0 にならないため、各ノードの座標は一意に定まらない。これは解を求めるのに十分な通信データがそろっていないことを意味してお

り、この場合協調測位による誤差補正は必ずしも正しく機能しない。これが図 7-18 のケースに相当する。これを自由リンク問題と呼ぶ。

この問題は通信点の数が増えれば解決できると考えられる。そこで、通信に参加する人数を変化させたときの効果を調べた。図 7-21 に協調測位に参加する歩行者の組み合わせを変えた時の、人数と測位誤差の関係を示す。関節モデルを使った提案手法の結果と比較し、関節モデルを使わない手法も示してある。これは、パーティクルフィルタを用いて、Wifi 測距結果と慣性航法の乖離が大きいパーティクルを消去するというものである。まず図より、関節モデルを使わない場合に比べ、提案手法は測位精度が優れていることが分かる。これは、関節モデルによって地磁気センサのバイアス性方位誤差を低減できていることを示している。また、人数が増えるほど測位誤差が減少し、同時に誤差のばらつきも少なくなり、測位が安定していることが分かる。これは人数が増えるほど自由リンク問題が解決され、協調測位の効果が増したためだと考えられる。

また図 7-22 に人数と計算時間の関係を示す。パーティクルフィルタに比べ、提案手法は計算負荷が小さいことがわかる。これは関節モデルによって、協調測位計算が幾何計算問題に帰着され、最小二乗法で高速に解けるためである。

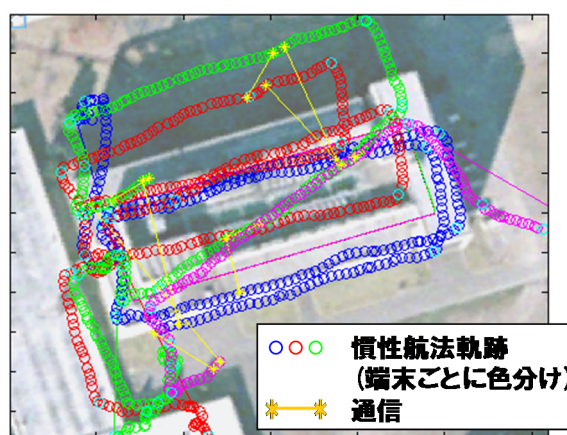


図 7-17: 誤差補正前の慣性航法データの例

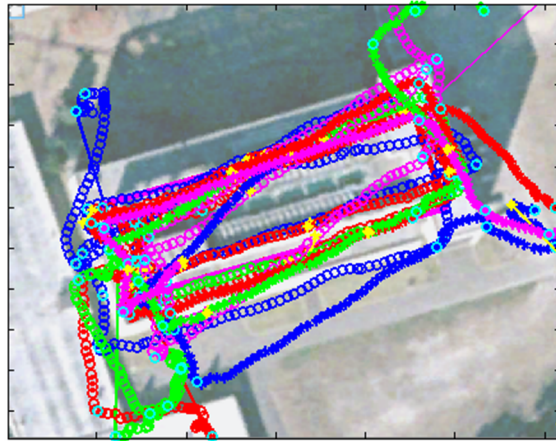


図 7-18: 協調測位結果の例(うまくいっていない場合)



図 7-19: 協調測位結果の例(うまく行った場合)

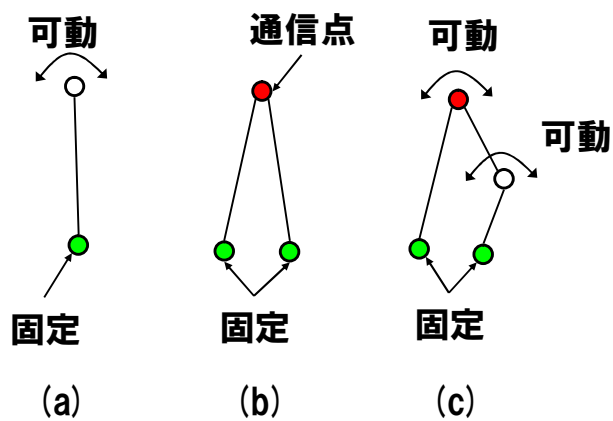


図 7-20: リンク機構による協調測位の説明

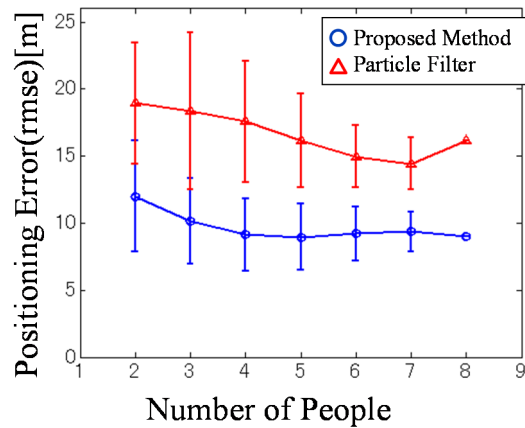


図 7-21 人数と測位誤差

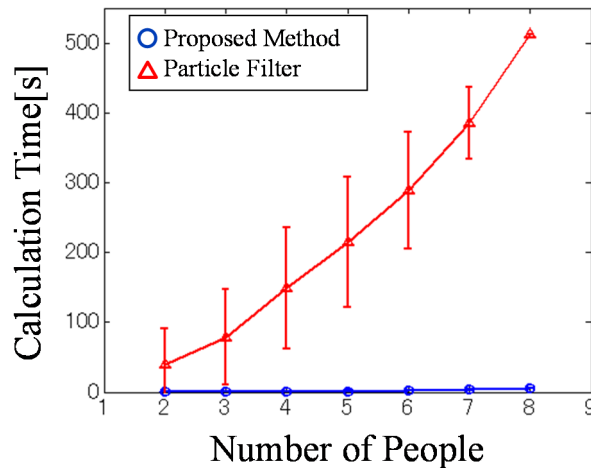


図 7-22 人数と計算時間

7.4.3. 多人数シミュレーション

先の結果は高々8人程度の少人数の実験であるため、都市部のような人口密度がより高い場合にどれだけの効果が得られるのかわからない。そこで、大規模協調測位の効果を調べるため、より多人数の歩行者データを用いたシミュレーション評価を行った。

利用した歩行者データは朝の通勤時間帯に JR 駅構内においてレーザーレーダーで測定した歩行者の軌跡データである(図 7-23)。今回、測定したデータのうち軌跡の短いデータを取り除いた 134 の軌跡データを利用した。これらの軌跡データはまず位置の正解データとして利用した。さらに、これら軌跡データに人工的なセンサー誤差を加え、スマートフォンで取得できるよう

な慣性航法データと Wifi の測距データを疑似的に作成した。まず、2 人の歩行者間の Wifi 測距データは、以下の伝搬損失モデルに従い生成した。

$$d_{wifi} = d + \text{Rayleigh}\left(\frac{d}{8}\sqrt{\frac{2}{\pi}}\right) \quad (7-15)$$

ここで d は軌跡データに基づく歩行者間の距離である。また、 $\text{Rayleigh}(x)$ は期待値 x のレイリー分布に従うランダムノイズを発生させる関数である。また Wifi の RSSI は 2 秒ごとに計測されると仮定した。

次に地磁気センサの誤差を疑似的に加えた慣性航法データを生成した。地磁気センサの誤差モデルは、歩行者軌跡の方位角が 17 度以上変化したときに、標準偏差 10 度のガウス誤差を発生させるというものである。図 7-24 に生成された慣性航法データと通信データの一例を示す。

7.4.4. 多人数シミュレーションでの評価結果

上記で生成したデータを使って、提案手法を評価した。図 7-25 に協調測位に参加する人数を変化させたときの測位結果を示す。人数が増えるほど、推定軌跡が真の軌跡に近付いていることが分かる。図中の楕円は推定位置の共分散を表しており、人数が増えるほど楕円が小さくなっていることがわかる。

また図 7-26 に人数を変化させたときの測位誤差の変化を示す。人数が多くなるほど測位誤差の平均も分散も減少していることがわかる。また人数が 40 名を超えると測位誤差は 5m に近付いており、郊外における GPS とほぼ同等の精度が達成されていることがわかる。

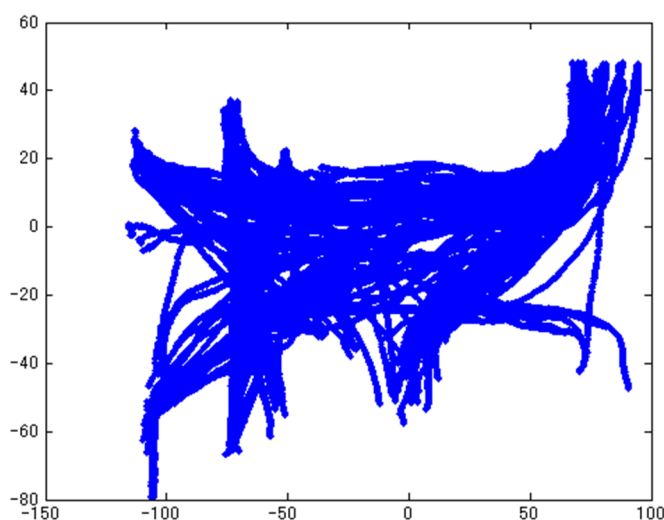


図 7-23 歩行者の軌跡データ

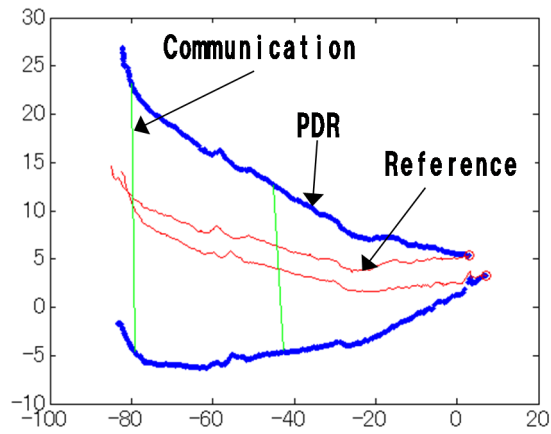


図 7-24 仮想実験データ

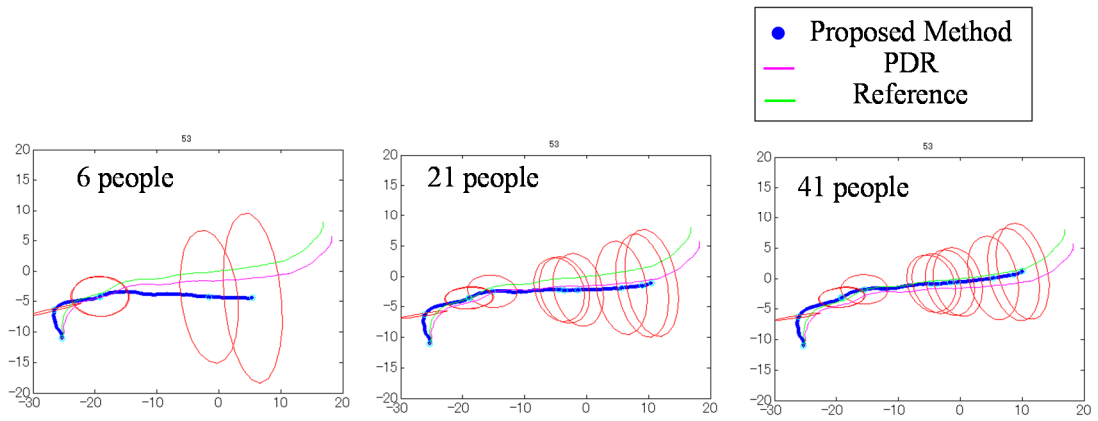


図 7-25 協調測位による軌跡の変化

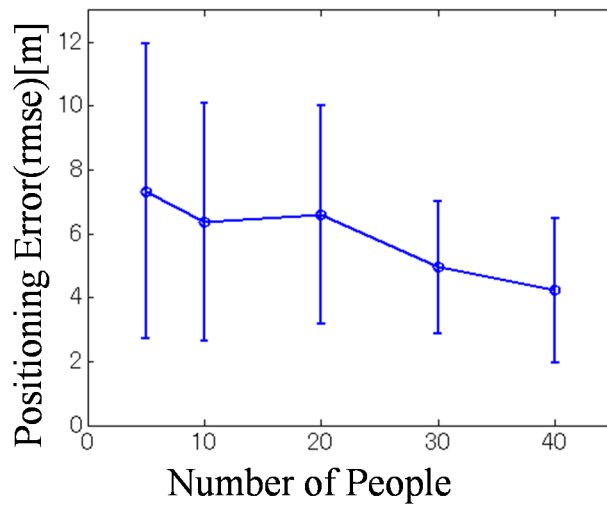


図 7-26 多人数の場合の人数と測位精度

7.5. まとめ

この章では、シームレス測位で対象とする郊外、都市部、屋内のうち、GPSの利用できない屋内環境の測位技術について検討した。本研究では、インフラを使わず、スマートフォン端末だけで測位する技術の開発を目的とした。そのため、通信による測距誤差が発生するような場合においても機能し、慣性航法の累積誤差を補正する協調測位技術を開発した。従来の協調測位技術では、1.バイアス性の方位誤差、2.通信の測距誤差、3.計算速度が課題であったが、本研究ではそれらを解決する関節モデルによる協調測位手法を提案した。実験データでその効果を検証した結果、人数が増えて通信による拘束が増えるほど、提案手法の効果が強力になるということが明らかになった。また都市部のような人口密度の高い環境ではGPSと同等の精度が実現できる可能性を示した。

今後の課題として、提案した屋内測位技術と、既存の屋内測位インフラによる測位技術を融合し、測位精度を高める技術の開発も必要である。また本研究では実験により収集したデータに基づくオフライン評価を行ったが、携帯端末上で移動中に協調測位を行うリアルタイムアルゴリズムの開発と評価は今後の課題として残る。また Peer-to-peer 通信に対応していない端末には対応していないが、このような端末の割合は今後低下していくと思われる。また測位によるスマートフォンの電池消費も課題である。

参考文献

- [7-1] Y. Jin, H. Toh, W. Soh, W. Wong, "A robust dead-reckoning pedestrian tracking system with low cost sensors." Pervasive Computing and Communications (PerCom), 2011 IEEE International Conference on. IEEE, 2011.
- [7-2] I. Kraemer, B. Eissfeller, "A peer-to-peer Kalman Filter for Pedestrian Navigation," ION GNSS, 2009
- [7-3] P. Stromback, J. Rantakokko, S. Wirkander, "Foot-mounted Inertial Navigation and Cooperative Sensor Fusion for Indoor Positioning." Proc. ION, 2010
- [7-4] 細矢良雄, "電波伝搬ハンドブック", リアライズ社, (1999)
- [7-5] 高田潤一, "電波伝搬の基礎理論", マイクロウェーブ・ワークショップ, (2004)
- [7-6] V. Renaudin, M. H. Afzal, G. Lachapelle, "Complete Triaxis Magnetometer Calibration in the Magnetic Domain", Journal

of Sensors, (2010)

第8章. 位置の信頼度推定手法の提案

8.1. 位置情報アプリケーションと要求精度

位置情報に基づくシステムにとって、測位結果がどの程度信用できるのかは重要な問題である。特に都市部では、GPS 衛星が建物に遮蔽されることで測位結果に影響が出るため、場所によって測位精度が異なる。一方、高精度測位技術の利用先として、自動車の正確な位置を元にした運転支援システムが考えられている[8-1][8-2][8-3]。これらのシステムの安全な動作が保証されるのは推定された車両位置が正確である場合においてのみであり、位置が不正確である場合は運転支援システムの動作を停止させるなど、何らかの対策が必要になる。その際には位置がどれくらい正確であるかという、測位の信頼度に関する情報が必要になる。本章では、位置情報を利用するアプリケーションに向けて、測位の信頼度情報を算出する技術の検討結果について説明する。

8.2. 測位の信頼度の定義

測位の信頼度とは、測位結果がどれくらい正しいかを示す指標である。しかし、GPS 等の観測値に含まれる誤差の大きさを正確に知ることはできないので、測位誤差の大きさを知ることも同様にできない。確定的な信頼度を与えることができないため、本研究では確率的に測位の信頼性を評価する。具体的には測位結果の確率分布を推定し、ある範囲に真の位置が存在する確率を測位の信頼度として定義する。図 8-1 はこの測位の信頼度を模式的に表したものである。このように、ある信頼確率 p で真値が含まれるであろう区間を、推定値 \hat{x} を中心とする楕円で表現することができる。楕円の大きさと存在確率は相互依存であり、一方の値を変えともう一方の値も変化する。

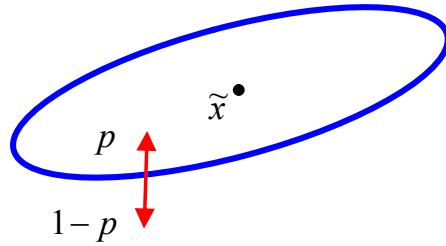


図 8-1 測位の信頼度

8.3. 最小二乗法による信頼度推定とその課題

カルマンフィルタや最小二乗法等の従来技術では、推定値の確率分布にガウス分布を仮定している。本研究でも同様に最小二乗法を用い、測位結果の分布にはガウス分布を仮定する。最小二乗法で解く測位問題は、以下の観測方程式で表される。

$$y = Gx + e_y \quad (8-1)$$

ここで、 y は GPS の擬似距離などの観測量のベクトル、 x は推定したい位置などの状態ベクトルである。 G は観測量と状態の関係を表すデザイン行列と呼ばれる。 e_y は観測に含まれる誤差である。観測量が共分散 Q_y で表されるガウス性の誤差を含むと仮定すると、最もつじつまの合う解を以下の最小二乗法を用いて求めることができる。

$$\tilde{x} = (G^T Q_y^{-1} G)^{-1} G^T Q_y^{-1} y \quad (8-2)$$

ここで、以下の量 r は残差と呼ばれ、推定値 \tilde{x} と観測値 y の矛盾を表す。この矛盾は観測値に含まれる誤差 e_y に由来する。最小二乗法はこの残差の平方和を最小にするように解 \tilde{x} を算出する。

$$r = y - G\tilde{x} \quad (8-3)$$

この残差が大きいかほど観測誤差は大きく、推定は正しくないと考えられる。RAIM はこの事を利用して、推定の失敗や誤差を含んだ観測の排除を行う [8-4]。変数に対して拘束条件が多く、自由度が低いほど残差は大きくなる傾向がある。また、推定値 \tilde{x} は以下の式で与えられる共分散 Q_x のガウス分布 $N(\tilde{x}, Q_x)$ に従う。

$$Q_x = (G^T Q_y^{-1} G)^{-1} \quad (8-4)$$

このとき、信頼確率 p を指定すると、真の位置が確率 p で存在する楕円の長軸と短軸は以下の式で計算できる。

$$a = \sqrt{-2 \log(1-p)} \quad (8-5)$$

$$\text{eig}(Q_x^{-1}) = V^{-1} Q_x^{-1} V = \begin{bmatrix} \lambda_1 & \\ & \lambda_2 \end{bmatrix}$$

$$\left(\frac{a}{\sqrt{\lambda_1}}, \frac{a}{\sqrt{\lambda_2}} \right)$$

ここで、 $\text{eig}(A)$ は行列 A の固有値・固有ベクトルを求める対角化操作である。

このようにして測位結果の確率分布がガウス分布で与えられるため、その測位がどの程度正しいものであるかという、信頼性の評価が可能になる。つまり測位解がガウス分布に従うのであれば、信頼確率 p を指定して測位解中心の楕円を描いたとき、真の位置は確率 p で楕円の中に入るはずである[8-5]。

このように最小二乗法を用いると、測位解 がガウス分布に従うという原理を利用して、測位の信頼性を保証することができる。

上記の最小二乗法がうまくいくのは、誤差 の平均が 0、つまり観測値にバイアス性の誤差が含まれない場合である。観測値にバイアス性の誤差が含まれる場合、最小二乗解 は誤差に引っ張られ、正しい推定値とはならない(図 8-2)。例えば建物に囲まれた都市部ではマルチパス誤差が発生する。マルチパス誤差は通常ガウス分布には従わないバイアス性の誤差であるため、最小二乗法を使った測位の信頼度計算はこのままではうまくいかない。つまり、最小二乗法を使って測位の信頼性を評価するためには、観測値がガウス分布に従うように、ガウス分布から外れるバイアス性の誤差を除去しなくてはならない。

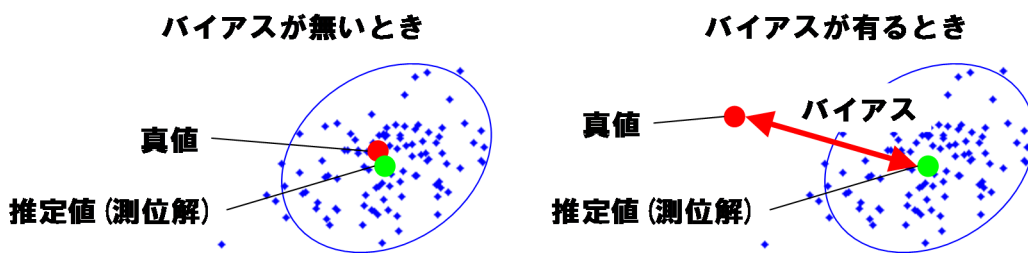


図 8-2 バイアスによる信頼性評価の失敗

8.4. GPS-INS 統合測位における信頼度推定

8.4.1. 統合測位によるマルチパス排除

正しく測位の信頼度を算出するには、まずバイアス性の誤差を除去する必

要がある。今回はバイアス性の誤差として都市部で発生するマルチパス誤差について検討する。具体的には INS の車両走行軌跡の情報を利用して、マルチパス誤差の排除を行った。GPS のマルチパス誤差の排除には INS 等のセンサーの利用が有効であることが分かっている[8-6]。従来のカルマンフィルタによるカップリング[8-7]と比べ、本研究ではまず車輪速センサをもとに一定距離間隔で GPS データを M 点収集し、その M 点のデータを INS の走行軌跡と比較することで、マルチパスによる矛盾が検出されやすくなっている(図 8-3)。今回はすでに市販車に搭載済みである GPS と INS のカップリング構成を前提に研究を行った。INS を利用する際にはジャイロのスケールファクタなどのパラメータを推定する必要があるが、これは GPS のドップラー観測値から求めた車両速度の情報を利用した[8-8]。

マルチパスの排除に成功したかどうかは擬似距離観測値の平均残差に基づいて判定する。マルチパス排除に成功した点は信頼できるため、測位結果を保存しておき、マルチパス排除に失敗した場合は保存しておいた測位結果を元に自律航法を行う。

アルゴリズムの詳細を以下に述べる。まず、今回の測位問題を表す観測方程式は以下で表される。

$$y = Gx$$

$$\begin{bmatrix} y_{gps} \\ y_{ins} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{gps} \\ G_{ins} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dx_t \\ Cb_t \\ d\theta \end{bmatrix} \quad (8-6)$$

ただし、

$$\begin{aligned} dx_t &= x_t - x_t^0 \\ d\theta &= \theta - \theta_0 \end{aligned} \quad (8-7)$$

ここで x_t 、 Cb_t は推定すべき各時刻 $t = t1..tM$ における位置ベクトルとクロックバイアスを表し、 θ は INS の方位角を表す(図 8-3)。また x_t^0 、 θ_0 はニュートンラフソン法により最小二乗法を解くための初期値である。

y_{gps} 、 G_{gps} は GPS に関する以下の観測方程式の観測値、デザイン行列を表す。

$$\begin{bmatrix} \rho_t^i - r_t^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_t^i & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dx_t \\ Cb_t \\ d\theta \end{bmatrix} \quad (8-8)$$

ここで ρ_t^i 、 r_t^i は衛星 i の擬似距離と幾何学距離、 g_t^i は受信機から衛星を見た方向の単位方向ベクトルである。

また、 y_{ins} 、 G_{ins} は INS に関する以下の観測方程式の観測値、デザイン行列を表す。

$$\frac{1}{\Delta t} [(x_t^0 - x_{t_0}^0) - R^{-1}(\theta_0)\Delta x_t] = \frac{1}{\Delta t} [E \ 0 \ \dots \ -E \ 0 \ \dots \ S(\theta_0)\Delta x_t] \begin{bmatrix} dx_{t_1} \\ Cb_{t_1} \\ \vdots \\ dx_t \\ Cb_t \\ \vdots \\ d\theta \end{bmatrix} \quad (8-9)$$

この式の導出は若干複雑であるので、以下説明する。まず、求めたい位置 x_t の座標系 (絶対座標系) と INS の座標系は図 8-3 に示すように xy 平面において θ だけずれている。従って、絶対座標系における変位 $x_t - x_{t_1}$ と INS 座標系における変位 Δx_t の関係は以下のようなになる。

$$\Delta x_t = R(\theta)(x_t - x_{t_1})$$

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8-10)$$

この式に(8-7)を代入すると、以下のように式変形する。

$$\Delta x_t = R(\theta)(dx_t - x_t^0 - dx_{t_1} + x_{t_1}^0) \quad (8-11)$$

$$\therefore x_t^0 - x_{t_1}^0 = dx_{t_1} - dx_t + R^{-1}(d\theta + \theta_0)\Delta x_t$$

ここで、 $R(\theta)$ をテイラー展開し、一次近似すると以下が得られる。

$$R^{-1}(\theta) = R^{-1}(\theta_0) + S(\theta_0)\Delta\theta$$

$$S(\theta) = \begin{bmatrix} -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ -\cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8-12)$$

これを(8-11)に代入し、変形することで(8-9)を得る。ただし、 E は 3*3 の単位行列である。

(8-6)は(8-2)の重みつき最小二乗法を使って解くことができる。今回、この解の妥当性を 2 つの方法で検定した。一つは DOP に基づくチェックであり、もうひとつは残差に基づく RAIM である。DOP のチェックは衛星配置の良し悪しのチェックであり、残差のチェックは観測値に含まれるマルチパスのチェックを意味する。提案手法ではデータを M 点集める間に衛星が建物に遮蔽されることもあるが、DOP を計算する際には M 点のデータ中に一度でも信号を受信できた衛星があれば、それら全てを使用した。

RAIM には観測値をチェックする Local Test と測位解をテストする Global Test があるが、今回の提案アルゴリズムでは Global Test を行った。Global Test は以下の残差二乗和がある閾値より小さいかどうかをチェックし、大きい時は擬似距離観測値にマルチパスが含まれたと判断し、推定値を棄却した。

$$z = r^T Q_y^{-1} r \quad (8-13)$$

このようにしてマルチパスを排除することで、観測値、測位解共にガウス分布に従うという仮定が妥当性を帯びる。測位解の分布は、推定値 \hat{x} を中心とし、式(4)で求められる共分散を持つガウス分布として評価することができる。

RAIM により推定値が棄却された場合は、INS による自律航法で車両の位置と共分散を求める。これは以下の式で計算できる。

$$x_t = x_{t-1} + R^{-1}(\theta_{t-1})\Delta x_t$$

$$\begin{bmatrix} Q_{xt} & 0 \\ 0 & Q_{vt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_{xt-1} & 0 \\ 0 & Q_{vt-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \Delta t & 1 \end{bmatrix} \quad (8-14)$$

ここで x_{t-1} 、 θ_{t-1} 、 Q_{xt-1} 、 Q_{vt-1} はそれぞれ最後に測位解が求まった時点の測位解、方位角、位置と速度の共分散を表し、 Δt 、 Δx_t はその時点からの経過時間、INS による変位を表す。 Q_{vt} については今回はすべての方向に同一の速度誤差があるとする等方モデルを仮定した。

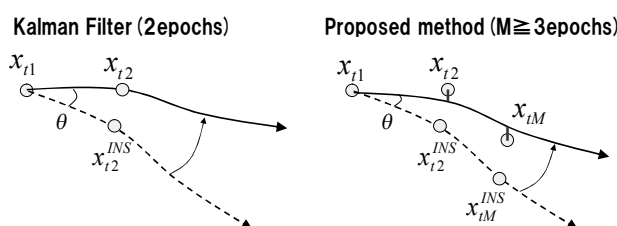


図 8-3 INS によるバイアス誤差の検出

8.4.2. 信頼度推定

マルチパスを排除した後に、真の位置の存在範囲を表すガウス分布を求める。これは測位解を中心とし、最小二乗法で求まる共分散をもつ。しかし、RAIM を行ったと言うことはガウス分布の外側部分を切り取ったということであり、RAIM 後の測位分布は RAIM 前と比較して縮小する。信頼度を推定する際にはこの分布変化を考慮に入れる必要がある(図 8-4)。

RAIM による分布縮小後の信頼度を計算するため、測位解のうち RAIM によって採用される確率 g を求め、元の分布における確率 p とかけ合わせて、新しい確率を RAIM 後の分布における信頼確率とする。残差二乗和は χ 二乗分布に従うため、図 8-5 のように RAIM の閾値に対応する確率 g を決定できる。 χ 二乗分布の自由度 k は以下の式で求めた。

$$k = (M \text{ データ点中のユニークな衛星数} - 4)$$

以上の提案アルゴリズムはマルチパスを排除して解のガウス性を保ち、さらにマルチパス排除による分布の変化も考慮して信頼度を計算することができる。

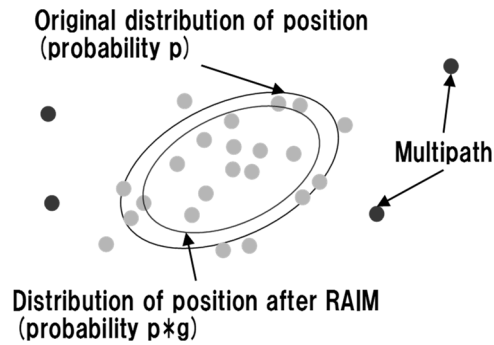


図 8-4 RAIM による分布の縮小

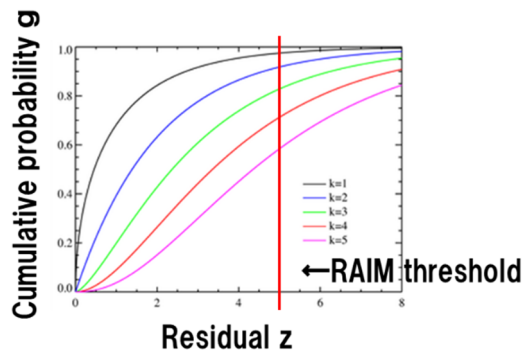


図 8-5 χ 二乗分布

8.5. 信頼度推定の評価

提案した信頼度算出方法を検証するため、走行実験を行った。特に算出した信頼度が確率的に妥当かどうかの検証を行った。これは、信頼確率 p を指定して車両の存在する楕円を求めたとき、車両の真の位置が楕円に存在する確率 q が p と一致するかどうかで妥当性を判断した。位置の正解値は高精度測位システム POSLV の出力を用いた。

図 8-6 に実験の走行コースを示す。新宿都庁周辺の高層ビルが多い環境であり、マルチパスが多く発生する。

表 8-1 に評価に利用したパラメータの値を示す。また図 8-7 に提案手法によるマルチパスの排除効果を示す。GPS の単独測位に比べ、提案手法はマルチ

パスを排除し、測位精度が向上していることがわかる。また GPS が受からない場所では INS を使って自律航法を行うため、測位率も向上している。図 8-8 に測位誤差の分布の変化を示す。GPS 単独測位に比べ、提案手法はマルチパスによる大きな誤差を排除できていることがわかる。

図 8-9 に信頼度算出の例を示す。ここでは信頼確率 $p=0.95$ を指定し、測位解周りに楕円を描いている。この楕円内に真値がどれだけの確率で入っているかを調べることで、信頼度の評価を行う。このため、図 8-10 のように楕円と真値の座標変換を行い、単位円内での真値の分布を観察した。結果を図 8-11 に示す。これは信頼確率 $p=0.95$ を指定した時の結果であるが、確かに真値の大部分が単位円内に含まれることがわかる。より定量的に評価するため、図 8-12 に信頼確率を変化させて、楕円内に真値が収まる割合がどのように変わるか検証した結果を示す。図中の点線は、指定した信頼確率 p と、実際に楕円内に真値が入った割合 q が一致した線で、この付近にデータが乗ることが理想である。

入力の信頼確率 p と出力の区間内確率 p_2 の差異を以下の式で与えられる RMS 誤差で評価した。

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_i^n (p - p_2)_i^2}{n}} \quad (8-15)$$

従来手法(GPS 単独測位)の場合は理想線の下方にずれているのに比べ、提案手法の結果はよく理想線と一致しており、確率の RMS 誤差は 2.5%であった。

また図 8-13 に信頼度算出がうまくいかなかった例を示す。マルチパスが含まれた GPS データが棄却された時に、INS のデータのみで自律航法を行っているため、累積誤差が拡大し、楕円からはみ出している。自律航法時の測位誤差はガウス分布に従わない様子が見られる。このために入力の信頼確率 $p=0.95$ に比べて楕円内に含まれる真値の割合が低くなっている。図 8-14 に信頼確率を変化させた場合の結果を示す。図 8-12 に比べると理想線の下方に偏っており、楕円が実際の誤差に比べて小さいということが言える。この原因の一つとして、上記の自律航法区間での累積誤差がガウス分布に従わないことが考えられる。この INS の累積誤差の取り扱いに関しては今後の課題である。

また、図 8-11 に示したマルチパス排除後のデータが正規分布に従うかどうかを統計的検定により確認した。データが正規分布に従うことを帰無仮説としてコルモゴロフ-スミルノフ検定を行った所、0.01%の有意水準で棄却された。図 8-12 で示したとおり、測位解の信頼区間としては従来よりも妥当な結果が得られたものの、厳密に非ガウス性のノイズを排除するまでには至らな

いことがわかる。これは先ほど同様 INS の累積誤差が主な原因であると考えられる。

表 8-1 アルゴリズムのパラメータ

Parameter	Value
Number of epochs M	10
Min. spacing of epochs (m)	2.5
Pseudorange error σ_{ρ} (m)	2
Speed error σ_v (m/s)	0.12
RAIM threshold z_g	8



図 8-6 実験エリア

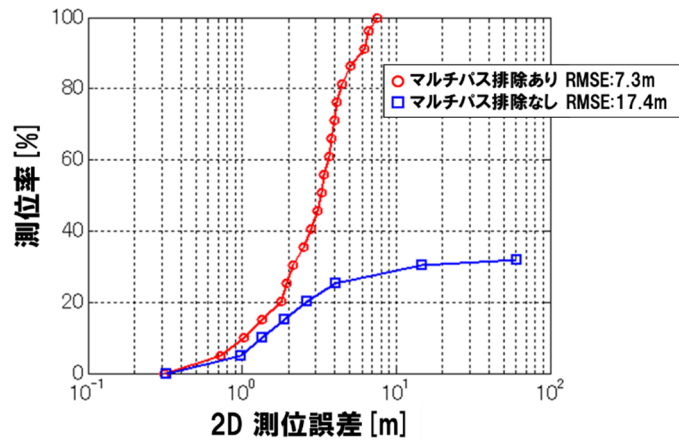


図 8-7 測位誤差と測位率

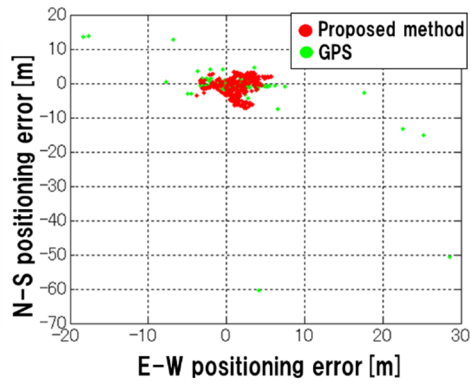


図 8-8 測位誤差分布の変化

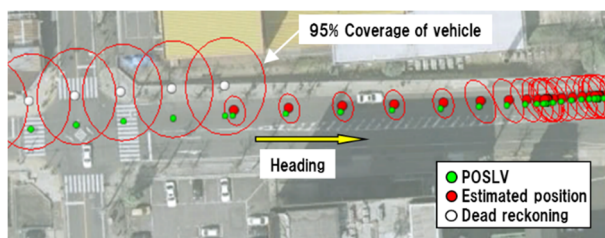


図 8-9 測位信頼度の例

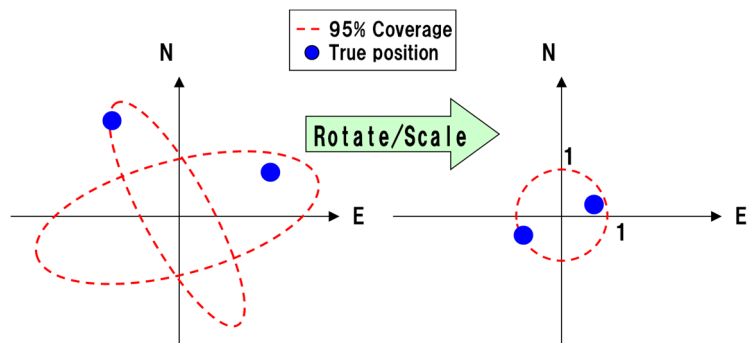


図 8-10 真の位置の正規化

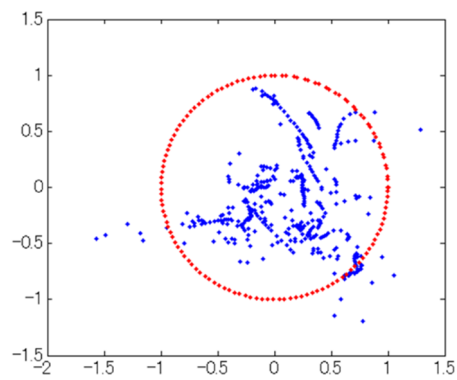


図 8-11 真の位置の分布

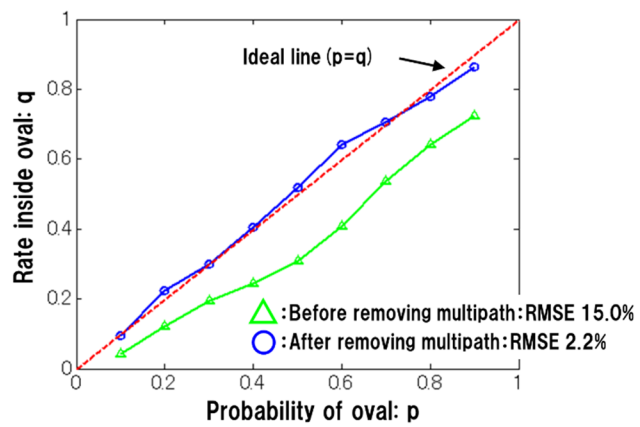


図 8-12 測位信頼度の妥当性評価

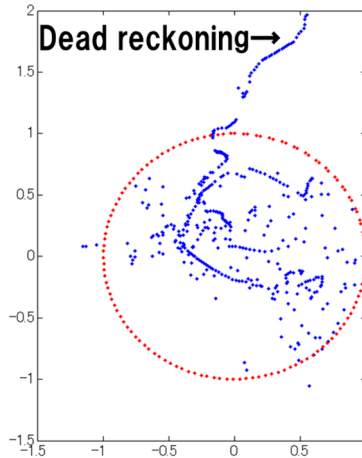


図 8-13 真の位置の分布(bad case)

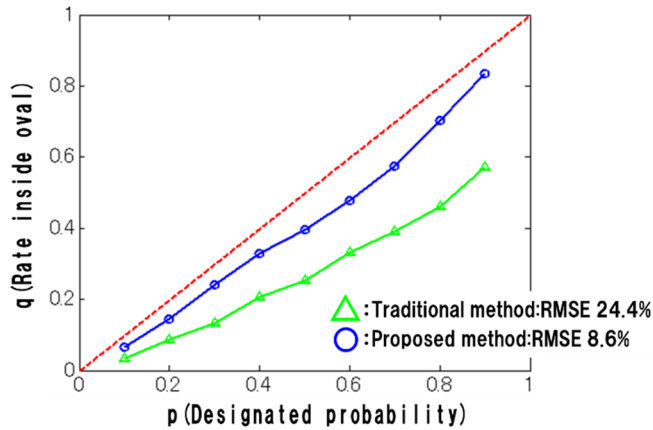


図 8-14 測位信頼度の妥当性評価(bad case)

8.6. まとめ

本章では、位置情報を利用するアプリケーションに向けて、測位の信頼度情報を算出する技術を検討した。都市部環境での車両向け測位を想定し、共分散による測位の信頼度が有効となるよう、バイアス性のマルチパス誤差を排除した。実験で検証したところ、算出した車両存在範囲に車両が存在する確率は、指定した確率とよく一致しており、提案手法が信頼保証に使える可能性を示している。衛星信号が受かりにくい環境では、自律航法の累積誤差やマルチパスによって誤差のガウス性が崩れて信頼度の推定精度が劣化するという問題があるが、これは今後の課題である。また今回は都市部におけるバイアス性誤差を対象としたが、屋内と屋外のシームレス化については屋内測位におけるバイアス性誤差への対応も必要である。

参考文献

- [8-1] J. A. Misener, R. Sengupta, and H. Krishnan: Cooperative Collision Warning: Enabling Crash Avoidance with Wireless Technology, Proceedings of 12th World Congress on ITS, (2005)
- [8-2] C. K. H. Wilson, S. Rogers, and S. Weisenburger: The Potential of Precision Maps in Intelligent Vehicles, IEEE International Conference on Intelligent Vehicles, p. 419-422 (1998)
- [8-3] W. Y. Ochieng, K. Sauer, D. Walsh, G. Brodin, S. Griffin, and M. Denne: GPS Integrity and Potential Impact on Aviation Safety, THE JOURNAL OF NAVIGATION, p. 51-65 (2003)
- [8-4] H. Kuusniemi, G. Lachapelle, and J. H. Takala: Position and velocity reliability testing in degraded GPS signal environments, GPS Solutions, vol. 8, p. 226-237 (2004)
- [8-5] 平岡和幸, 堀玄: プログラミングのための線形代数, オーム社 (2004)
- [8-6] J. Meguro, Y. Kojima, N. Suzuki, and E. Teramoto: Automotive Positioning Based on Bundle Adjustment of GPS Raw Data and Vehicle Trajectory, Proceedings of ION GNSS 2011 (2011)
- [8-7] I. Skog and P. Handel: In-Car Positioning and Navigation Technologies - A Survey, IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 10, p. 4-21 (2009)
- [8-8] K. Takeyama, Y. Kojima, E. Teramoto: Trajectory Estimation Improvement Based on Time-series Constraint of GPS Doppler and INS in Urban Areas, to be published in Proceedings of IEEE/ION PLANS 2012 (2012)

第9章. 結論

9.1. 結論

本研究では、「だれでもいつでもどこでも利用可能な」測位技術の実現を目的とした。そのため、普通車やスマートフォンに搭載されているセンサーを用いて、あらゆる環境で GPS と同等の測位精度を得られる、シームレス測位技術を検討した。本稿では測位する環境を、GPS の利用可能性と測位誤差のガウス性の観点から都市部、郊外、屋内の3つに分類し、それぞれの環境における技術課題と対策を検討した。

まず都市部における GPS 測位の主要な課題である、マルチパス誤差への対策について検討を行った。観測誤差と測位誤差の関係を表す誤差の関係式を用いて、リファレンス情報から GPS の観測誤差を推定する技術を新たに開発した。その結果、擬似距離誤差を精度よく推定することができ、さらに推定した擬似距離誤差で補正測位を行うことで、測位精度が改善できることを確認した。

また、GPS 測位にとって理想的な環境である郊外環境については、シームレス測位の限界性能を検討した。今回、1周波受信機を使って2周波と同等の RTK 性能を出すことを目的とし、車載の INS を L2 周波数の代わりの情報として用い、1周波 RTK の性能を向上させる技術を開発した。その結果、提案手法はほとんどの場所で精度を従来手法と同程度に保ったまま、FIX 率を倍以上に向上させており、2周波受信機の代わりに INS の情報を用いることの有効性を示すことができた。

また、GPS の利用できない屋内環境については、インフラを使わず、スマートフォン端末だけで測位する技術の開発を目的とした。そのため、通信による測距誤差が発生するような場合においても機能し、慣性航法の累積誤差を補正する協調測位技術を開発した。従来の協調測位技術では、1.バイアス性の方位誤差、2.通信の測距誤差、3.計算速度が課題であったが、本研究ではそれらを解決する関節モデルによる協調測位手法を提案した。実験データでその効果を検証した結果、人数が増えて通信による拘束が増えるほど、提案手法の効果が強力になるということが明らかになった。また都市部のような人口密度の高い環境では GPS と同等の精度が実現できる可能性を示した。

また郊外、都市部、屋内の環境ごとに合わせて異なる測位技術を使い分ける以上、各環境で測位精度に差が出てしまう。そこで位置情報サービスが予期しない測位精度の変化によって破綻しないよう、環境の違いによる精度の差異を吸収する方法について検討した。本研究では位置情報を利用するアプリケーションに向けて、測位の信頼度情報を算出する技術を開発した。屋外環境での車両向け測位を想定し、共分散による信頼度算出の障害となるマルチパス誤差を INS の情報を用いて排除した。実験で検証したところ、算出した車両存在範囲に車両が存在する確率は、指定した確率とよく一致しており、提案手法が信頼保証に使える可能性を示した。

9.2. 今後の課題

本研究では上記の通り、シームレス測位技術の開発を行ったが、さらなる測位品質の向上に向けて課題も残っている。

まず、各要素技術の課題として、以下の課題が挙げられる。

- ・都市部におけるマルチパス誤差の排除技術は高仰角衛星の信号を利用している。そのため、高仰角衛星が見えなくなる高架下のような場所への対応が必要になる。

- ・郊外では搬送波位相情報を用いた精密測位技術の検討を行ったが、現在のところ、都市部など衛星信号が遮蔽され、観測誤差の発生しやすい環境では cm オーダーの精度を出すことは困難である。都市部の厳しい環境に対してもロバストに動作する精密測位アルゴリズムの開発は課題としてあげられる。

- ・スマートフォンの電池消費。

- ・開発した屋内測位技術については、実験により収集したデータに基づくオフライン評価を行ったが、携帯端末上で移動中に協調測位を行うリアルタイムアルゴリズムの開発と評価は今後の課題として残る。

- ・衛星信号が受かりにくい環境では、自律航法の累積誤差やマルチパスによって誤差のガウス性が崩れて信頼度の推定精度が劣化するという問題がある。

- ・都市部のマルチパス以外にも屋外でのバイアス性誤差への対応が必要である。

また、シームレス測位システムとして動作するには以下の様なシステム開発面での課題も残る。

- ・提案した屋内測位技術と、既存の屋内測位インフラによる測位技術を融合し、測位精度を高める技術。

- ・車両とスマートフォンで位置情報を受け渡す技術や車両と人の協調測位技術もシームレス測位の実現には必要である。

- ・例えば郊外から都市部へ環境が変化した時にロジックを切り替える場合、環境認識をする必要がある。

- ・都市部のマルチパス排除で必要になる高度地図など、地図データの整備。

- ・本研究はすでに普及しているセンサ・ハードウェアを前提としているが、ソフトウェアの普及には標準化等の活動も必要となる。