

GPS 測位における
マルチパス誤差の低減化と
高精度測位の可能性について

A Study on GPS Multipath Mitigation
and its Practicability for High Precise Positioning

久保信明

Nobuaki Kubo

ADVISORY COMMITTEE

主査 柴崎亮介

空間情報科学研究センター 教授 東京大学

安岡義文

生産技術研究所 教授 東京大学

清水英範

社会基盤工学専攻 教授 東京大学

橋本秀紀

生産技術研究所 助教授 東京大学

瀬崎薫

空間情報科学研究センター 助教授 東京大学

本研究の概要

GPS を中心にして利用されている衛星測位システムは、2010 年度あたりを目標にした近代化により、現在大きく変化しようとしている。世界的な変更点は大きく 2 点ある。欧州を中心に打ち上げ予定のガリレオ衛星と第 3 周波数の追加である。日本国内に目を向けると、GPS と同様の機能を持つ準天頂衛星 (Quasi Zenith Satellite System) の開発が進行している。これらの近代化により、衛星測位システムのサービス対象分野は、拡大することが予想される。特に、航空、農業、船舶そして自動車の分野において、精度と利便性が伴うほど、その利用頻度は高まるであろう。携帯電話においても、緊急時の通報等において、自身の位置を知らせることが必要になることが予想され、そのときに衛星測位システムは、位置特定のための 1 つの選択肢となる。約 20 年前に初めてグローバルに開発された GPS を中心とする衛星測位システムは、その中身と利用分野ともに、大きく変化し、さらなる発展を試みている状況である。

上記の流れを踏まえて、現在の衛星測位システムによる測位精度と利便性に目を向けると、上空の視界が十分に開けた場所であれば、世界中で精度と利便性ともに満足のいくサービスを受けることが可能であるが、上空の視界が十分に確保できない場所では、そのサービスは状況に応じて著しく低下することが知られている。サービスが低下する主な原因は 2 つ存在する。1 つは、衛星の可視率の低下である。単独測位を行うには、最低 4 個の可視衛星が必要であり、4 個未満になると、10m の精度を単独で達成することは困難である。多くの都市部で、主要幹線道路においても、可視衛星数が 4 個未満になる状況は頻繁に見受けられる。2 つ目は、マルチパスによる測位誤差の増加である。現在、最高性能の GPS 受信機を用いても、遅延距離の短い (30m 程度未満) マルチパス波に対して、擬似距離 (コード) に対するマルチパス誤差の影響を 1-2m 程度に抑制することは困難であり、状況によっては、5m から 10m 程度に達することがしばしばある。ゆえに、擬似距離をベースにした DGPS 測位において、その精度はアンテナ周囲の環境に応じて大きく変化するものである。搬送波位相をベースにした数 cm で位置を特定する高精度測位においても同様である。

本研究では、サービス低下の主な原因となっている、コードのマルチパス誤差の低減化を図ることを第 1 の目標とした。さらに、マルチパス誤差を低減し、近代化による恩恵を受けた場合に、どの程度測位サービスが向上するかのシミュレーションも行った。近代化による恩恵は、QZSS の追加と第 3 周波数の追加を考慮した。

コードのマルチパス誤差を低減化する手法を説明する前に、GPS による測定値と位置推定計算の概観を説明し、マルチパス誤差の発生メカニズムや現在広く使用されているマルチパス誤差低減技術についても紹介した。本研究で提案したマルチパス誤差低減技術は、受信機内部で生成される相関波形を直接利用したものである。相関波形を用いた最小二乗法によるマルチパス誤差の低減は、すでにシミュレーションでは実施されているが、生のデータを用いた評価はほとんどなされていない状態である。唯一、最尤推定法を用いた手法で市販されている受信機が存在するが、最新の GPS 受信機と比較すると、それと同等かやや劣る性能ではあることが確認されている。提案した手法では、相関波形の情報を最大限に利用して、最小二乗法の前段階で行う初期値計算を、できるだけ正解に近い値で開始することが可能となった。それにより、現在最もマルチパス誤差を低減している GPS 受信機と比較すると、遅延距離の短い領域においても、さらに 50%以上のマルチパス誤差の低減化を実現することができた。一方、受信機出力情報を用いた使用不可衛星の検出手法では、静止データだけでなく、移動体データにおいても、そのアルゴリズムが有効であることがわかった。特に大きな誤差の原因となっていた反射波の強い衛星の検出に有効であった。

GPS 近代化による測位サービス向上のシミュレーションは、搬送波位相測位をベースにしたアルゴリズムを用いて行った。現在、QZSS の信号や第 3 周波数の信号を生で取得することができないので、擬似距離と搬送波位相のノイズ及び誤差を生成するソフトを開発し、そのデータを生データとして利用することにより、精密測位サービスの解析を行った。生データを生成する際に、精密測位サービスに最も影響を与える要因となる、衛星の可視率とマルチパス誤差の生成をできるだけ実データに近づくように工夫した。シミュレーションの妥当性をチェックするために、現存の L1 と L2 の周波数を利用した場合について、マルチパスの強い環境の生データとシミュレーションで生成した生データを用いて、その測位結果の比較を行った。その結果、測位精度に大きな差はみられないことを確認することができた。実際の都市部を想定した精密測位サービスの評価では、QZSS と第 3 周波数の追加により、大幅にサービスが向上することを確認することができた。さらに、本研究で提案したマルチパス誤差低減技術を利用した場合に、さらにサービスが向上することを確認することができた。

本研究により、(1) マルチパス誤差を現在の最高性能の受信機よりもさらに低減することが可能であることを、シミュレーションだけでなく実データを用いて示すことができた。低減化の手法において最小二乗法を用いたが、最小二乗法を適用する前段階での初期値を工夫して算出することにより、実用的なマルチパス誤差低減技術を示すことができた。(2) 精密測位のサービス向上には、衛星の可視率が最も重要であることがわかった。QZSS の

追加と第 3 周波数の追加が、いずれも大幅に精密測位サービスを改善することを示すことができた。また、更なるマルチパス誤差の低減も、精密測位サービス向上に寄与していることがわかった。

謝辞

本研究を遂行するにあたり、主査の東京大学・空間情報科学研究センター・教授 柴崎亮介先生には、論文の方向性、適時のアドバイスから発表のまとめ方に至るまで、丁寧なご指導を頂きました。ここに、心より感謝の意を表します。

また、副査の安岡義文教授、清水英範教授、橋本秀紀助教授、瀬崎薫助教授には、研究内容に関する様々な視点からのアドバイスと今後の方向性についての見地を頂くことができました。ここに、心より感謝の意を表します。

東京海洋大学の安田明生教授には、日ごろの研究活動で様々なご配慮を頂きました。東京海洋大学に赴任してからの自由な研究時間がなければ、本研究の遂行は困難でありました。心より感謝の意を表します。

東京海洋大学の川村雅志技官、情報通信工学研究室の大学院生諸氏、卒業生諸氏には日ごろの研究活動で様々な援助を頂きました。特に 2004 年度の大学院 2 年目の学生諸氏には、全ての実験等の準備で援助を頂きました。心より感謝の意を表します。

GPS 受信機の使用において、電子航法研究所の関係各位、古野電気（株）のエンジニアの方々に多大なご協力を頂きました。拝借した GPS 受信機は本研究には欠かせないものでした。心より感謝の意を表します。

東京海洋大学の博士課程に在籍されていた故・館田良文氏には、GPS 測位のマルチパス誤差低減について、多大なご指導を頂きました。また館田氏の博士論文も大変参考になりました。心より感謝の意を表します。

日本無線（株）のエンジニアの方々と東京海洋大学の客員教授であられた北条春正氏には、GPS 受信機内部の概要について、様々なアドバイスを頂きました。心より感謝の意を表します。

東京大学の柴崎研究室の研究員の方々には、3 次元測位シミュレーションについて、貴重なアドバイスを頂きました。心より感謝の意を表します。

筆者が日本電氣在籍当時、GPS 測位のための試作用ソフトウェアの開発に際し、廣江信雄氏、石川和典氏、MSAS 及び GBAS プロジェクトに関わる皆様、その他大勢の方々にご支援を頂きました。当時の GPS ソフトウェア開発の経験が、本研究のソフトウェア開発の基盤になりました。心より感謝の意を表します。

最後に、これまで暖かく見守ってくれた両親と兄に心より感謝の意を表します。

2005 年 4 月
久保 信明
東京海洋大学

目次

概要

謝辞

第1章 はじめに

1. 1	背景	1
1. 2	研究の流れ	2
1. 3	研究目的	3
1. 4	研究の寄与	4

第2章 GPS による測定値

2. 1	測定値のモデル	5
2. 1. 1	コード位相測定値	6
2. 1. 2	搬送波位相測定値	7
2. 1. 3	コードと搬送波位相測定値のための有益なモデル	10
2. 1. 4	誤差要因とそのモデル	11
2. 2	制御局における誤差：衛星の時計とエフェメリス	12
2. 3	信号伝搬モデリングによる誤差	
2. 3. 1	信号の屈折、波の伝搬、分散性媒質	14
2. 3. 2	電離層遅延量	18
2. 3. 3	対流圏遅延量	27
2. 4	測定値の誤差	
2. 4. 1	受信機雑音	33
2. 4. 2	マルチパス	33
2. 4. 3	測定値の誤差モデル	35
2. 5	実測データによる測定値の誤差	36
2. 6	コードと搬送波位相測定値の融合	
2. 6. 1	1周波測定値	38
2. 6. 2	2周波測定値	41
2. 7	誤差の低減：デファレンシャル GPS (DGPS)	42
2. 8	2章のまとめ	45
	参考文献	46

第3章 GPS による位置推定技術

3. 1	単独測位計算の基礎	48
------	-----------	----

3. 2	衛星位置の計算	51
3. 3	キャリアスモーキング	53
3. 4	単独測位の精度と衛星配置による影響	55
3. 5	高精度単独測位	59
3. 6	3章のまとめ	61
	参考文献	62
第4章	GPS 信号におけるコードマルチパス誤差	63
4. 1	GPS 信号の電磁的特性	64
4. 1. 1	鏡面反射	66
4. 1. 2	回折	71
4. 2	コードマルチパス	
4. 2. 1	コードトラッキンググループ	72
4. 2. 2	コードトラッキンググループにおけるマルチパスの影響	77
4. 2. 3	搬送波位相におけるマルチパスの影響	86
4. 3	4章のまとめ	88
	参考文献	89
第5章	コードマルチパス誤差削減技術の紹介	91
5. 1	ナローコリレータ方式	
5. 1. 1	ナローコリレータ方式の概要	92
5. 1. 2	ナローコリレータ方式の仕組みと性能	94
5. 2	Early-late-slope 方式	
5. 2. 1	Early-late-slope 方式の概要	97
5. 2. 2	Early-late-slope 方式の仕組みと性能	97
5. 3	ストロボコリレータ方式	
5. 3. 1	ストロボコリレータ方式の概要	102
5. 3. 2	ストロボコリレータ方式の仕組みと性能	102
5. 4	MEDLL 方式	
5. 4. 1	MEDLL 方式の概要	106
5. 4. 2	MEDLL 方式の仕組みと性能	106
5. 5	5章のまとめ	109
	参考文献	110
第6章	提案するコードマルチパス誤差削減手法	111
6. 1	実環境におけるマルチパスの状況	

6. 1. 1	マルチパスの状況の評価手法	112
6. 1. 2	直接波と地面からの反射波による環境	113
6. 1. 3	直接波と上方からの反射波による環境	116
6. 1. 4	反射波と直接波の回折による環境	121
6. 2	各種コリレータに応じたマルチパス誤差推定シミュレーション	
6. 2. 1	シミュレーションの方法	125
6. 2. 2	実際のシミュレーション結果	127
6. 3	実験に使用した受信機	
6. 3. 1	各受信機の特徴について	131
6. 4	提案するマルチパス誤差低減技術	
6. 4. 1	受信機出力情報を用いた使用不可衛星の検知手法	133
6. 4. 2	相関波形を用いたコードマルチパス誤差低減手法	
6. 4. 2. 1	相関波形についてと低減手法の概要	138
6. 4. 2. 2	マルチパス波の振幅比の推定方法	143
6. 4. 2. 3	マルチパス波の遅延距離の推定方法	147
6. 4. 2. 4	最終的なパラメータの推定方法	148
6. 4. 2. 5	パラメータ推定精度の検証	150
6. 5	実データによる評価	
6. 5. 1	実データで用いた低減手法の流れ	161
6. 5. 2	近接に大きな建物が存在する場合	162
6. 5. 3	移動体における使用衛星決定の評価	174
6. 5. 4	他のマルチパス環境での評価	185
6. 6	6章のまとめ	193
	参考文献	194

第7章	搬送波位相を利用する高精度測位	197
7. 1	搬送波位相と整数不定性決定：単純化モデル	198
7. 2	搬送波位相測定値と高精度測位	
7. 2. 1	搬送波位相測定値	202
7. 2. 2	高精度測位とナビゲーション	202
7. 3	局外パラメータの消去	
7. 3. 1	1重差分	208
7. 3. 2	2重差分	213
7. 3. 3	3重差分	217
7. 3. 4	整数不定性の決定と位置の推定	218
7. 4	可視衛星2重差分の各衛星に対する不定性決定	

7. 4. 1	コード位相測定値を用いる整数の推定	218
7. 4. 2	2周波数測定値：ワイドレーン法	222
7. 5	全可視衛星2重差分の連立式に対する不定性決定	
7. 5. 1	位置推定の線形モデル	226
7. 5. 2	フロート解	228
7. 5. 3	アンビギュイティ探索手法	228
7. 6	3つの周波数を利用した場合のアンビギュイティ決定	231
7. 7	実データを用いた短基線精密測位結果	
7. 7. 1	精密測位に用いたアルゴリズム	235
7. 7. 2	静止データ（周囲環境に応じて）	235
7. 7. 3	移動体データ（周囲環境良、周囲環境悪）	240
7. 8	7章のまとめ	247
	参考文献	247
第8章	精密測位のシミュレーション	249
8. 1	精密測位シミュレーション	
8. 1. 1	シミュレーションの概要	250
8. 1. 2	各種誤差要因の計算方法と仮定	252
8. 2	マルチパスの少ない環境でのシミュレーション結果	
8. 2. 1	DGPS測位	254
8. 2. 2	RTK測位	256
8. 2. 3	実データによる結果との比較	257
8. 3	周囲が建物で囲まれた環境でのシミュレーション結果	
8. 3. 1	マルチパス環境の設定とマルチパス誤差の生成	258
8. 3. 2	DGPS測位結果（実データとの比較含む）	261
8. 3. 3	RTK測位結果	267
8. 3. 4	提案するマルチパス誤差低減技術による測位結果	268
8. 4	GPS近代化に伴う効果	
8. 4. 1	GPS+QZSSによる精密測位の可能性	270
8. 4. 2	GPS+QZSS+L5周波数による精密測位の可能性	273
8. 5	8章のまとめ	274
	参考文献	274
第9章	結論	275
9. 1	結論	275
9. 2	今後の課題	275

図のリスト

図 2. 1	擬似距離測定値の概念図	7
図 2. 2	エフェメリスの誤差要素	13
図 2. 3	変調信号の伝搬	16
図 2. 4	電離層を通過する信号経路長の増加	21
図 2. 5	L1 帯と L2 帯の両方の測定値から得られた L1 帯の電離層遅延量の推定値	24
図 2. 6	Klobuchar の電離層モデル	26
図 2. 7	マルチパス	34
図 2. 8	2つのタイプの受信機による仰角に応じたコード位相測定値の誤差	35
図 2. 9	異なる誤差要因による擬似距離測定値の誤差	36
図 2. 10	コードと搬送波位相測定値より計算される擬似距離の概念図	41
図 3. 1	観測地点および衛星の座標と擬似距離	48
図 3. 2	衛星軌道誤差	53
図 3. 3	スムージングを行った場合と行っていない場合の単独測位結果	55
図 3. 4	2次元位置推定の簡単な例	56
図 3. 5	水平方向の単独測位結果	58
図 3. 6	HDOP の時系列変化	58
図 4. 1	円偏波	64
図 4. 2	マルチパス環境	65
図 4. 3	フレネルゾーンの説明	67
図 4. 4	接地角に対する反射係数の大きさと位相の値 (コンクリート)	68
図 4. 5	平らな表面に円偏波が入射したときの反射	69
図 4. 6	単一ナイフエッジ回折	71
図 4. 7	単一ナイフエッジ回折損	71
図 4. 8	一般的な GPS 受信機の構成	72
図 4. 9	GPS 受信機のトラッキングループ	73
図 4. 10	関連のプロセス	74
図 4. 11	いくつかの DLL 用判別器の特徴	75
図 4. 12	0.1 チップ遅れ、同相のマルチパスが存在する場合	78
図 4. 13	0.5 チップ遅れ、同相のマルチパスが存在する場合	78
図 4. 14	0.1 チップ遅れ、逆相のマルチパスが存在する場合	80
図 4. 15	0.5 チップ遅れ、逆相のマルチパスが存在する場合	80
図 4. 16	0.5 チップ遅れ、位相差 0 度の場合の結果	81

図 4. 1 7	0.5 チップ遅れ、位相差 60 度の場合の結果	82
図 4. 1 8	0.5 チップ遅れ、位相差 90 度の場合の結果	83
図 4. 1 9	0.5 チップ遅れ、位相差 120 度の場合の結果	83
図 4. 2 0	0.5 チップ遅れ、位相差 180 度の場合の結果	84
図 4. 2 1	マルチパス誤差と遅延距離の関係	85
図 4. 2 2	信号の帯域幅に応じた自己相関関数	86
図 4. 2 3	キャリアトラッキング誤差によって生じるマルチパス誤差	87
図 5. 1	相関波形におけるマルチパスの影響 (帯域幅: 2MHz)	93
図 5. 2	相関波形におけるマルチパスの影響 (帯域幅: 8MHz)	93
図 5. 3	スペーシングが 1chip の場合のトラッキング	94
図 5. 4	スペーシングが 0.1chip の場合のトラッキング (ピーク付近のみ図示)	95
図 5. 5	遅延距離とマルチパス誤差の関係	96
図 5. 6	直接波と同相のマルチパス波が存在する場合の相関波形 (帯域幅は無限)	98
図 5. 7	直接波と逆相のマルチパス波が存在する場合の相関波形 (帯域幅は無限)	98
図 5. 8	相関波形のピーク付近を拡大した図 (帯域幅は無限)	99
図 5. 9	ELS 技術によるトラッキングの概念図 (遅延距離は 0.05chip 程度)	100
図 5. 1 0	ELS 技術によるトラッキングの概念図 (遅延距離は 0.2chip 程度)	100
図 5. 1 1	マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と ELS 技術の比較)	101
図 5. 1 2	スペーシングの異なる Narrow Correlator の判別器出力	103
図 5. 1 3	線形結合による相関パターン (Strobe Correlator の相関パターン)	104
図 5. 1 4	マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と Strobe Correlator の比較)	105
図 5. 1 5	マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と MEDLL 技術の比較)	108
図 6. 1	各衛星の cc-difference 値 (上から 17 番、8 番、2 21 番衛星)	115
図 6. 2	DGPS 測位結果 (上がアンテナ高 2m、下が 20cm)	115
図 6. 3	取得場所の水平図 (東京海洋大学越中島校舎)	116
図 6. 4	取得時間帯の各衛星の方位角 (上) と仰角 (下)	117
図 6. 5	反射の影響を受けている衛星の cc-difference 値 (7 番、24 番、28 番衛星)	118
図 6. 6	水平方向の DGPS 測位結果 (HDOP が 3 未満)	119
図 6. 7	28 番衛星の cc-difference 値 (任意の時間帯)	119
図 6. 8	相関波形 (上が最初の黄色、下が後の黄色の時間帯)	120
図 6. 9	取得場所の概要図 (上が水平図、下が 3D 図)	122
図 6. 1 0	取得時間帯の各衛星の仰角 (上) と方位角 (下)	122
図 6. 1 1	可視衛星数 (青が基準局、赤が移動局)	123
図 6. 1 2	信号強度の変化 (青が基準局、赤が移動局、上から 4 番、7 番、31 番衛星)	124
図 6. 1 3	水平方向の DGPS 測位結果 (HDOP が 3 未満)	125
図 6. 1 4	実際に計算した 10 番衛星の自己相関関数 (4 つの帯域幅のケース)	126

図 6. 1 5	0.5チップコリレータのマルチパス誤差 (振幅比0.75)	128
図 6. 1 6	0.5チップコリレータのマルチパス誤差 (振幅比0.5)	128
図 6. 1 7	0.5チップコリレータのマルチパス誤差 (振幅比0.25)	129
図 6. 1 8	0.5チップコリレータのマルチパス誤差 (振幅比0.125)	129
図 6. 1 9	0.1チップナローコリレータのマルチパス誤差 (振幅比は4通り)	130
図 6. 2 0	0.1チップストロボコリレータのマルチパス誤差 (振幅比は4通り)	131
図 6. 2 1	信号強度と仰角の関係図 (24時間平均)	133
図 6. 2 2	衛星-アンテナ間の加速度 (等速)	136
図 6. 2 3	衛星-アンテナ間の加速度 (急加速)	137
図 6. 2 4	様々なパラメータによる相関波形	140
図 6. 2 5	帯域幅が20MHzのときの相関波形 (振幅比は0.5)	141
図 6. 2 6	帯域幅の違いによるマルチパス誤差の比較 (振幅比は0.5)	142
図 6. 2 7	相関波形の時間軸方向の変化率 (同相、遅延約15m)	144
図 6. 2 8	相関波形の時間軸方向の変化率 (逆相、遅延約15m)	144
図 6. 2 9	相関波形の時間軸方向の変化率 (同相、遅延約60m)	145
図 6. 3 0	相関波形の時間軸方向の変化率 (同相、遅延約120m)	145
図 6. 3 1	マルチコリレータの相関ピーク値と仰角との関係	146
図 6. 3 2	横軸を仰角にしたときの相関ピーク値との関係 (衛星は9番と26番)	146
図 6. 3 3	相関波形と各ポイントでの傾き	148
図 6. 3 4	パラメータの推定方法の概念図	149
図 6. 3 5	遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ小、振幅比0.5)	151
図 6. 3 6	遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ小、振幅比0.25)	152
図 6. 3 7	遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ小、振幅比0.1)	152
図 6. 3 8	遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ大、振幅比0.5)	153
図 6. 3 9	遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ大、振幅比0.25)	153
図 6. 4 0	遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ大、振幅比0.1)	154
図 6. 4 1	遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ大、振幅比0.495)	155
図 6. 4 2	遅延距離とマルチパス誤差の関係 (ノイズ大、振幅比0.497)	155
図 6. 4 3	遅延距離とマルチパス誤差の関係 (ノイズ大、振幅比0.499)	155
図 6. 4 4	遅延距離とマルチパス誤差の関係 (ノイズ大、振幅比0.39)	156
図 6. 4 5	遅延距離とマルチパス誤差の関係 (ノイズ大、振幅比0.51)	156
図 6. 4 6	振幅比が変動した時のマルチパス誤差との関係 (遅延距離は約7m)	157
図 6. 4 7	振幅比が変動した時のマルチパス誤差との関係 (遅延距離は約15m)	157
図 6. 4 8	振幅比が変動した時のマルチパス誤差との関係 (遅延距離は約29m)	158
図 6. 4 9	加えたマルチパス波のイメージ図	159
図 6. 5 0	2つのマルチパス波存在時のマルチパス誤差との関係 (位相差0度)	159

図 6. 5 1	2つのマルチパス波存在時のマルチパス誤差との関係 (位相差45度)	159
図 6. 5 2	2つのマルチパス波存在時のマルチパス誤差との関係 (位相差90度)	160
図 6. 5 3	2つのマルチパス波存在時のマルチパス誤差との関係 (位相差135度)	160
図 6. 5 4	2つのマルチパス波存在時のマルチパス誤差との関係 (位相差180度)	160
図 6. 5 5	実データ評価の全体の流れ	161
図 6. 5 6	マルチパス誤差の推定部分の流れ	162
図 6. 5 7	アンテナ周囲の状況	164
図 6. 5 8	トラッキングポイントにおける相関値の推移	165
図 6. 5 9	推定した振幅比 (初期値として利用)	165
図 6. 6 0	各時刻の相関波形右側の変化率	166
図 6. 6 1	トラッキングポイントの相関値と相関値の変化率の関係	167
図 6. 6 2	最終的に推定した10番衛星のマルチパス誤差	168
図 6. 6 3	cc-differenceにより求めた10番衛星のマルチパス誤差	168
図 6. 6 4	両者の1000秒間の比較	168
図 6. 6 5	水平方向のDGPS測位結果	169
図 6. 6 6	高度方向のDGPS測位結果	170
図 6. 6 7	両者のマルチパス誤差の比較 (26番衛星)	171
図 6. 6 8	両者のマルチパス誤差の比較 (29番衛星)	171
図 6. 6 9	水平方向のDGPS測位結果	171
図 6. 7 0	高度方向のDGPS測位結果	172
図 6. 7 1	両者のマルチパス誤差の比較 (1番衛星)	172
図 6. 7 2	両者のマルチパス誤差の比較 (3番衛星)	173
図 6. 7 3	水平方向のDGPS測位結果	173
図 6. 7 4	高度方向のDGPS測位結果	173
図 6. 7 5	水平方向のDGPS測位結果	174
図 6. 7 6	水平方向のDGPS測位結果の拡大図	175
図 6. 7 7	車載GPS受信機における信号強度の変化	175
図 6. 7 8	基準局と車載GPS受信機での信号強度の差	176
図 6. 7 9	擬似距離変化率の変化率	176
図 6. 8 0	Aポイントの概観図	177
図 6. 8 1	27番衛星排除後のAポイントにおけるDGPS測位結果	177
図 6. 8 2	衛星検知のためのアルゴリズム	178
図 6. 8 3	東京駅前コースとDGPS測位結果(HDOP5以下)	179
図 6. 8 4	A、B、Cポイントの拡大図	179
図 6. 8 5	閾値による測位結果の測位率と減少数	180
図 6. 8 6	各ポイントにおける閾値による測位結果 (上からA、B、C)	181

図 6. 8 7	東京駅前コースにおける測位結果の改善例	182
図 6. 8 8	4つのコースと基準局の位置関係	183
図 6. 8 9	東京海洋大学越中島会館前広場の天空写真	185
図 6. 9 0	水平方向のDGPS測位結果 (OEM3とOEM4)	186
図 6. 9 1	高度方向のDGPS測位結果 (OEM3とOEM4)	186
図 6. 9 2	衛星検知後の水平方向のDGPS測位結果 (OEM3とOEM4)	187
図 6. 9 3	衛星検知後の高度方向のDGPS測位結果 (OEM3とOEM4)	187
図 6. 9 4	2つの衛星の信号強度	188
図 6. 9 5	16番衛星の信号強度	188
図 6. 9 6	広場の天空写真と水平地図	189
図 6. 9 7	回折+反射の状況	189
図 6. 9 8	水平方向のDGPS測位結果 (補正前と補正後)	190
図 6. 9 9	高度方向のDGPS測位結果 (補正前と補正後)	190
図 6. 1 0 0	歩行データによる水平方向のDGPS測位結果	191
図 6. 1 0 1	水平図と位置プロット図	192
図 6. 1 0 2	補正前と補正後の水平方向のずれ	193
図 7. 1	整数不定性の決定の問題を理想化した1次元的空间上の問題	199
図 7. 2	搬送波位相測定値を用いる測位	204
図 7. 3	120m基線長条件の下におけるコード位相及び搬送波位相の1重差分	210
図 7. 4	一重差分測定値の幾何的な関係	210
図 7. 5	120m基線長条件の下におけるコード位相及び搬送波位相の2重差分	214
図 7. 6	2重差分測定値の幾何的な関係	215
図 7. 7 a	120m基線長条件の下におけるL1周波数信号の2重差分測定値に対する整数推定	219
図 7. 7 b	120m基線長条件の下におけるL1周波数信号の2重差分測定値に対する整数推定	220
図 7. 8	ワイドレーン信号の2重差分測定値に対する整数推定	223
図 7. 9	アンテナ設置場所の概略図	236
図 7. 1 0	実験1 (環境: 良) におけるDGPS測位結果 (水平方向)	237
図 7. 1 1	実験2 (環境: 悪) におけるDGPS測位結果 (水平方向)	238
図 7. 1 2	実験3 (環境: 中) におけるDGPS測位結果 (水平方向)	238
図 7. 1 3	移動側の概要図 (晴海埠頭)	240
図 7. 1 4	移動側の概要図 (東京海洋大学周辺)	241
図 7. 1 5	移動体の水平方向DGPS測位結果 (晴海埠頭)	242
図 7. 1 6	移動体の高度方向の測位結果 (晴海埠頭) 赤が精密測位、青がDGPS測位	242
図 7. 1 7	水平方向の拡大図 赤が精密測位、青がDGPS測位	243
図 7. 1 8	水平方向のDGPS測位結果 (東京海洋大学周辺を1周) 青がDGPS測位、赤が精密測位	244
図 7. 1 9	可視衛星数の変化 (赤が移動局、青が基準局)	245

図 7. 2 0	水平方向のDGPS測位結果（東京海洋大学周辺を1周）青がDGPS測位、赤が精密測位	245
図 8. 1	シミュレーションの流れ	250
図 8. 2	水平方向のDGPS測位結果	255
図 8. 3	高度方向のDGPS測位結果	255
図 8. 4	水平方向のRTK測位結果	256
図 8. 5	高度方向のRTK測位結果	256
図 8. 6	水平方向DGPS測位結果の比較	257
図 8. 7	水平方向精密測位結果（ワイドレーン）の比較	258
図 8. 8	東京海洋大学内の食堂前広場における天空写真	259
図 8. 9	東京都銀座4丁目付近の道路中央における天空写真	259
図 8. 1 0	水平方向のDGPS測位結果（実データ含む）	261
図 8. 1 1	高度方向のDGPS測位結果（実データ含む）	261
図 8. 1 2	水平方向の DGPS 測位結果（実データ含む）	262
図 8. 1 3	高度方向のDGPS測位結果（実データ含む）	262
図 8. 1 4	24時間の可視衛星数の変化	264
図 8. 1 5	24時間のHDOPとVDOPの変化	264
図 8. 1 6	水平方向のDGPS測位結果（上がHDOP、下がHDOP）	265
図 8. 1 7	高度方向のDGPS測位結果（上がHDOP、下がHDOP）	266
図 8. 1 8	水平方向のDGPS測位結果（移動局1）	269
図 8. 1 9	高度方向の DGPS 測位結果（移動局 1）	269
図 8. 2 0	水平方向のDGPS測位結果（移動局2）	270
図 8. 2 1	高度方向のDGPS測位結果（移動局2）	270
図 8. 2 2	QZSSの軌道	272

表のリスト

表 2. 1	GPS 信号の伝搬に関する電離層と対流圏の特徴	32
表 2. 2	GPS 測位値における誤差の概要	44
表 3. 1	精密測位暦の概要	60
表 4. 1	代表媒体における電気的な特性値	68
表 5. 1	各種マルチパス誤差低減技術の比較	109
表 6. 1	コンクリートの反射減衰量 (d B)	134
表 6. 2	近接に大きな建物が存在する条件でのデータ取得概要	163
表 6. 3	測位率と平均使用衛星数	184
表 6. 4	測位精度の改善率	184
表 6. 5	取得データの一覧	185
表 6. 6	水平方向のずれの評価値	193
表 7. 1	GPS近代化実現時に利用可能となる搬送波とビート周波数の信号	232
表 7. 2	正しいFIX解が得られた統計値	239
表 7. 3	可視衛星数の頻度	239
表 8. 1	解析における主な条件設定	254
表 8. 2	解析における主な条件設定	260
表 8. 3	移動局1におけるFIX率	267
表 8. 4	移動局2におけるFIX率	268
表 8. 5	移動局1, 2におけるFIX率	270
表 8. 6	24時間精密測位結果 (RTK測位におけるFIX率と可視率)	272
表 8. 7	24時間精密測位結果 (RTK測位におけるFIX率と1epoch率)	273

第1章 はじめに

1. 1 背景

近年、位置の把握のニーズは高まっており、数 mm の精度から 10m 程度の精度まで様々なアプリケーションが開発され、実用化されている。位置を特定するための手段の 1 つである GPS (Global Positioning System) は、その名の通り、受信機端末とアンテナさえ持てば、広く世界中で利用することのできる位置特定システムである。GPS のカバーする領域は、その要求精度によって様々であるが、数 mm の精度を要する地殻変動の測定から、1m 前後の精度を要する飛行機や船舶そして自動車のナビゲーション等まで、広きに渡っている。

GPS を中心にして利用されている衛星測位システムは、2010 年度あたりを目標にした近代化により、現在大きく変化しようとしている。世界的な変更点としては 2 点あり、欧州を中心に打ち上げ予定のガリレオ衛星の出現と第 3 周波数の追加である。また日本国内に目を向けると、GPS と同様の機能を持つ準天頂衛星 (QZSS : Quasi Zenith Satellite System) の開発が進行している。これらの近代化により、衛星測位システムのサービス対象分野は、さらに拡大することが予想される。利用者の拡大に伴い、問題になっているのが、都市部での衛星の可視率の低下とマルチパス波による誤差の増大である。人口の集中する都市部において、密集した住宅や高層ビル街を避けることはできず、衛星測位システムによるサービスが急激に低下する原因となっている。ゆえに、衛星を増加させることによる可視率の改善とマルチパス誤差の低減技術が進展すればするほど、その利用頻度は高まり、一般の方にも広く受け入れられる技術の 1 つになる可能性を持っている。

上記でも述べたが、現在の衛星測位システムによる測位精度と利便性に目を向けると、上空の視界が十分に開けた場所であれば、世界中で精度と利便性ともに満足のいくサービスを受けることが可能であるが、上空の視界が十分に確保できない場所では、そのサービスは状況に応じて著しく低下する。サービスが低下する主な原因は 2 つ存在する。1 つは、衛星の可視率の低下である。単独測位を行うには、最低 4 個の可視衛星が必要であり、4 個未満になると、10m 程度の精度を単独で達成することは困難である。多くの都市部で、主要幹線道路においても、可視衛星数が 4 個未満になる状況は頻繁に見受けられる。2 つ目は、マルチパスによる測位誤差の増加である。現在、最高性能の GPS 受信機を用いても、遅延距離の短い (30m 未満) マルチパス波に対して、擬似距離 (コード) に対するマルチパス誤差の影響を 1-2m 程度に抑制することは困難であり、状況によっては、5m から 10m 程

度に達することがしばしばある。これに衛星配置の悪さが加算されると、さらにその誤差は拡大される。ゆえに、擬似距離をベースにした DGPS 測位において、その精度はアンテナ周囲の環境に応じて大きく変化するものである。搬送波位相をベースにした数 cm で位置を特定する高精度測位においても同様である。

1. 2 研究の流れ

本論文の流れを各章の順で簡単に説明する。

まず第 2 章では、GPS による測定値について説明する。測定値のモデルに始まり、特に信号伝搬やノイズそしてマルチパスといった誤差要因についての概要を実データも交えながら紹介する。コードと搬送波位相の融合に関してや DGPS による誤差の低減についても言及する。

次に、第 3 章では、それらの測定値を用いてどのように位置を計算するのかを説明する。GPS の測定値による最も基本的な測位手法は、単独測位であり、特にその測位計算方法について説明する。上記で述べた DGPS についても、その基本は単独測位と全く同様である。測位計算以外に、キャリアスムージングや衛星配置による精度劣化についても言及する。さらに、最近注目され始めている高精度単独測位の現状についても簡単に述べる。

本研究のメインであるマルチパス誤差の低減化手法を説明する前に、第 4 章と第 5 章において、コードマルチパス誤差が発生するメカニズムと代表的なコードマルチパス誤差削減技術を説明する。第 4 章では、通信で広く取り上げられているマルチパスの特徴を紹介し、受信機内部のトラッキンググループとの関連性についても言及する。第 5 章では、マルチパス誤差低減技術の中でも、代表的な 4 つの技術に絞って紹介した。1 つ目はナローコリレータ技術、2 つ目は early-late-slope 技術、3 つ目はストロボコリレータ技術、そして 4 つ目は MEDLL (Multipath Estimating Delay Lock Loop) である。

第 6 章では、本研究の 1 つ目の課題である、コードマルチパス誤差の低減手法について説明する。まず、実環境において、どのようなマルチパス波が到来しているかを、実際の生データより把握する。次に、マルチパス誤差を各種コリレータに応じて推定することのできるシミュレーションツールを開発したので、その説明を行う。提案するマルチパス誤差削減技術は、大きく 2 つに分けた。1 つは、受信機出力情報を用いて、使用すべきでない衛星の検知・排除を行うものであり、2 つ目は、複数の相関値を利用することにより、コードマルチパス誤差を低減する手法である。コードマルチパス誤差の低減化のために、直接

第1章 はじめに

波と支配的なマルチパス波を最小二乗法により推定することを試みた。マルチパス波を推定する際の、マルチパス波の振幅比の推定や遅延距離の推定手法について詳細に示した。提案する技術の効果をシミュレーションだけでなく、実際の生データを利用して示した。

7章では、第8章の精密測位シミュレーションの基礎として、搬送波位相測位について説明する。搬送波位相測位は、前の章で紹介した単独測位とはやや異なり、2組の衛星-受信機間の2重位相差をとり、アンビギュイティを決定することにより、基準局に対する移動局の基線ベクトルを求める技術である。ワイドレーンの利用まで含めた基本的な測位技術を説明するとともに、第3周波数が追加された場合の手法についても言及した。実データによる測位結果例も紹介した。

第8章では、精密測位シミュレーションの開発と、それを用いた精密測位サービスのためのシミュレーション結果について説明している。マルチパスの少ない環境と多い環境に分けて、それぞれ各種コリレータを用いた場合の性能分析を行っている。第6章で提案したマルチパス誤差低減技術を用いた場合についてもシミュレーションしている。最後に本研究の2つ目の課題である、GPS近代化に伴う精密測位サービスの可能性について調査した。シミュレーション結果を基にして説明している。第9章では、本論文の結論を述べている。

本研究で使用したGPS受信機について簡単にまとめておく。本文では、特に断りのない限り、以下の表の、左側の列の呼び名を用いている。GPSアンテナについては、全てGPS702 (NovAtel社) を使用している。

GPS 受信機	特徴	製造元
OEM3	ナローコリレータ	NovAtel 社
OEM4	ストロボコリレータ	NovAtel 社
EURO-3M	マルチコリレータ出力	NovAtel 社
SQM	マルチコリレータ出力	古野電気

1. 3 研究の目的

本研究では、サービス低下の主な原因となっているコードのマルチパス誤差の低減化手法を開発することを第1の目標とした。さらに、マルチパス誤差を低減し、近代化による恩恵を受けた場合に、どの程度測位サービスが向上するかのシミュレーションも合わせて行った。近代化による恩恵は、QZSSの追加と第3周波数の追加を考慮した。

1. 4 研究の寄与

本研究により、(1) マルチパス誤差を現在の最高性能の受信機よりもさらに低減することが可能であることを、シミュレーションだけでなく実データを用いて示すことができた。マルチパス波を推定する際に、最小二乗法を用いたが、最小二乗法の前段階における初期値を工夫して算出することにより、実用的な範囲で推定が可能であることを示すことができた。(2) 精密測位のサービス向上には、衛星の可視率が最も重要であることがわかった。QZSS の追加と第 3 周波数の追加が、いずれも大幅に精密測位サービスを改善することを示すことができた。また、本手法で提案したマルチパス誤差の低減も、精密測位サービス向上に寄与していることを示すことができた。

第2章 GPSによる測定値

本章では、GPSシステムの測定値について述べる。GPSにより得られる、位置、速度、時刻（PVT）の推定値の精度は、時刻、場所、そして最も重要なユーザの資源（受信機など）に応じて大きく変化するものである。SPSによる性能の指標値（しばしば、95%以上の時間でxメートルの水平位置精度をもつ、という形で引用される。このxの値は、SAの存在した頃は100であり、現在はおよそ10である）は、単独で性能の低い受信機をリアルタイムで利用した場合の結果を想定しており、性能の高い受信機を持つユーザは、さらにより精度を得ることができる。

L1とL2の2周波受信機を装備したユーザは、現在測定値の誤差の中で最も大きな原因である、電離層遅延量を補正することができる。海上の電波ビーコン、FM電波、衛星を介して、現在広く利用できるコード測定値におけるデファレンシャル補正值は、基準局と移動局において持つと予想される共通の誤差を削減することができる。

デファレンシャルGPS（DGPS）はリアルタイムでメートルレベルの位置推定値を提供する（一般的には1mから5mの範囲で、基準局までの距離と補正值の古さに依存している）。センチメートルから10センチメートル以下のレベルの測位精度は、搬送波位相測定値を用いてリアルタイムで達成される。ミリメートルレベルの相対測位精度は、ここ20年の間、基準局のそばで後処理モードにおいて利用されてきた。

本章では特に、測定値、誤差要因、誤差の削減方法について述べる。GPSは2種類の測定値を提供する。コード追尾は、衛星までの距離を瞬時に提供する。異なる衛星からのコード位相測定値は共通のバイアスをもつため擬似距離と呼ばれる。搬送波位相の追尾は、受信側の時計によって生成される正弦波信号の位相に対して受信した搬送波位相がどれだけずれているかを提供する。搬送波位相はある測定時間にわたる正確な擬似距離変化率を提供し、さらに瞬時の擬似距離変化率つまりドップラー周波数を提供する。

上記の測定値を検証し、それらを受信機衛星間の擬似距離と擬似距離変化率に関連させるための簡単な数学モデルを作り出す。この過程において、これらのモデルにおける誤差要因について考える必要がある。各誤差要因の分析とそれらの軽減のためのスキームがこの章の終わりに示されている。

2. 1 測定値のモデル

2. 1. 1 コード位相測定値

GPS 受信機によって生成される基本的な測定値は、衛星から受信機へ到達する信号の伝搬時間で、受信機の時計によって決定される信号受信時刻と信号自身にマークされた衛星における発射時刻との差として定義される。この伝搬時間は受信機内部では、衛星から受信した信号と受信機で生成される C/A コードのレプリカを一致させるために必要となった時刻シフトの量として測定される。この測定値には衛星と受信機の時計が同期せずに独自のタイミングで進んでいるため、各衛星は衛星に搭載されている時計に応じて信号を生成する。各受信機は自身の時計に応じてレプリカを発生させている。ここでバイアスを含んだ距離、すなわち擬似距離は真空中の光速を伝搬時間に乗じることによって計算されたものとして定義される。

GPS には 3 つの時刻系が存在する。3 つのうちの 2 つは衛星と受信機の時計によって刻まれる時刻で、3 つ目は共通の時刻すなわち GPS 時刻 (GPST) である。GPS 時刻とは、複数の GPS モニタ局と各衛星に搭載されている時計によって相互的に調整することにより維持されている時刻のことである。

GPS 時刻で時刻 t に受信した衛星からの信号による C/A コードの推移分から計算した伝搬時間を τ とする。信号に記されている発射時刻は $t^s(t-\tau)$ となり、 $t_u(t)$ は受信機側の時刻で特定された到着時刻となる。以上から、測定される擬似距離は伝搬時間より以下のように決定される。

$$\rho(t) = c[t_u(t) - t^s(t-\tau)] \quad (2. 1)$$

t と τ は未知の値として推定されるべきものである。この節では表記を簡素化するために一般的方法で GPS 衛星からの測定値を取り扱う。よって衛星番号や搬送波位相の周波数帯が L1 帯であるか L2 帯であるか等の表記は特に行わないこととする。付加的表記は後の節で必要なときに導入される。現在のところ、必要に応じて、衛星に関連する項目については s を、ユーザもしくは受信機に関連する項目については u を使うことにする。また複数の衛星からの 2 周波測定のために付加的表記を行う。

上記で述べた受信機と衛星時計の時刻系は GPS 時刻に対して次のように関連させることができる。

$$t_u(t) = t + \delta t_u(t) \quad (2. 2)$$

$$t^s(t-\tau) = (t-\tau) + \delta t^s(t-\tau) \quad (2. 3)$$

δt_u は受信機のクロックバイアス、 δt^s は衛星のクロックバイアスであり、GPS 時刻との関係は図 2. 1 のように計算される。この節での表記では δt_u と δt^s が衛星と受信機時計が GPS

第2章 GPSによる測定値

時刻に対してどの程度進んでいるかを表す。なお衛星クロックバイアスは制御局によって推定され、時刻の関数として2次多項式の係数によって特徴づけられている。これらの係数の値は、航法メッセージの放送内容に記されている。クロックバイアスを考慮すると、測定された擬似距離式(2.1)は次のように書くことができる。

$$\begin{aligned} \rho(t) &= c[t + \delta t_u(t) - (t - \tau + \delta t^s(t - \tau))] + \varepsilon_\rho(t) \\ &= c\tau + c[\delta t_u(t) - \delta t^s(t - \tau)] + \varepsilon_\rho(t) \end{aligned} \quad (2.4)$$

記号 ε はモデル化できない効果、モデル化により生じる誤差、測定誤差を表すために使用されている。変数の下付き文字は異なったシナリオ(状態)を区別するために使用されている。伝搬時間に真空中の光速を乗じたものは次のようにモデル化される。

$$c\tau = r(t, t - \tau) + I_\rho(t) + T_\rho(t) \quad (2.5)$$

ここで、 $r(t, t - \tau)$ は時刻 t におけるユーザの位置と時刻 $t - \tau$ における衛星位置との間の幾何学的な(または真の)距離である。 I_ρ と T_ρ は電離層と対流圏を通過する際に生ずる伝搬遅延距離分を反映したものである。2つの量は正の値をとり、次項で説明される。簡単のため、測定時刻 t を除くと、測定した擬似距離のモデルを次のように書くことができる。

$$\rho = r + c[\delta t_u + \delta t^s] + I_\rho(t) + T_\rho(t) + \varepsilon_\rho \quad (2.6)$$

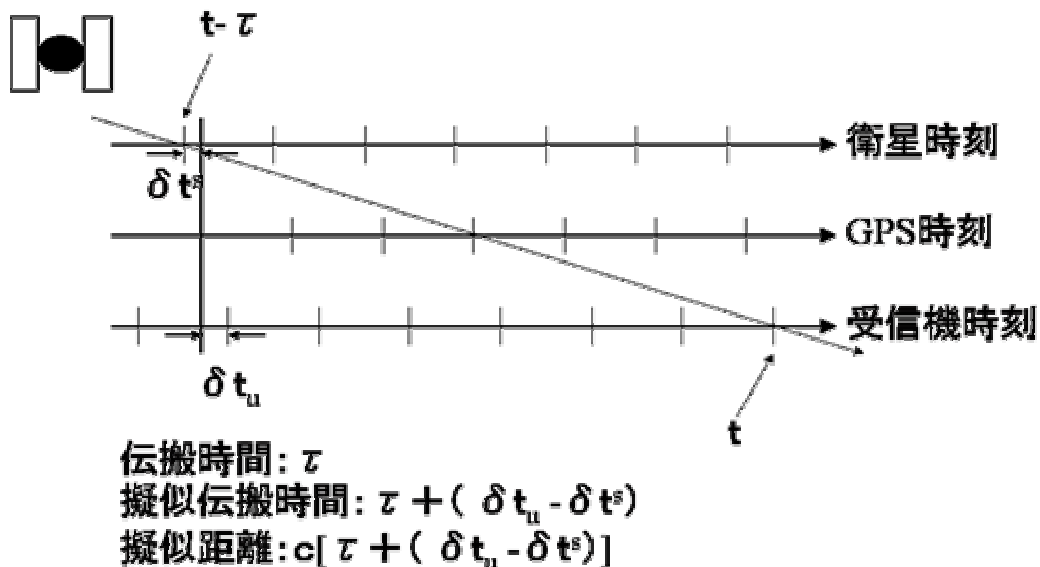


図2.1 擬似距離測定値の概念図。受信機と衛星の時計はGPS時刻に同期していないので、GPS時刻に対してそれぞれオフセットを持ちながら距離を測定している。

理想としては、衛星までの真の距離 r を測定したい。その代わりに得るものは ρ という擬似距離で、真の距離 r にバイアスと雑音が加わっている。これらの測定値からどの程度正確に位置、速度そして時計を求めることができるかは、バイアスと誤差をどう除去できるかまたは補正できるかによる。式 (2. 6) は基本的な式で、今後も繰り返し使われる。

衛星が頭上にあるときの衛星までの距離は、約 20,000 km で地平線上にあるときは約 26,000 km である。信号の伝搬時間は、おおよそ 70 ms から 90 ms の間で変化する。C/A コードは 1 ms ごとに繰り返すので、コード相関処理は 1 ms で割った余りの擬似伝搬時間測定値を提供する。この測定値は 1ms の整数倍のあいまいさを持つことになる。しかしながら、ユーザの位置が数百 km 内の精度で既知であれば、このあいまいさは容易に解決される。1 週間の長さのコード周期をもつ P (Y) コードは、あいまいさを持たない擬似距離を提供する。

受信機時計は一般的に水晶発振器で動作しており、ドリフトする傾向がある。受信機メーカーは受信機時計の GPS 時刻からのずれをある限界値以内に抑えることを試みており、GPS 時刻の ± 1 ms 以内で収まるように 1 秒ごとのエポック測定を調整している。GPS 時刻に対してある範囲内で受信機時計のずれを維持する 1 つの方法は、連続的に受信機時計を操作することである。このような操作はソフトウェアで実行されている。2 つ目の方法は、受信機時計があるしきい値 (1 ms) までずれることを容認し、そのしきい値に達してからバイアスをゼロにする方法である。

2. 1. 2 搬送波位相測定値

コード位相より精度の高い測定値は、衛星から受信される搬送波位相である。搬送波位相測定値は、受信機が生成した搬送波信号の位相と衛星から受信した搬送波信号の位相との測定瞬間時における差である。いかなるタイミングで受信した信号の位相も、信号の伝搬時間から信号発射時の衛星における位相に関連させることができる。搬送波位相測定値は、このように直接の距離情報ではなく信号伝搬時間にあいまいさを含んだ測定値である。

まずユーザと衛星間の相対運動がなく、衛星と受信機クロックが完全に同期した誤差のない測定値をもつような理想化された場合を考える。このモデルにおいて、搬送波位相測定値は 1 サイクルの余り値に固定されており、衛星受信機間の距離は未知の全サイクル数と測定された 1 サイクルの余りの和として計算される。しかし、この測定値には全サイクル数に関する情報が含まれておらず、これは整数不定性 (integer ambiguity) と呼ばれている。次に受信機あるいは衛星が、その受信機と衛星間の距離差が、1 波長ごとに大きくなるように動いている間、搬送波位相が追尾されることを想定する。搬送波位相測定値は、

第2章 GPSによる測定値

増加したサイクル数と移動が始まる前に測定された1サイクルの余りとの和として計算される。GPSでの搬送波位相を測定するために、受信機は衛星信号の位相ロックを行い、受信した信号と受信機が生成した信号との初期位相差を測定し、その後、測定間での変化分を追跡する。なお変化分を追跡している間、エポックごとの全サイクル数をカウントし、1サイクルの余りを追尾しつづけている。

時計のバイアスと測定誤差がない場合、単位をサイクルとした搬送波位相測定値は次のようになる。

$$\phi(t) = \phi_u(t) - \phi^s(t - \tau) + N \quad (2.7)$$

ここで、 $\phi_u(t)$ は受信機が生成した信号の位相、 $\phi^s(t - \tau)$ は、時刻 t に衛星から受信された信号の位相であり、つまり時刻 $(t - \tau)$ での衛星での信号の位相である。 τ は信号の伝搬時間で N は整数不定性である。 N の推定方法は整数不定性決定 (integer ambiguity resolution) あるいは初期化 (initialization) と呼ばれる。位相は周波数と時刻を使って簡単に次のように表される。

$$\begin{aligned} \phi(t) &= f \cdot \tau + N \\ &= \frac{r(t, t - \tau)}{\lambda} + N \end{aligned} \quad (2.8)$$

ここで、 f と λ は搬送波の周波数と波長であり、 $r(t - \tau)$ でのユーザ位置と時刻 $(t - \tau)$ での衛星位置との間の幾何学的距離である。前の項で述べたように、基本的に1つの衛星から1つの受信機への測定値を取り扱うこととし、必要なときに衛星もしくは受信機を区別するための表記を行うこととする。様々な測定誤差、時計のバイアス、初期位相のオフセットを考慮し、既知の項目を除くと上の式は次のように書き直すことができる。

$$\phi(t) = \lambda^{-1}[r + I_\phi + T_\phi] + \frac{c}{\lambda}(\delta t_u - \delta t^s) + N + \varepsilon_\phi \quad (2.9)$$

ここで、 I_ϕ と T_ϕ は電離層と対流圏の伝搬遅延量で、 c は光速である。式(2.9)における搬送波位相測定値の単位はサイクルであることに注意する。ある一定時間にわたる搬送波位相測定値における変化量は、ユーザ衛星間の距離変化と受信機時計のバイアスの変化に相当し、それは積分したドップラーあるいはデルタ擬似距離と呼ばれる。搬送波位相測定値の変化率は、実際の擬似距離変化率を与えており、実際の距離変化率に受信機時計の周波数バイアスを加えたものから成っている。

式(2.9)は式(2.6)のコード追尾に基づいた擬似距離測定値に類似している。コードと搬送波位相測定の双方は同じ誤差要因を持つが、そこには重要な違いもある。コード追尾はやや粗いがあいまいさのない擬似距離を提供する。一方、搬送波位相測定値は、

極めて正確だが、整数不定性の影響を受ける。整数不定性は、搬送波追尾ループがロックされている限り一定である。追尾中の搬送波の瞬断は、どんなに短い時間であっても整数不定性に変化をもたらす。

できるだけ正確な位置を得ることができるよう、これらの測定値の精度を十分に利用するためには、整数不定性を決定し、様々な誤差要因を補正しなければならない。式(2.9)における整数不定性 N を算出することは、ここでは行わないので、これらの測定値の精度を十分に利用するための代替方法を検討しなければならない。少なくとも整数不定性決定という困難を回避して、精度の高い搬送波位相測定値の利点を利用する 1 つの方法は、搬送波位相測定値の変化によって得られたデルタ擬似距離を利用することである。式(2.9)から t_0 と t_1 間の搬送波位相測定値の変化は次のようになる。

$$\phi(t_1) - \phi(t_0) \approx \lambda^{-1}[r(t_1) - r(t_0)] + \tilde{\varepsilon}_\phi$$

t_0 と t_1 間で搬送波が連続的に追尾されている間は、整数不定性の項を無視できる。上式における誤差は、受信機と衛星の時計のバイアスにおける変化率と電離層と対流圏の伝搬遅延量における変化率に関係することがわかる。このことについては2.7項でさらに論議する。

2. 1. 3 コードと搬送波位相測定値のための有益なモデル

コード及び搬送波位相測定は、あたかも巻尺で測定するようなイメージと考えられる。Van Diggelen (1997) によって提案されたこの概念では、巻尺の一方は衛星に付けられ、もう一方の端をあなたが持っており、あなたもしくは衛星が移動するときは、リールのように自由に巻いたり延ばしたりすることができる。2つの種類の測定値における違いは、巻尺の測定に際して、異なる目盛りによって表されることである。

コード測定値においては、1 m 程度の分解能の粗い目盛りを持っており、その目盛りの範囲は、衛星までの距離を表示するために 0 から 2,650,000 m まで表示されている。測定エポック時には、単純に巻尺を見て距離を読み取ればよいことになる。実際にコード測定値は、概念的に難しくない。

搬送波位相測定値に使われる巻尺は、やや特別である。0.01 サイクルの分解能をもつ非常に細かい目盛りを持っているが (1 サイクルは L1 帯で約 19 cm、L2 帯で約 24 cm)、実際の距離の表示は存在しない。測定の瞬間に、その巻尺から読み取れることは、ただ 1 サイクルの余りの値だけである。衛星までの距離は、全サイクル数と 1 サイクルの余りの和であることは既知である。1 サイクルの余りの値は非常に正確に測定されることができ、アンテナ-衛星間の全サイクル数はわからない。このような状態は、次のエポックの測定

時にもずっと続くことになる。

このように非常に正確だがあいまいさを持つ測定値をどのように利用すればよいか。その秘訣は、測定エポック間で巻尺から目をそらさないことである。最初の測定エポックで1サイクルの余り値に注目する。続いて最初の測定値以降の全サイクル数を数える。各々の連続測定エポックにおいて、全サイクル数と1サイクルの余り値より、距離の変化を記録する。ここで、最初の測定時における整数不定性の未知サイクル数を、なんらかの方法で知ることができれば、これらの測定値は衛星までの正しい距離を表すことになる。全ての可視衛星からの短時間での測定値を集めることにより、未知のサイクル数を推定することが可能になり、現在のユーザの位置を非常に正確に測定することが可能になる。ここでの問題は、目を閉じたりそらしたりすると、全サイクル数のカウントを見失い、全ての作業を最初から始めなければならないことである。

2. 1. 4 誤差要因とそのモデル

測定誤差は、雑音とバイアスに分類される。雑音は短時間でも平均すると0になるような非常に速く変化する誤差のことである。ここで短時間とは、受信機のスムージング時間あるいは積分時間に関係して定義される。バイアスは、ある時間間隔で一定の値を持続する傾向をもつ誤差のことである。このような特徴は、測定誤差の影響を理解するのに有用である。誤差は、次のように分類される。

- ・ 衛星から放送される航法メッセージ中のパラメータ値の誤差。この航法メッセージについては制御局が責任を持っている。
- ・ 衛星から受信機への信号の伝搬時間に影響を与えている電離層や対流圏に関する不確定要素
- ・ 測定の正確さに影響を与える受信機雑音、アンテナ付近の様々な障害物によって反射される信号による干渉

これらの誤差要因について以下で検討する。目的は、各誤差要因によって引き起こされる距離誤差の大きさと性質を理解すること、また誤差削減への様々な手法による効果を分析することである。GPSから正確な位置、速度そして時刻を得るための能力は、明らかにそれらの誤差をコントロールしたり、可能であれば削減したりする能力に依存している。

2. 2 制御局における誤差：衛星の時計とエフェメリス

衛星によって放送されているエフェメリスと衛星時計のパラメータ値は、GPS 監視局のデータに基づいて、制御局によって計算されている。これらのパラメータの現在の値は、衛星（位置、速度）と衛星の時計（位相バイアス、周波数バイアス、周波数のドリフト率）の状態を生成するために使用されているカルマンフィルターによって算出されている。衛星にアップロードされるエフェメリスと衛星時計のパラメータを生成するために予報モデルが使われており、50 bps の航法メッセージで各衛星より放送されている。ここで、現在のパラメータの推定値と未来のパラメータの予測値とでは誤差が生じる。予測値の誤差はデータのエイジ（age of data: AoD）とともに大きくなることが知られている。エイジは、最後にパラメータを更新してから時間として定義される。明らかに、より頻繁に衛星のデータ更新が行われるほど、制御局の誤差も削減され、エフェメリスと衛星時計のパラメータを予測したり推定したりするために使用されるモデル自体の精度が上がる。

衛星時計とエフェメリスのパラメータの誤差に起因する距離測定誤差の rms 値は、仕様により精密測位サービス（PPS）用として 6 m と制限されている。実際、衛星に搭載されている周波数標準はそれらの仕様を常に越える力を持っており、エフェメリスの予測誤差は頻繁なアップロードによって低く保たれている。その結果、Block II/IIA と IIR 衛星は、制御局における誤差を rms 値で 3 m 以下に抑えており、仕様を越える力を持っている。現在、Block IIF 用の仕様はスペックが 3 m に引き下げられている（最近まで、標準測位サービス（SPS）のユーザは SA のクロックジッターにより 80 ns 程度または 25 m (rms) の距離誤差を受け入れなければならなかった）。

エフェメリスによる誤差は、衛星の軌道に沿って定義される 3 つの直交成分に分解される。これらは、半径方向、軌道に沿った方向そして軌道に直交した方向の 3 つである（図 2. 2 参照）。距離測定を基に軌道を推定しているため、エフェメリス誤差のうち半径方向成分が最も小さくなる傾向がある。このことは都合が良く、なぜならば、図 2. 2 に示されるように、擬似距離測定値における誤差は、衛星位置誤差のうち視線方向の誤差すなわちエフェメリス誤差の半径方向成分に投影されているからである。視線方向に沿った軌道方向と軌道に直交する方向の成分の影響は少ない。

衛星時計とエフェメリスのパラメータにおける誤差に起因する距離誤差は、時計の誤差とエフェメリスの視線方向成分誤差の二乗和ルート（rss; root-sum-square）として定義される。この誤差は制御局によってリアルタイムで 1 m (rms) 以内で推定されている。したがってエイジが 0 のパラメータでは、1 m (rms) よりよくなる。1 日 1 回のデータアップロードによって、エフェメリスと衛星時計パラメータに起因する距離誤差の推定値 (rms)

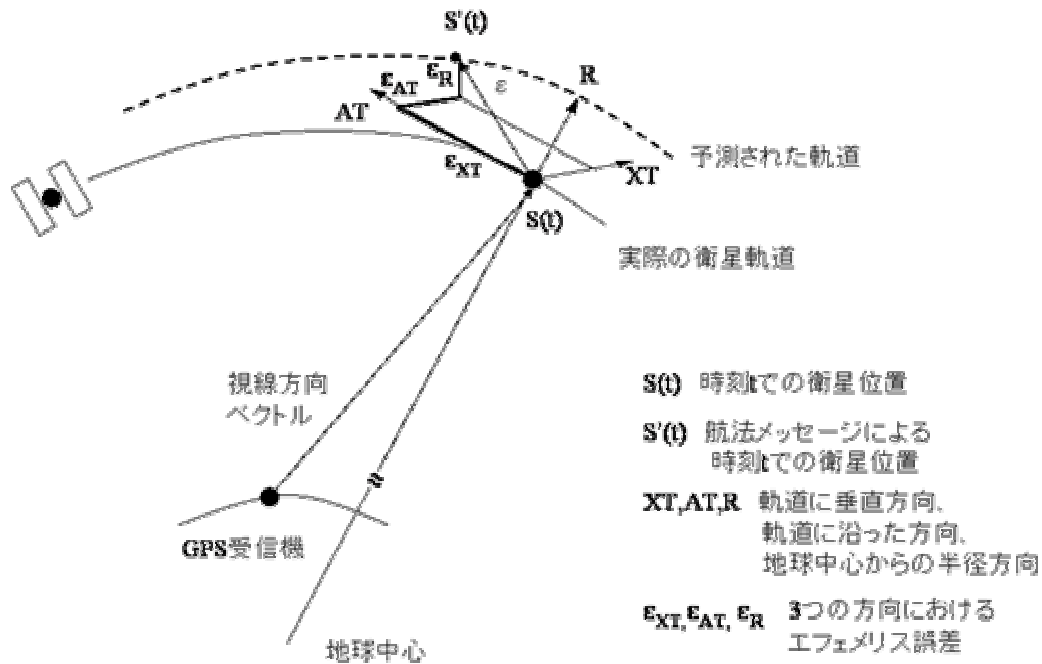


図2. 2 エフェメリスの誤差要素。軌道に沿った方向、クロスした方向、半径方向。半径方向が距離測定値における主要な誤差要因となる。軌道に沿った方向と直行した方向の寄与は小さい。

は各 1.5 m 程度である（1日を超える3次元エフェメリス誤差は、通常 3-5m (rms) である）。制御局は放送しているパラメータ値と可能な最良の現在の推定値を比較することにより、パラメータの誤差が大きくなることを監視している。もし衛星の推定距離誤差が、あるしきい値を超えると、臨時のデータアップロードが計画される（しきい値は 1997 年に 8m から 5m に変更された）。新たな発議が航法パラメータによる誤差を更に減少させることになる。

Block IIR と IIF 衛星は長期間にわたり制御局と通信しなくても、自動航法モードで動作する能力を持っている。自動航法モードでは、衛星間の相互リンクによる距離測定値が、自身の衛星に搭載されている計算機に保存されたエフェメリスを補正するために使用されている。Block IIF 衛星は、制御局との通信なしで 60 日間、衛星時計とエフェメリス誤差を 3m 以下に抑えるように計画されている。ここで、自動航法モードで推定されない UT1 の変化と極運動による誤差は考慮してない。通常モードの運用では、IIF 衛星は UHF 帯の通信ですべての衛星にエフェメリスと衛星時計のデータをアップロードすることによってデータ更新間隔を 3 時間以下に制限している。

2. 3 信号伝搬モデリングによる誤差

2. 3. 1 信号の屈折、波の伝搬、分散性媒質

GPS 信号は衛星から受信機まで伝搬してくる間に通過する媒体による影響を受けている。伝搬距離は約 20,000 km（頭上に存在する場合）から約 26,000 km（地平線上に存在する場合）に及ぶ。信号が伝搬する経路の最後の 5%以外は真空の自由空間とみなされるため、信号の伝搬速度は電磁氣的に良く知られているように光速の $c=299,792,458$ m/s として与えられる。信号が地球表面に近づくにつれて、約 1,000 km の高度で、信号は電離された大気すなわち電離層に遭遇する。その後、約 40 km の高度で、信号は対流圏と呼ばれる電氣的に中性な大気に遭遇する。

大気は電波信号の伝搬速度（速度や方向）を変化させる。この現象は屈折（refraction）と呼ばれる。伝搬速度の変化は GPS 衛星からの基本的な測定値である信号伝搬時間を変化させる。

ある媒質における屈折率（refractive index） n は媒体中の伝搬速度 v に対する、真空中の伝搬速度 c との比として定義される。

$$n = \frac{c}{v} \quad (2. 1 0)$$

実際に、電離層と対流圏は一様には分布しておらず、屈折率は信号の進路に沿って変化する。信号速度の変化は信号の伝搬時間を変化させる。ゆえに、式（2. 1）から計算される衛星までの距離も変化する。ある媒体において屈折率が変化することは信号の経路を曲げる結果となり（スネルの法則）、よって幾何学的な直線よりも長い距離を伝搬することになる。しかしながら、この曲がった経路に沿った伝搬時間は直線の経路よりも短い時間となる（フェルマーの定理）。実際には極めて低仰角の場合を除いて、信号が曲がることによる影響は非常に小さく、信号進路として直線を仮定できる。

信号の伝搬経路に沿った屈折率のプロファイルを与えた場合、伝搬時間はつぎのようになる。

$$\tau = \frac{1}{c} \int_{\text{Satellite}}^{\text{Receiver}} n(l) dl \quad (2. 1 1)$$

ここで、積分は信号経路に沿っているとし、 $n(l)$ は媒体中の屈折率を表している。本節の残りでは、簡単のため、積分区間として受信機を R 、衛星を S として使用する。もしくは積分区間の制限を無視する。屈折による信号伝搬の遅延は、

$$\Delta\tau = \frac{1}{c} \int_S^R [n(l) - 1] dl \quad (2. 1 2)$$

第2章 GPSによる測定値

と書ける。また等価的に、経路長が増加する分として、

$$\Delta\rho = \int_S^R [n(l)-1] dl \quad (2. 1 3)$$

とも書ける。もし、ある媒体における屈折率が信号の周波数に依存しているならば、その媒体は分散性があると言う。例えば、ガラスのプリズムは可視光に対して分散性があり、空気中の水滴もまたそうである。Lバンド帯の電波信号においては、電離層は分散性があり、対流圏はそうではない。

GPS 信号が電離層と対流圏を通過する際の余分な伝搬時間を決めるために、伝搬経路に沿った屈折率を決める必要がある。最初に、波の伝搬と電離層を通過する GPS 信号の伝搬に関して重要な現象であるコード・搬送波間ダイバージェンス (code-carrier divergence) について吟味する。

x 軸上を動く単一の正弦波を考える。

$$s(x,t) = s_0 \cos(\omega t - kx + \phi_0) \quad (2. 1 4)$$

ここで、 s_0 は波の振幅、 ω は角周波数、 t は時間、 k は波数と呼ばれている。そして ϕ_0 は位相のオフセットである。下記に示したものは、波動パラメータ (ω 、 k 、周波数 f 、周期 T 、波長 λ) の基本的な関係である。

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi/T \\ k &= 2\pi/\lambda \\ T &= 1/f = 2\pi/\omega \end{aligned}$$

式 (2. 1 4) に戻って、 t または x を変化させると波の位相 ($\omega t - kx + \phi_0$) も変化することになる。位相は ($\omega t - kx$) が一定ならば一定となる。例えば、もし以下の等式が成り立つと、

$$x = \frac{\omega}{k} t = v_p t$$

ここで、 v_p は波の位相速度である。(実際、正確な言い方は、位相の速さであり、速度はベクトルに関係した呼び方である。)

$$v_p = \lambda \cdot f = \frac{\lambda}{T} = \frac{\omega}{k}$$

式 (2. 1 4) は、次のように書き直すことができる。

$$s(x,t) = s_0 \cos[(\omega t - x/v_p) + \phi_0] \quad (2. 1 5)$$

波が動くとき、正弦波全体のパターンが速度 v_p で x 軸方向に動く。波の山の間の距離は波長 λ である。波の山の部分が固定観測点を通過する頻度は周波数 f であり、 $f = v_p/\lambda$ である。

分散性媒体を通過する変調された信号の伝搬について以下で説明する。振幅変調された簡単な信号 (AM) を考えてみる。

$$s(t) = \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \quad (2.16)$$

ここで ω_c は搬送波周波数、 ω_m は変調周波数であり $\omega_m \ll \omega_c$ が成立している。信号は図 2.3 (a) に示されている [GPS/SPS の信号の場合、 ω_c は搬送波周波数 (1.5 GHz)、 ω_m はチップレート (1 MHz) を表している]。この信号を選択する理由は、式 (2.16) を書き直すために、以下のような簡単な三角関数の公式を使用するとき明らかにになる。

$$s(t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

式 (2.16) に示される振幅変調された信号は、単純にわずかに異なる周波数の 2 つの正弦波信号の平均である。ここで分散性媒体をこの信号が通過する場合を考えると、それぞれの正弦波信号は少し異なる速度で媒体中を伝搬することになる。周波数 ω_c に相当する波数を k とすると、 $(\omega_c + \omega_m)$ と $(\omega_c - \omega_m)$ は $(k + \Delta k)$ と $(k - \Delta k)$ に相当する波数となる。

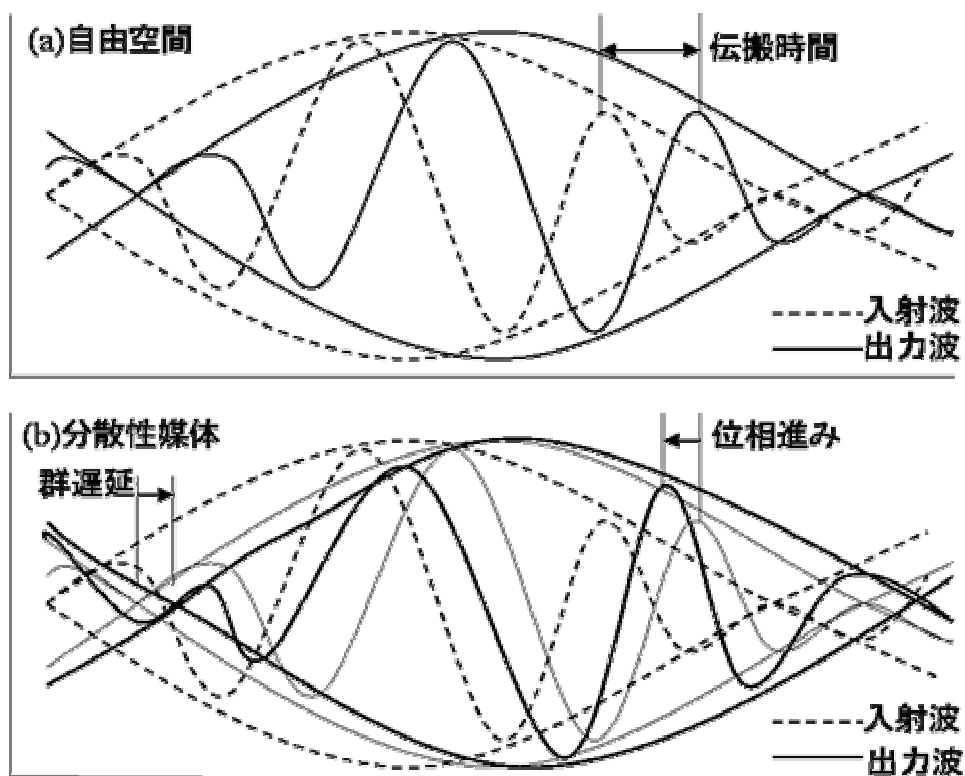


図 2.3 変調信号の伝搬:(a)自由空間、(b)分散性媒質(搬送波位相は進み、変調信号は遅れる)

2つの周波数成分をもつ波が、分散性媒体中を距離 x だけ伝搬すると次のようになる。

$$s(x,t) = \frac{1}{2} [\cos((\omega_c + \omega_m)t - (k + \Delta k)x) + \cos((\omega_c - \omega_m)t - (k - \Delta k)x)]$$

のようになる。さらに、簡単な三角関数の公式によって、

$$\begin{aligned} s(x,t) &= \cos(\omega_m t - \Delta k \cdot x) \cos(\omega_c t - kx) \\ &= \cos \omega_m \left(t - \left(\frac{\Delta k}{\omega_m} \right) x \right) \cos \omega_c \left(t - \frac{k}{\omega_c} x \right) \end{aligned}$$

のようになる。 ω_m を小さくすると、 $\Delta k / \omega_m$ は限りなく極限 $dk/d\omega$ に近づく。そして

$$s(x,t) = \cos \omega_m \left(t - \frac{dk}{d\omega} x \right) \cos \omega_c \left(t - \frac{k}{\omega_c} x \right) \quad (2.17)$$

になる。式 (2.17) は重要な結果である。分散性媒質中で、搬送波信号と変調された信号は異なる速度で伝搬している。搬送波信号 (周波数 ω_c) は位相速度で伝搬し、

$$v_p = \frac{\omega_c}{k}$$

変調された信号である $\cos(\omega_m t)$ は群速度で伝搬する。

$$v_g = \frac{d\omega}{dk}$$

ここで偏微分は $\omega = \omega_c$ で評価されている。式 (2.17) は、

$$s(x,t) = \cos \omega_m \left(t - \frac{x}{v_g} \right) \cos \omega_c \left(t - \frac{x}{v_p} \right) \quad (2.18)$$

と書き直せる。

まず、 $v_p = v_g$ となる自由空間の場合を考え、同じ速度で伝搬する、わずかに異なる周波数 ($\omega_c + \omega_m$) と ($\omega_c - \omega_m$) の二つの波の重ね合わせを想定する。 x を固定し、 t の関数として図 2.3 (a) に示されている結果は、ゆっくり振動する強さ (または振幅変調) を伴ったビート信号もしくは波である。言い換えると、その波の周波数は、2つの周波数の平均値であり、 ω_c となる。そしてその波は、2つの周波数の差である周波数 ω_m の強さで振動する。搬送波成分の最大及び最小値をつなぎあわせたような包絡線が存在し、両者は、同じ速度で伝搬する。

次に、わずかに異なる周波数の 2 つの波が、わずかに異なる速度で分散性媒体中を伝搬する場合を考える。違いは、搬送波と異なった速度で伝搬する振幅変調した信号を持っていることである。図 2.3 (b) は x を固定し、 t の関数として、式 (2.18) をプロットしたものである。それぞれの波が伝搬するとき、波に乗っている包絡線はよりゆっくり

伝搬することになる $v_g \ll v_p$ 。重要な点は、GPS 信号の搬送波位相と変調信号の測定値との関係である。図 2. 3 (b) に示されるように、図 2. 3 (a) と比較して、搬送波位相はより短く測定され、コード位相はより長く測定されることになる。この現象はコード・搬送波ダイバージェンスと呼ばれている。

本章のはじめで、媒体の屈折率は、 $n=c/v$ と定義された。分散性媒質では位相速度と群速度は異なり、屈折率は次のようになる。

$$n_p = \frac{c}{v_p} \quad \text{and} \quad n_g = \frac{c}{v_g}$$

この屈折率の定義から示される、次の関係式を導くことができる。導出は省略する。

$$n_g = n_p + f \frac{dn_p}{df} \quad (2. 19)$$

電離層を通過する GPS 信号の搬送波信号と変調信号を吟味するときに、以下においてこの関係を使用する。

2. 3. 2 電離層遅延

地球上、約 50 km から約 1, 000 km までの高さに広がっている電離層は、電離された気体（自由電子とイオン）の存在する領域である。電離は太陽放射によって引き起こされ、電離層の状態は主として太陽の活動の強さによって決まる。電離層は、異なる高度に存在するいくつかの層（D、E、F1、F2 と呼ばれる）により構成されており、各々の層は異なる割合で自由電子の生成や消滅が起こっている。電子密度のピーク（ 1m^3 あたりの電子数）は高度 250 km から 400 km の範囲（F2 層）で起こっている。

電離層の物理的な性質は昼と夜の間で大きく変化する。太陽が昇ってくると、紫外線は気体分子（主に、高い高度では水素分子やヘリウム、それより低いところでは酸素分子や窒素分子）をイオンや自由電子に分離しはじめる。ローカルタイムで午後 2 時頃のピークに至るまで、電子密度は上昇し、その後減少しはじめる。夜には、それ以上の電離は起こらず、イオンや電子は互いに再結合し、自由電子数は減少する。電子密度は昼と夜とでは 1 桁か 2 桁の大きさの違いで変化する。また季節や太陽の 11 年周期によっても大きな変化が見られる（現在の太陽活動周期は 1995 年に始まっており、2000 年にピークになることが予想されていた）。日ごとに、太陽活動と地磁気擾乱に依存してかなりの変動が見られることもある。また、予測できない短期間の影響や局所的な異常（電離層擾乱の伝搬）も存在する。この節では、GPS 信号における電離層伝搬の影響の概要を示す。

電離層内における無線信号の伝搬速度は、その経路における総電子数（total electron

content:TECと呼ばれている)に依存している。総電子数とは、受信機から衛星まで伸びている 1m^2 の断面積を持つチューブの中の電子数を全て足したもののことである。

$$TEC = \int_S^R n_e(l) dl \quad (2.20)$$

ここで、 $n_e(l)$ は信号経路上で変化する電子密度のことであり、積分は衛星から受信機までの信号経路に沿って行われる。電離層を通過する経路の長さは天頂方向において最も短くなり、ゆえに、TECは鉛直方向(TECV)において最も少ない。前節において、電離層の状態に触れた時は、TECVのことを指していた。TECは、 1m^2 当たり 10^{16} 個の電子数として定義されるTECユニット(TECU)を単位として測定される。TECVは、通常1TECUから150TECUの間で変化している。ある場所と時間を特定して観測すると、鉛直方向のTECは、月平均値から20–25%変動する可能性がある。現在の電離層モデルは、TECの日々の変化を適切に表現しているとは言いがたい。

電離層は一般的に穏やかな領域では予測できる範囲でふるまうが、赤道や磁極付近では変動することがある。最も大きい電離層遅延が起こる地域は、磁気赤道から±20度以内である。太陽フレアとそれによって引き起こされる電磁的な嵐は、特に極地域において非常に大きく、速い電子密度の変化を引き起こし、搬送波位相における急激な変動(シンチレーションと呼ばれている)やGPS信号の振幅における急激な変動(フェーディングと呼ばれている)を引き起こしている。この現象は、中緯度においても稀に見られるが、極地域や赤道地域において、連続して信号を追跡することを困難にしている。

位相の進みと群遅延

電離された気体は電波にとっては分散性媒質である。周波数 f の無線電波における屈折率は(1次近似で)、

$$n_p \approx 1 - \frac{40.3n_e}{f^2} \quad (2.21)$$

である。ここで、前に述べたように、 n_p は位相の屈折率、 n_e は電子密度である。実際の屈折率は1をわずかに下回る値(L1帯の周波数の場合は約0.99998)であり、電離層におけるGPS搬送波の位相速度は、真空中の光速を越え、精密な位置を求める場合にはかなり影響を受けることになる。屈折率の式より、電離層を信号が伝搬するとき、その信号によって受ける余分な位相遅延量 $\Delta\tau_p$ (秒)を計算することができる。

$$\begin{aligned}\Delta\tau_p &= \frac{1}{c} \int_S^R (n_p(l) - 1) dl \\ &= -\frac{1}{c} \int \frac{40.3n_e(l)}{f^2} dl \quad (2.22) \\ &= -\frac{40.3 \cdot TEC}{cf^2}\end{aligned}$$

位相遅延量は負の値であり、すなわち、位相は進んでいる。位相の進み具合は信号経路における電子数に直接比例している。式(2.9)で I_ϕ として示した位相遅延量(m)は

$$I_\phi = c \cdot \Delta\tau_p = -\frac{40.3n_e}{f^2} \quad (2.23)$$

式(2.19)から、群屈折率と群遅延量(m)を

$$\begin{aligned}n_g &= 1 + \frac{40.3n_e}{f^2} \\ I_\rho &= \frac{40.3 \cdot TEC}{f^2} \quad (2.24)\end{aligned}$$

と決定することができる。式(2.6)の擬似距離測定値と式(2.9)の搬送波位相測定値における電離層遅延量の項は大きさが等しく符号が反対である。

$$I_\rho = -I_\phi = \frac{40.3 \cdot TEC}{f^2} \quad (2.25)$$

後節では、簡単に電離層による群遅延量を I 、位相遅延を $-I$ として表現する。

傾斜係数

簡単のために電離層幾何モデルは、地球をとりまく薄い殻であると考えられる(図2.4)。電離層を通過する信号経路の長さは上空の衛星の位置により変化し、衛星の仰角が低いほど経路長が長くなりTECも大きくなる。横方向の自由電子密度の勾配がないと仮定すると、鉛直方向のTECにおいて、信号経路に沿ったTECの簡単かつコンパクトな性質と、より長い経路を説明するための乗数を得ることができる。その乗数は、傾斜係数(obliquity factor)と呼ばれている。分かりやすく衛星の位置を示すため、仰角 E と天頂角 ζ を使用する。

電離層の殻の平均的な高度、または平均電離層高度(h_f)は通常300–400kmの範囲内である。電離層貫通点(Ionospheric pierce point:IP)は高度 h_f での球形の殻と衛星への視線方向線との交点として定義される。薄い電離層の殻を通る経路長に関して、天頂角 ζ でのTECに対するTECVは

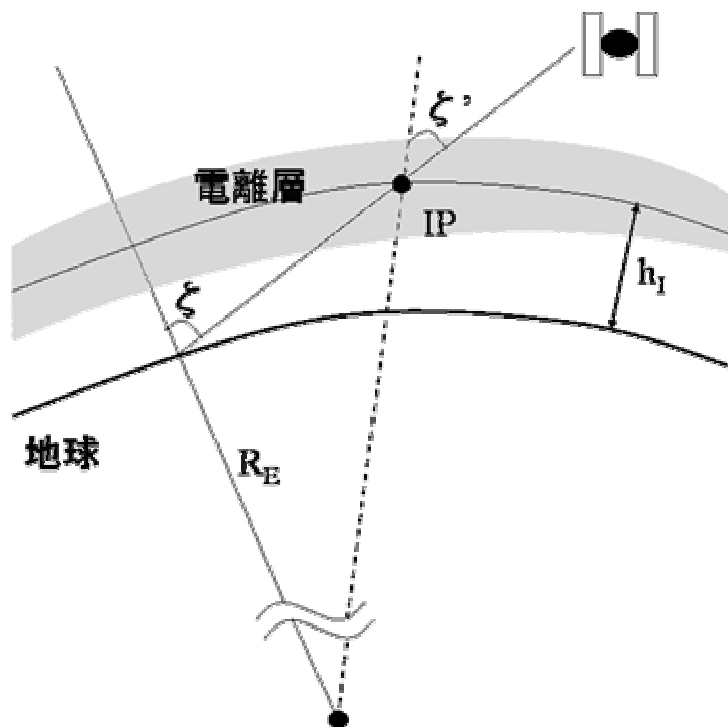


図2. 4 電離層を通過する信号経路長の増加。増加した経路長は、天頂方向の遅延量に乗じる乗数で説明される。その乗数は傾斜係数と呼ばれる

$$TEC(\zeta) = \frac{1}{\cos \zeta'} \cdot TECV \quad (2. 26)$$

と関係付けられる。ここで、 ζ と ζ' は利用者の位置と電離層貫通点における衛星の天頂角である。 $(\cos \zeta')^{-1}$ の項は傾斜係数と定義され、利用者の場所での衛星の天頂角に関して次のように書くことができる。図2. 4から正弦法則を利用し、

$$\frac{\sin \zeta}{(R_E + h_I)} = \frac{\sin \zeta'}{R_E} \quad (2. 27)$$

を得る。ここで R_E は地球の平均半径である。天頂角 ζ に対する電離層の傾斜係数は

$$OF_I(\zeta) = \left[1 - \left(\frac{R_E \sin \zeta}{R_E + h_I} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (2. 28)$$

となる。 OF_I の値は天頂方向で1、仰角5度前後で3をとり、その範囲内で変化する。式(2. 26)における関係は式(2. 23)と式(2. 24)に従って、GPS信号における群遅延量に直接変換することができる。天頂角の関数として電離層遅延量を $I(\zeta)$ とすると

$$\text{ionospheric delay}(\zeta) = \text{zenith delay} \times \text{obliquity factor}(\zeta)$$

$$I(\zeta) = I_z \cdot OF_I(\zeta)$$

天頂方向の電離層遅延量 I_z は典型的に中緯度において、夜で 1–3 m、正午で 5–15 m 変化する。天頂方向での遅延量は太陽周期のピークにおいて、赤道付近で 36 m を観測したことがある（現在の太陽活動は以前の 2 回のピーク時と比較するとややおとなしくなっている）。

以上までで、電離層を通過する電波伝搬の議論を次のように要約することができる。

- ・ 搬送波とコードで変調された信号は電離層内を通過中は異なる速度で伝搬する。コード位相は遅れ、搬送波位相はコード位相が遅れた分だけ進む。言い換えると、電離層による屈折はコード位相を長く測定してしまい、搬送波位相を同じ量だけ短く測定してしまうことになる。
- ・ 位相の進みと群遅延量は信号の伝搬経路に沿った TEC の量に比例する。
- ・ 電離層を通過する信号の経路長は、衛星の仰角に依存し、傾斜係数と呼ばれる値を利用して考慮されている。

2 周波測定値による電離層遅延量の推定

L1 と L2 の 2 周波用 GPS 受信機を装備した利用者は、測定値より電離層のグループ遅延量と位相の進みを推定することができ、本質的に測距誤差の原因となっている電離層遅延量を除去することができる。式 (2. 6) の擬似距離測定値を再度書き直す。ここで L1 と L2 の測定値を区別するために補足表記を用いている。

$$\rho_q = r + c[\delta t_u - \delta t^s] + I_q + T + \varepsilon_{\rho_q}$$

q は L1 または L2 である。電離層効果に関連していない項を 1 つにまとめ、電離層遅延量が搬送波周波数の 2 乗に反比例して変化することをモデル化すると上記の式を以下のように簡略化することができる。

$$\rho_q = \rho^* + \frac{A}{f_q^2} \quad (2. 29)$$

ここで、 ρ_{L1} と ρ_{L2} はそれぞれ L1 と L2 の擬似距離測定値であり、 f_{L1} と f_{L2} は対応する搬送波周波数である。 ρ^* は電離層フリー擬似距離 (ionosphere-free pseudorange) で、すなわち電離層の影響がない場合の擬似距離測定値である。また、未知の変数 A は $A=40.3\text{TEC}$ としている。2 周波による測定値である式 (2. 29) は ρ^* および A に関して解くことが可能である。例えば、L1 の電離層による群遅延量は以下のようになり

$$I_{L1} = \frac{A}{f_{L1}^2} = \frac{f_{L1}^2}{(f_{L1}^2 - f_{L2}^2)}(\rho_{L2} - \rho_{L1}) \quad (2.30)$$

また、電離層フリーの擬似距離測定値は以下のようなになる。

$$\begin{aligned} \rho^* &= \frac{f_{L1}^2}{(f_{L1}^2 - f_{L2}^2)}\rho_{L1} - \frac{f_{L2}^2}{(f_{L1}^2 - f_{L2}^2)}\rho_{L2} \quad (2.31) \\ &= 2.546\rho_{L1} - 1.546\rho_{L2} \end{aligned}$$

式(2.31)の電離層フリーの測定値に関して2つの注意点がある。1つ目は、衛星時計、衛星位置および対流圏による誤差は全て ρ_{L1} と ρ_{L2} の測定値の中に残っている。2つ目は、電離層による影響の除去は確かに成し遂げられるが、そのかわり、電離層フリーの擬似距離はL1とL2で測定された擬似距離より著しく雑音が多く含まれてしまうことである。もしL1とL2のマルチパスと受信機雑音を無相関で同じ分散値を持つものとしてモデル化すると、電離層フリーの擬似距離に含まれる雑音は

$$\sqrt{2.546^2 + 1.546^2} \approx 3$$

となり、 ρ_{L1} や ρ_{L2} における雑音より約3倍の大きさとなる。実際には、無相関性の仮定は妥当であるが、L2の測定値に含まれる雑音は現在のSPS受信機にとってやや大きい値を示している。

式(2.30)に従ってL1-L2の擬似距離測定値に基づいた電離層遅延量の推定値は、図2.5に示される。その推定には多くの雑音が含まれているように見えるが、前に述べたとおりの結果といえる。式(2.30)による電離層遅延量の推定値は個々の擬似距離測定値より約2倍の大きさの雑音が含まれている。それは良いトレードオフであると言える。深刻なバイアスを取り除くことができる一方、そのプロセスにおいて付加雑音が加算されることになる。

搬送波位相測定値は非常に雑音が小さく、それらの測定値に基づいて電離層での位相の進み具合を推定することを試すことができる。式(2.9)の搬送波位相測定値を再度書き直す。ここで、L1とL2の測定値を区別するために補足表記を用いている。

$$\phi_q = \lambda_q^{-1}[r - I_q + T_q] + f_q(\delta t_u - \delta t^s) + N_q + \varepsilon_{\phi_q} \quad (2.32)$$

式(2.30)と式(2.31)に類似した式が、電離層フリーの搬送波位相測定に対しても書くことができる。ただし整数不定性を含んでいる。L1における位相の進みは

$$I_{L1} = \frac{f_{L2}^2}{(f_{L1}^2 - f_{L2}^2)}[\lambda_{L1}(\phi_{L1} - N_{L1}) - \lambda_{L2}(\phi_{L2} - N_{L2})] \quad (2.33)$$

と表される。

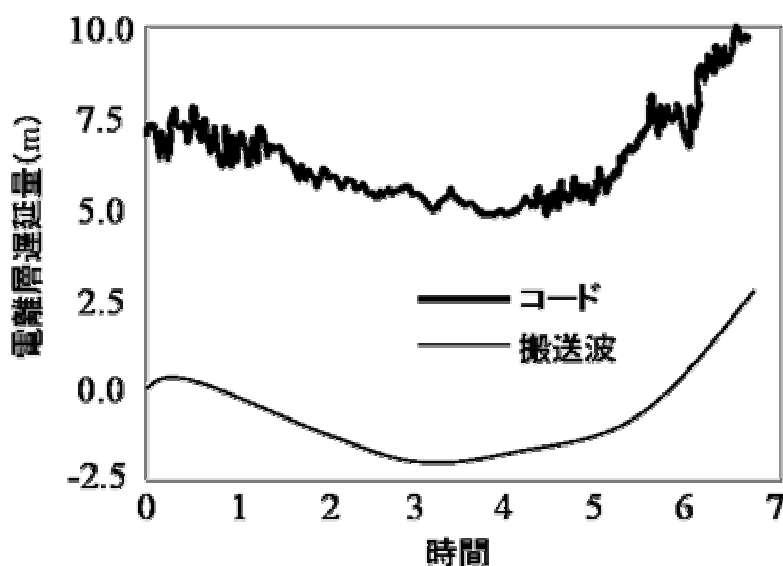


図 2.5 L1 帯と L2 帯の両方におけるコードと搬送波位相測定値から得られた L1 帯の電離層遅延量の推定値。コードによるものは雑音が大きく、搬送波によるものは、雑音は小さいが、バイアスが残っている。搬送波位相が追尾されている限り、電離層遅延量における変化量は非常に正確に測定される

式 (2. 30) のコード位相に基づいた電離層遅延量の推定値は、あいまいさはないが雑音が多く含まれる。式 (2. 33) の搬送波位相測定値に基づいた電離層遅延量の推定値は正確であるが、整数不定性分が含まれる。

N_{L1} と N_{L2} は、容易に推定できないことを以前に述べた。したがって、式 (2. 33) のポイントは何かを考える。連続的な搬送波位相追尾が維持されている限り、 N_{L1} と N_{L2} は変化しない。よってリアルタイムで測位間の電離層遅延量の変化分を推定するために式 (2. 33) を利用することができる。そのような変化はデファレンシャル遅延 (differential delay) と呼ばれており、式 (2. 33) から得られるその推定値は cm レベルの良い精度である。式 (2. 30) から得られた電離層での群遅延量に相当する推定値と比較するために、図 2. 5 にデファレンシャル遅延の推定値をプロットしている。雑音の大きいコード位相に基づいた電離層遅延量の推定値はデファレンシャル遅延の搬送波位相に基づいた推定値によってスムーズにすることができる。この基本的な技術は 2. 7 項で取り上げられる。結果的に得られるスムージングされた電離層遅延量の推定値は、仰角が 30 度以上の衛星に対しては一般的に 10 cm 以内の精度を保っていることが知られている。ここで、2 周波測定値の使用が衛星の L1 - L2 間のデファレンシャル遅延の残差を考慮する必要があることに注意しなければならない。

2周波によるGPS測定値は、大気物理学者にとって電離層を研究するための強力な道具となっている。実は、2周波の信号を備えたトランジットは最初の衛星航法システムであり、電離層の状態を観測するためのものであった。GPSはトランジットを大きく上回る改良点を提供している。全世界規模でリアルタイムにTECをマップ化し、かつ擾乱の多い地方を予測、識別する能力は、短波通信設備、通信衛星および宇宙空間に存在する物体のレーダ追跡の分野で非常に役に立っている。

放送モデル

L1の測定値のみしか利用できない受信機は、経験的なモデルを元に電離層遅延量を計算している。そのモデルのためのパラメータ値は衛星から放送されている。このモデルは、その開発者[Klobuchar (1996)]に敬意を表してクロバチャーモデルと呼ばれ、昼間において半余弦関数、夜間を一定値として天頂方向の遅延量を表している(図2.6)。地方時 t における天頂方向の電離層遅延量の推定値 \hat{I}_z は次のように与えられる。

$$\frac{\hat{I}_z}{c} = \begin{cases} A_1 + A_2 \cos\left(\frac{2\pi(t - A_3)}{A_4}\right), & \text{if } |t - A_3| < A_4/4 \\ A_1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.34)$$

ここで、

A_1 : 夜間の天頂方向の遅延量 (5×10^9 秒で固定)

A_2 : 昼間の余弦関数の振幅

A_3 : 余弦関数のピーク時の時刻 (50,400秒もしくは14時で固定)

A_4 : 余弦関数の期間 (72,000秒以上)

パラメータ A_2 と A_4 の値は、多項式関数の4つの係数を決定する観点から、各衛星によって放送される航法メッセージで指定されている(サブフレーム4、ページ18)。8つの係数の集合は、異なる季節や太陽の活動レベルに関連するような約370個の係数セットの中から主制御局によって選択される。電離層遅延量は放送パラメータ (A_2 と A_4) 値、利用者の緯度、経度、衛星の仰角や方位角、地方時刻から決定される。天頂方向の遅延量と傾斜係数の計算方法は、GPSのICD (Interface Control Document) [ICD-GPS-200C]に示されている。

クロバチャーモデルは経験的なデータに基づいて作成されているが、利用できる(最大8個)パラメータ数の上での制約や、どのくらいの頻度で更新することができるか(おおよそ1日ごと)という制約が存在する。ここで2, 3の問題点を提示しておく。第1は、式(2.

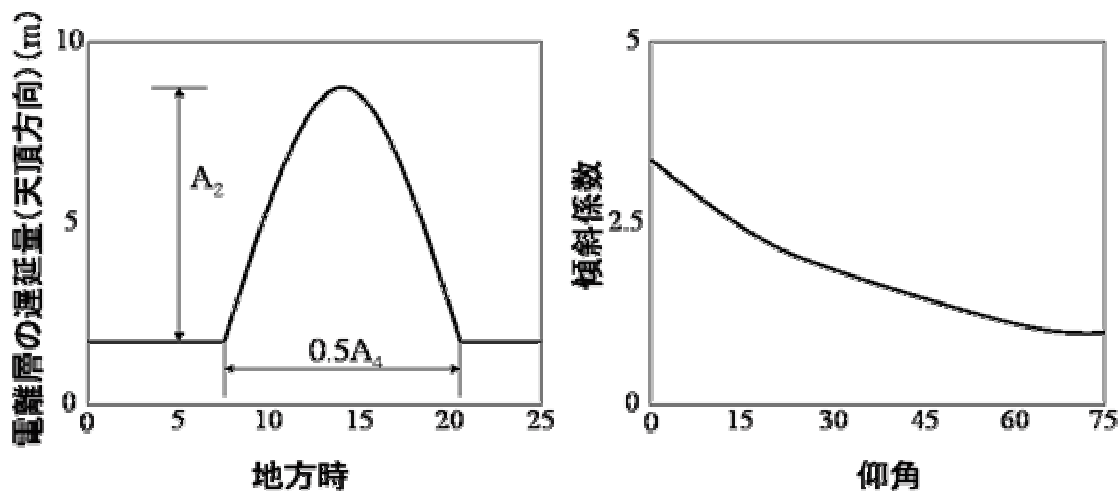


図 2. 6 Klobucharの電離層モデル。A₂とA₄の変数値は電離層の状態を反映するように制御局で決められ、衛星によって放送される

3 4) の時刻 t は電離層貫通点 (IP) における時刻であり、実際の電離層の活動は IP で起こっており、利用者の位置では起こっていない。第 2 に IP の位置は測地系における位置ではなく、地磁気の緯度で表現されている。なぜそのようなことをするのか。その理由は、地磁気の座標系が使用される時、モデルが経験的なデータによりよく適合しているからである (計算では磁北の測地学座標を使用する: N78.3 度、E291.0 度)。モデルでは全ての場所で電離層遅延量のピークが地方時 14 時に起こるように計算される。実際、地方時でのピークの時刻は、11 時から 17 時の間で変化しており、季節、緯度、太陽活動に依存している。放送モデルの傾斜係数は衛星仰角 E に関して

$$OF_1(E) = 1.0 + 16.0 \times (0.53 - E)^3 \quad (2. 35)$$

と表される。ここで、 E はセミサークル (半円) (1 セミサークル=180 度または π ラジアン) の単位である。この式は式 (2. 28) の近似である。単純化している動機は計算をより容易にすることである。1970 年代の初期マイクロプロセッサでは、受信機における計算量を低く保つことが最大の関心であった。

放送モデルは約 50% 程度、補正されていない電離層遅延量による測距誤差の rms 値の範囲を小さくすると考えられる。中緯度では、天頂方向の遅延として残る誤差は 1 日の間で 10m 以内であり、太陽活動が活発な時はそれよりもさらに悪くなる。

2. 3. 3 対流圏遅延量

GPS信号は乾燥空気（主としてN₂とO₂）および水蒸気から構成される地球大気の下層部分によっても屈折される。大部分の水蒸気は高度 4 km以下に存在し、水蒸気の全ては、海面から測定して高度約 12 km以下に存在している。しかしながら、乾燥空気は数 100 kmの高度で徐々に希薄になることがわかっている。気体質量の約 4 分の 3 は対流圏に存在し、赤道上で約 16 km、極付近で約 9 kmの高度まで広がっている。中性大気による全般的な影響は、ゆえに、対流圏効果と呼ばれている。

対流圏は電離層とは異なり、GPS 信号に対して分散性をもたない（つまり、屈折率は信号の周波数に依存しない）。大気による屈折率は海拔 0 メートル地点で ($n \approx 1.0003$) 1 よりわずかに大きい程度であり、対流圏上端ではより 1 に近くなる。対流圏中での GPS 信号の伝搬速度は、自由空間でのそれよりも低く、したがって衛星への距離は実際よりも長くなる。その値は衛星の仰角に依存しており、一般的に 2.5–25m である。位相と群速度は同じで、L1 と L2 の周波数帯におけるコード位相と搬送波位相測定値は、すべて共通の遅延を経験になる。この遅延量は GPS 測定値から推定することができないため、利用者は修正するため、モデルに頼らなければならない。2. 1 節の表記で $T_p = T_\phi$ となっている。ゆえにこれから後の項では、添字を落とし、単に T として対流圏遅延量を表す。しかしながら、この項では温度を示すために T を必要とするので、対流圏遅延量を \tilde{T} としておく。

信号によって生じる対流圏遅延量の範囲は、その経路に沿った気体の屈折率に依存する。気体の屈折率はその密度に依存しており、それは、乾燥大気の成分と水蒸気の成分を足した密度の合計として表現することができる。これらの密度は乾燥大気と水蒸気の圧力と温度の関数である。大気中の乾燥大気と水蒸気は、それぞれ R F 信号の伝搬に異なる影響を与えるので、別々にモデル化されている。乾燥大気の構成は緯度、季節および高度に依存しており、比較的安定している。しかしながら、対流圏中に含まれる水蒸気をモデル化することは非常に難しい。水蒸気の密度はローカルな天候に左右されやすく、また短い周期で変化する。幸運にもほとんどの対流圏遅延量（およそ 90%）は予測可能な乾燥大気によるものである。

乾燥大気と水蒸気による遅延量

簡便のため、屈折指数 (refractivity) を $N = (n-1) \times 10^6$ と定義し、大気中の乾燥大気と水蒸気の屈折率の和として表現する。

$$N = N_d + N_w \quad (2. 3 6)$$

ここで、 N_d と N_w は乾燥大気と水蒸気の屈折率と呼ばれ、式 (2. 1 3) から、対流圏の

屈折による経路長の増加分 (m) は次のように書くことができる。

$$\begin{aligned}\tilde{T} &= 10^{-6} \int N(l) dl = 10^{-6} \int [N_d(l) + N_w(l)] dl \\ &= \tilde{T}_d + \tilde{T}_w\end{aligned}\quad (2. 37)$$

ここで、 \tilde{T}_d と \tilde{T}_w は乾燥大気遅延量と水蒸気遅延量と呼ばれ、積分は信号経路に沿って行われる。電離層を通過する信号伝搬で想定したように、信号経路の屈曲を無視し、減少した信号速度による遅延量の増加にのみ注目する。

対流圏のモデルは、信号経路に沿った乾燥大気や水蒸気の屈折率を推定し、式 (2. 37) から全ての遅延について推定することを試みている。空気中の屈折率は、その温度と乾燥大気および水蒸気分圧に依存している。空気中の乾燥大気あるいは水蒸気による屈折率の近似式 (経験的に得られた係数を持つ) は単純で以下のとおりである。

$$\begin{aligned}N_d &= 77.64 \frac{P}{T} \\ N_w &= 3.73 \cdot 10^5 \frac{e}{T^2}\end{aligned}\quad (2. 38)$$

ここで、P は大気圧、e は水蒸気分圧である。単位はともにミリバールである。また、T は温度で単位はケルビンである。

信号の伝搬経路に沿った、圧力、温度、湿度の情報から、その経路に沿った屈折指数と対流圏の遅延量 (2. 37) を正確に決定することができる。それらの測定値は、気象観測気球 (ラジオゾンデ) を使用して、大気研究者によって、鉛直方向に対して得られる。GPS の利用者は、めったにそのような観測値を入手することはできない。それほど面倒でないアプローチとして、アンテナ位置で気象状態 (圧力、温度、湿度) を測定し、気体の法則あるいは経験的なモデルを使用して、信号の経路に沿った P、T、e を求める方法がある。GPS で非常に正確な測位を要求する研究者は、よく地上での気象条件を記録する。例えば、地殻変動を観測するネットワーク用 GPS 局では、各場所で気象測定装置を設置している。

しかしながら、ナビゲーション利用に際しては気象の測定は現実的ではない。実際、ほとんどの GPS 利用者は、利用者位置における緯度、高度およびその日の標準大気 (standard atmosphere) モデルから得られる平均的な気象状態に基づいて、対流圏の遅延量の推定を行っている (標準大気は基本的にある高度における気圧、温度、湿度の鉛直方向の値、またある平均的な条件に基づいた緯度および季節によるそれらの変数の変化に基づいている)。

次の2つのステップでGPS信号に対する対流圏遅延量の推定を試みる。

1. 乾燥空気 ($\tilde{T}_{z,d}$) および水蒸気 ($\tilde{T}_{z,w}$) による遅延量 (すなわち天頂方向からの信号に関連した遅延量) から天頂方向の遅延量 (\tilde{T}_z) の推定を試みる

$$\tilde{T}_z = \tilde{T}_{z,d} + \tilde{T}_{z,w}$$

2. 仰角 (E) (または天頂角 ζ) の関数として天頂方向の遅延量を特徴づけるための傾斜係数の定義を行う。大気物理学者は対流圏の傾斜係数をマッピング関数と呼ぶ。ここで、乾燥空気と水蒸気の要素に別々のマッピング関数、 m_d と m_w を導入した。単純なモデルでは、乾燥空気や水蒸気の大気特性における差を無視した共通のマッピング関数をよく使用する。

$$\tilde{T}_z(E) = \tilde{T}_{z,d} \cdot m_d(E) + \tilde{T}_{z,w} \cdot m_w(E)$$

対流圏モデルに不足はなく、モデルは高度方向の温度と水蒸気の変化に関する仮定において異なる。次に2つの単純なモデルを示す。マッピング関数においても不足はなく、下に3通りを示す。

対流圏モデル

ザースタモイアンモデル (Saastamoinen model) は、気体の法則に基づいており、高度による気圧、温度、湿度の変化に関する仮定を単純化することで導出される。乾燥空気や水蒸気に伴う遅延量は

$$\tilde{T}_{z,d} = 0.002277(1 + 0.0026 \cos 2\phi + 0.00028H)P_0 \quad (2. 39 a)$$

$$\tilde{T}_{z,w} = 0.002277\left(\frac{1255}{T_0} + 0.05\right)e_0 \quad (2. 39 b)$$

のように与えられる。ここで、 T_0 は温度 (K)、 P_0 は全圧、 e_0 は水蒸気分圧である (単位は両方ともミリバール)。これらは、実際の測定値もしくは標準大気モデルにより、アンテナ位置において決定される。 Φ は緯度で、 H はアンテナ海拔高である。このモデルは、ここでは無視されている修正項を付加することで改良されてきている。

ホップフィールドモデル (Hopfield model) は、広範囲の測定値に基づいて実験的に得られた地上と、地上高 h での乾燥空気の屈折指数の関係に基づいている。このモデルは、屈折指数プロファイルの4次モデルと呼ばれており、

$$N_d(h) = N_{d0} \left(1 - \frac{h}{h_d}\right)^4 \quad (2. 40)$$

である。ここで、 h はアンテナからの高さ、 N_{d0} は地上での乾燥空気の屈折指数である。ま

た、 h_d (およそ 43km) は乾燥空気の屈折指数が 0 であるアンテナからの高さとして定義されている。水蒸気の屈折指数のためのホップフィールドモデルは、確証の少ないモデルであるが、式 (2. 40) に似た関係を仮定している。

$$N_w(h) = N_{w0} \left(1 - \frac{h}{h_w}\right)^4$$

ここで、 N_{w0} は地上での水蒸気の屈折指数、 $h_w=12$ km である。式 (2. 37) から

$$\begin{aligned} \tilde{T} &= 10^{-6} \int [N_d(h) + N_w(h)] dh \\ &= \frac{10^{-6}}{5} [N_{d0} h_d + N_{w0} h_w] \\ &= \tilde{T}_{z,d} + \tilde{T}_{z,w} \end{aligned}$$

となり、式 (2. 38) から、乾燥空気および水蒸気の屈折指数は

$$\tilde{T}_{z,d} = 77.6 \cdot 10^{-6} \frac{P_0}{T_0} \frac{h_d}{5} \quad (2. 41 a)$$

$$\tilde{T}_{z,w} = 0.373 \frac{e_0}{T_0^2} \frac{h_w}{5} \quad (2. 41 b)$$

となる。

$\tilde{T}_{z,d}$ の値は海面で 2.3–2.6m であり、高度の増加に伴い低くなる。デンバーやコロラドなど、海拔が 1 マイル程度の高さの都市では約 2m、ヒマラヤ山脈の山頂で約 1 m である。 $\tilde{T}_{z,w}$ の値は 0–80 cm まで変動する (極地方で数 mm、砂漠で数 cm、熱帯地方で数 10 cm)。

天頂方向の乾燥空気の遅延量 ($\tilde{T}_{z,d}$) は、正確な地上での気圧測定値から数 mm の精度で予測することができる。水蒸気による遅延量は、信号の経路に沿った水蒸気の分布に依存しており、高度により変化する (水蒸気と乾燥空気の混合は、局所的な天候に依存する複雑なプロセスであり、この分布は非常に速く変化することが知られている)。地上での気象データに基づいた水蒸気による遅延量 ($\tilde{T}_{z,w}$) のモデルは、それほど正確ではなく、1–2 cm の誤差を含んでいる。実測ではなく平均的な気象状態の使用は、乾燥空気および水蒸気による遅延量の両方に対して、モデルによる誤差が含まれることになり、天頂方向で 5–10 cm 程度である。

マッピング関数

多くのマッピング関数 (または対流圏の傾斜係数) が提案されてきた。乾燥空気と水蒸気の構成要素の両方に対する最も単純なモデルは、 $1/\sin E$ である。このモデルは平坦な地球と対応しており、低い仰角の衛星 ($E < 15$ 度) に対しては不十分な近似である。より正確

なモデルの例は

$$m(E) = \frac{1}{\sqrt{1 - (\cos E / 1.001)^2}} \quad (2.42)$$

である。次に、乾燥空気と水蒸気による遅延量のための各マッピング関数の例を示す。

$$m_d(E) = \frac{1}{\sin E + \frac{0.00143}{\tan E + 0.0445}}$$

$$m_w(E) = \frac{1}{\sin E + \frac{0.00035}{\tan E + 0.017}}$$

さらに洗練されたマッピング関数は、連分数の省略形に基づいたものであり、

$$m_i(E) = \frac{1 + \frac{a_i}{1 + \frac{b_i}{1 + c_i}}}{\sin(E) + \frac{a_i}{\sin(E) + \frac{b_i}{\sin(E) + c_i}}} \quad (2.43)$$

となる。ここで、 $i=d$ または $i=w$ であり、異なるモデル中の係数 a_i 、 b_i 、 c_i は、その時の緯度、高度、地上での温度と気圧、年通算日を変数とする関数あるいは定数で経験的に決定される。

衛星仰角が低くなると傾斜係数は急激に増加する。低仰角では、典型的な値として30度で2、15度で4、10度で6、5度で10である。対流圏の傾斜係数は、電離層のそれより低仰角で非常に大きな値となる。この理由は、図2.4の中で示されているように、対応する経路長の比較からも明らかである。

平均的な気象条件に基づいた対流圏の天頂方向遅延推定における5–10 cmのモデル誤差は、仰角5度では0.5m–1 mの誤差になる。そのような誤差はメートルレベルのナビゲーションに対しては重大な問題とはならないが、センチメートルレベルの測位には大きな誤差となる。

大気科学者は、空気中の水蒸気の量を地球規模でマップ化し、天気予報や気候変化におけるその役割を評価するためにGPS測定値の使用を検討している。空気中に含まれる水蒸気の分布量は、ラジオゾンデを使用して相当な費用をかけて測定されている。米国気象局は、実際にこの目的のために1日に2回アメリカの約80の場所からラジオゾンデを打ち上げている。GPS測定値は水蒸気量の分布量を与えることができないが、GPSステーション

によるネットワークは、リアルタイムで広いエリアにわたって全水蒸気の含有量の推定値を連続的に提供することができる。しかしながら、リアルタイムに要求される精度で、天頂方向の水蒸気による遅延量を推定するために、GPS 測定値における他の誤差（衛星軌道暦と時計、電離層遅延量、対流圏の乾燥空気による遅延量、マルチパスと受信機雑音）を全て正確に推定することは困難な課題である。

電離層や対流圏を通過する GPS 信号の伝搬の主な特徴は、表 2. 1 に要約されている。

表 2. 1 GPS 信号の伝搬に関する電離層と対流圏の特徴

	電離層	対流圏
変動性	高い（日、季節そして太陽サイクル、太陽フレア）	低い（水蒸気成分によるのみ大きく変動。ただし全体の10%未満）
天頂方向の遅延量	数 m から数十 m	2.3m－2.6m（海面）
傾斜係数	仰角 30 度：1.8 仰角 15 度：2.5 仰角 5 度：3	仰角 30 度：2 仰角 15 度：4 仰角 5 度：10
天頂方向のモデリング誤差	1－10m またはそれ以上	5－10cm（気象データなしで）
GPS 電波による分散性	あり（2 周波測定によって測定可能）	なし

2. 4 測定値の誤差

これまで論議されてきた擬似距離測定値における誤差は、コードと搬送波位相測定値に共通のものであり（電離層遅延量の符号が反対であることを除く）、信号と受信機的设计に依存していない。ここでは実際に信号電力、信号コードの構成、受信機とアンテナの設計に依存する誤差について述べる。

本節では、受信機がどのくらい正確に、アンテナに到達する GPS 信号のコードと搬送波位相を測定できるかについて述べる。ここで測定の精度と確度との区別をしなければならない。精度と確度はしばしば同義語として用いられ、本書で、その使用についてあまり注意を払っていない。実際、それらは異なる意味を持っている。確度とは真値との関係において評価されるものである。また、特に厳密に論じなければ、精度とは単に測定の分解能

第2章 GPSによる測定値

または細かさを表したものである。測定値または観測値は、非常に精度が高くても完全に間違っている可能性もあるということである。

以下に、二つの誤差の原因を考察する。一つ目は、本質的に信号を乱す受信機雑音で、コードあるいは搬送波位相の測定の分解能に影響するものである。二つ目は、マルチパスで、これは実際に測定されている位相を変化させるような干渉信号を導くものである。

2.4.1 受信機雑音

コードと搬送波位相測定値は、受信機雑音と呼ばれるランダムな測定雑音によって影響を受けている。受信機雑音とは、信号に関係なく GPS の帯域において、アンテナで受信される電波による放射を全てカバーしている広い意味の言葉であり、アンテナ、増幅器、ケーブル、受信機からの雑音、マルチアクセス雑音（すなわち、他の GPS 信号からの干渉、補強システムからの GPS に類似した信号による干渉）、量子化雑音のことである。

受信機では完全に信号波形の変化を追うことはできず、例外なく遅延と歪みが存在する。いかなる干渉信号の存在しない場所においても、受信機は、GPS 信号とランダムに変動する雑音に加わった信号を見ることになる。最終的な結果として、信号の細かい構造は雑音によって、特に信号対雑音比が低いときは覆われる可能性がある。測定値の誤差は、受信機雑音に起因し、信号強度に応じて変化し、よって衛星仰角に応じても変化する。

概算で、1 サイクルの 0.5–1% の精度で、適当に強い正弦波信号の位相を測定することは、受信機技術にとっては困難なことではない。

2.4.2 マルチパス

マルチパスとは、二つ以上の経路を通してアンテナに到達する信号の現象のことである。典型的に、アンテナは直接の信号（視線方向）と周辺の建物や地表から反射される一つ以上の反射波を受信している（図 2.7）。反射信号は、たいてい直接信号よりも遅延しており、強度も弱まっている。これ以後のコードと搬送波位相測定値は、受信された信号を全て加算したものとする。マルチパスによる距離測定値誤差は、反射信号の強さと直接信号に対する反射信号の遅延に依存している。マルチパスは、コードと搬送波測定値の両方に影響するが、その誤差の大きさは著しく異なる。

マルチパスを防ぐ主要な方法は、反射物から離してアンテナを設置することであるが、それはいつも可能とは限らない。マルチパスの効果は、アンテナ設計段階において、いくつかのタイプの反射による寄与分を下げることによって軽減されうる（例えば、アンテナ

の下の地面からの寄与分)。その効果は、受信機における信号処理の段階においても軽減させることができる。いくつかの受信機メーカーは、自社独自の技術を開発し、実装してきた。

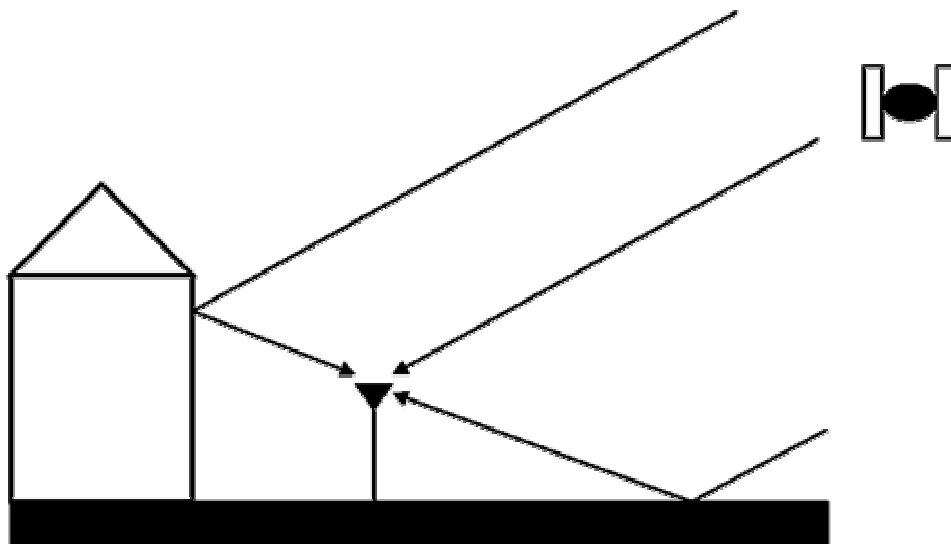


図 2. 7 マルチパス：信号が二つ以上の経路を通してアンテナに到達する。反射信号は、たいてい直接信号よりも遅延しており、強度も弱まっている。

実際にマルチパスを免れるための対策は、信号構造にも組み込まれている。1.5 チップ以上遅延してくる反射信号は、受信機の相関処理において自動的に抑制される。なぜなら C/A コードに対する自己相関は、1.5 チップ以上長い遅延に対してほぼ 0 だからである。そのような遅延は、C/A コードの場合、遅延経路長が約 500m で、P (Y) コード信号の場合は約 50m に相当する。高いチップレートを使用する恩恵の一つは、より優れた耐マルチパス特性である。1.5 チップ以下で遅延してくる反射信号による影響は、反射信号の遅延の大きさと振幅に依存している。

擬似距離測定値における典型的なマルチパス誤差は、1m (良い環境で) から 5m 以上 (反射が多い環境で) に及ぶことがある。一方、搬送波位相測定値のマルチパス誤差は、コードよりも 2 桁程度小さい値 (1-5cm) である。位相測定値の誤差が 1 周期以上悪くなりえないことは、周知の事実である。実際には、以下に示す通り、1/4 周期以上悪くなることはない。

簡単なモデルを考える。アンテナが二つの信号を受信する。すなわち直接波の信号と位相変動 $\Delta\phi$ と振幅減衰 α をもった反射波の信号である。

$$\text{received signal} = A\cos\phi + \alpha A\cos(\phi + \Delta\phi) \quad (2.44)$$

単調ではあるが、三角関数の関係式の応用によって、搬送波位相測定におけるマルチパス

誤差を決定することができる。

$$\delta\phi = \arctan\left(\frac{\sin\Delta\phi}{\alpha^{-1} + \cos\Delta\phi}\right) \quad (2.45)$$

$\alpha < 1$ の場合、 $\delta\phi = 90$ 度で最も誤差が大きくなる。言い換えると、搬送波位相測定値におけるマルチパス誤差は、もし反射信号の振幅が直接信号より小さいならば、1波長の1/4周期を越えることはない。

2.4.3 測定値の誤差モデル

受信機雑音とマルチパスによる測定誤差は、衛星仰角に依存している。すなわち衛星が低い仰角になってくると、受信される信号電力は減少しマルチパスは増加する。擬似距離測定値における上記の二つの誤差を含んだ効果は、衛星仰角の関数としてマルチパス環境の良い場所において分析されている。図2.8に2つのカテゴリーの受信機によるそれらの結果をまとめている。最初のタイプは標準（スタンダード）受信機と呼ばれている。2つ目のタイプは先進（アドバンスド）受信機と呼ばれているもので、ナローコリレータやチョークリングアンテナによって特徴づけられるものである。かなり仰角の低い衛星は、通常その利用価値よりも、誤差が大きいという不利な点を持つ。仰角を5度から7.5度でカットすることは、測定衛星数の減少と大きい誤差を持つ可能性との間のよいトレードオフを提供しているように思われる。

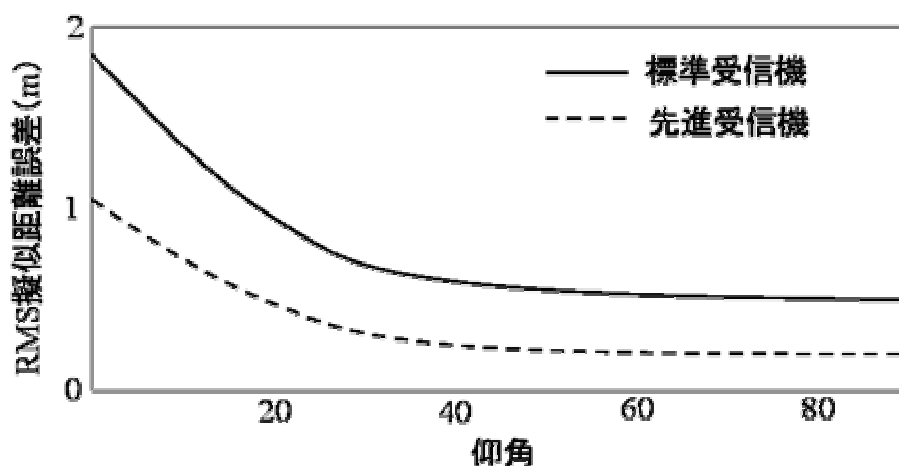


図2.8 2つのタイプの受信機による仰角に応じたコード位相測定値の誤差

おそらく実際の測定値は、図2.8の指標値よりもかなり悪くなる可能性がある。マルチパスを対処する特定の対策が施された高級な受信機では、このような良い結果を得ることが可能である。コンシューマ市場を意識して開発された受信機では、これらの値よりも

かなり悪くなる可能性がある。

2. 5 実測データによる測定値の誤差

さまざまな誤差の大きさと特徴を説明するために、L1 の擬似距離測定値における誤差成分の推定値を図 2. 9 に示す。測定値は 1997 年 3 月に取得されたもので、地方時で正午あたりに衛星が昇り始めてから、午後 4 時 30 分頃に沈むまでのものである。もっとも高い衛星の仰角は 38 度であった。誤差の推定において、一般の利用者では利用できない情報を活用している。例えば、精確なアンテナ位置は既知であり、受信機の時計バイアスとドリフトを外部のセシウム原子時計を使用することにより回避している。測定値は、L1 帯と L2 帯のコードと搬送波位相から成っている。

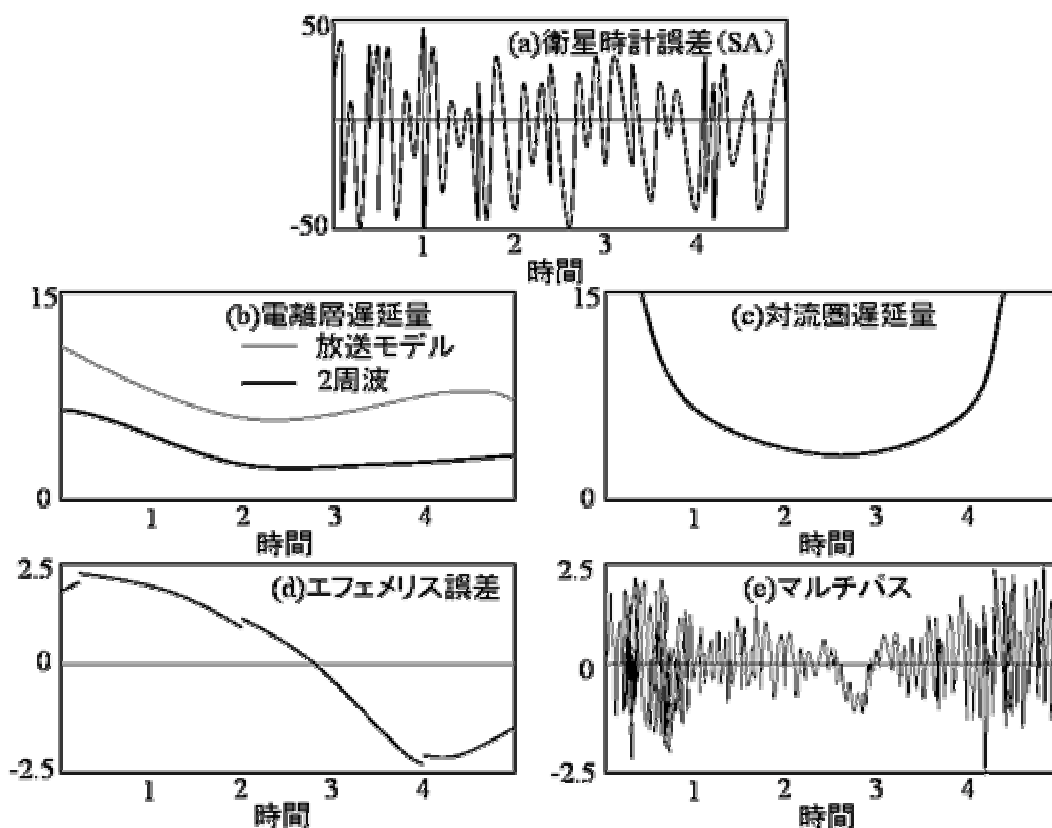


図 2. 9 異なる誤差要因による擬似距離測定値の誤差（衛星が昇ってから沈むまで、最大仰角は 38 度）。これらの測定値は SA が発動されていた 1997 年に取得された。

図 2. 9 (a) は、SA 発動時に SA が誤差の多くを占めていることを示している。測定値は、約 25m の標準偏差をもつ 0 平均のガウスマルコフ過程として SA のモデル誤差を使

用した場合に一致する。誤差の相関時間は約3分である（すなわち3分以上離して取得したデータの誤差は無相関に見えることになる）。

図2.9 (b) は、2周波による測定と放送モデルのパラメータから得られた電離層伝搬遅延量の推定値を示している。全体の衛星軌道に対する電離層遅延プロファイルは、二周波のコードと搬送波位相測定値から別々に推定された。コードに基づいた推定値は、搬送波位相測定値における整数不定性を決定するために効率的に用いられており、結果としてスムーズな推定値が示されている。先に示したように、コードと搬送波位相測定における電離層遅延量は符号が逆で大きさは等しい。簡単のため、遅延効果の大きさのみが示されている。電離層の活動は、日の出とともに上昇し、午後に入ってからすぐにピークに達する。この図におけるプロットは、1日でもっとも強い電離層活動の時間帯をカバーしているが、その遅延量は小さく5m未満であった。1997年は新しい太陽周期の始めにあたり、電離層の活動は相対的に静かであった。放送モデルは、電離層遅延量を大きく推定しすぎており、仰角に応じて3m-6mの誤差が見られる。伝搬遅延量が、衛星が沈むときの低仰角で大きく増加していないことは興味深い。その理由は単純で、衛星は太陽から離れて北東の方向に沈んだからである。

図2.9 (c) は、2つの異なったモデルを使用して推定された対流圏の遅延量を示している。最初のモデルはローカルな気象状況の値、すなわち、アンテナ位置で測定された気圧、気温、湿度を必要とした。2つ目のモデルは、New Brunswick 大学の UNB4 モデルによるもので、季節、緯度、高度で与えられる標準大気の定義に基づいて評価されたものである。2つのモデルが、実際に同一の結果を与えたことは興味深い。衛星の仰角による影響は明らかである。低仰角では、衛星からの信号はより長い対流圏を通過し、その遅延量は、高い仰角の衛星の場合よりもかなり大きくなることがある。その遅延量は、衛星が最も高仰角（38度）のときの約4mから、衛星が出没する低仰角（5度）の約15mまで変動している。もし衛星が頭上を通過したとき、遅延量は、約2.5mになるであろう。

図2.9 (d) は、放送暦における典型的な誤差の大きさを示している。放送暦は、米国家測地調査所（National Geodetic Survey:NGS）から得られた後処理後の放送暦の値と比較されている。擬似距離の誤差は、放送暦による位置誤差を視線方向に投影した場合の誤差として計算されている。誤差における不連続性は、2時間間隔で更新される放送暦のアップデートを意味する。観測された放送暦による誤差は2.5mを超えなかった。

図2.9 (e) は、測定値に含まれる残りの誤差、すなわち、マルチパスと受信機雑音による誤差を示している。アンテナは、マサチューセッツ工科大のリンカーン研究所の屋根の上に設置されており、比較的マルチパスの少ない環境である。その誤差は、低衛星仰角

を除いて 1m 以下であり、マルチパスの特徴である数分間の周期を持った準正弦波振動を示している。受信機は、マルチパス誤差を軽減するためのいかなる対策も講じていなかった。コード測定値は、マルチパス誤差をいくらか減少させるために搬送波位相測定値を用いて平滑化することができる。

図 2. 9 を示した目的は、誤差の大きさと性質に対する認識を簡単に提供することである。先に示したように、誤差はかなり変動しやすいものである。電離層遅延と対流圏遅延を補正しないと、測定値には、緩やかに変化するバイアスを含むことになる。SA とマルチパスの双方による誤差は数 10 秒間で高い自己相関を示す。受信機雑音は、1 エポックごとの測定で無相関であることが期待されるが、マルチパス誤差からそれを分離することができない。よって、マルチパス誤差と受信機雑音の合わさった影響は、雑音のように振る舞い、平滑化することによってある程度まで軽減することが可能である。

2. 6 コードと搬送波位相測定値の融合

搬送波位相測定値は、非常に正確に測定することが可能であるが、その測定値は、コードに基づいた擬似距離測定値と同じように衛星時計、軌道暦誤差、電離層や対流圏の屈折による誤差、そして受信時計バイアス等を含んでいる。搬送波位相測定値におけるマルチパスや受信機雑音による誤差は、センチメートルレベルであり、擬似距離による誤差の約 100 分の 1 である。一方では、整数不定性による余計な問題を持っている。

搬送波位相測定値の最大の可能性は、誤差をほとんど取り除くことができる相対測位において達成される。ここでは、単一の受信機の自立モードにおける単独測位に、精度は高いが一定のバイアスを含む搬送波位相測定値と、精度は低いバイアスを含まないコード測定値を組み合わせることによる利益について調査する。

2. 6. 1 1 周波測定値

搬送波位相が連続して追尾されている間、その搬送波位相測定値は、二つの測定エポック間で擬似距離の変化分を非常に正確であいまいさをもたない測定値として提供する。本項では、コードに基づいた擬似距離を滑らかにするために、このデルタ擬似距離の正確さをどのように利用するかについて吟味する。

これまで、搬送波位相測定値は、サイクルの単位で表してきた。コードと搬送波測定値を組み合わせる場合、コード位相測定値のように長さの単位で搬送波位相測定値を表わすことがより便利である。それぞれの測定値は、

$$\rho(t) = r(t) + c[\delta t_u(t) - \delta t^s(t - \tau)] + I(t) + T(t) + \varepsilon_\rho(t) \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \lambda\phi(t) \\ &= r(t) + c[\delta t_u(t) - \delta t^s(t - \tau)] - I(t) + T(t) + \lambda N + \varepsilon_\Phi(t) \end{aligned} \quad (2.47)$$

である。これらの両測定値は、同じ衛星と基準局からのものであり、簡単のために衛星の番号は省略している。ここで、おおまかに、シンプルかつエレガントな方法で、次のように定義できる。

$$\rho^*(t) = r(t) + c[\delta t_u(t) - \delta t^s(t - \tau)] + T(t)$$

ここで、 ρ^* は、電離層の遅延量を含まない形の測定値である。ここで、コードと搬送波位相測定値は、

$$\begin{aligned} \rho(t) &= \rho^*(t) + I(t) + \varepsilon_\rho(t) \\ \Phi(t) &= \rho^*(t) - I(t) + \lambda N + \varepsilon_\Phi(t) \end{aligned} \quad (2.48)$$

と書き直すことができる。

3つの未知数 (ρ^* , I , N) をもつ2つの式があり、明らかに表記上の簡便さは別として、今までのところ、何を得たかは明らかではない。図2.10は、二つの測定値の概念的な観点を示しており、コード測定値は雑音が多く、搬送位相測定値はアンビギュイティを持つことが示されている。アンビギュイティの観点において、初期値 $\Phi(t_0)$ を任意にゼロと設定した。

二つの測定値における、エポック t_{i-1} と t_i 間のコードと搬送位相測定値の変化量を見ると、

$$\begin{aligned} \Delta\rho(t_i) &= \rho(t_i) - \rho(t_{i-1}) = \Delta\rho^*(t_i) + \Delta I(t_i) + \Delta\varepsilon_\rho(t_i) \\ \Delta\Phi(t_i) &= \Phi(t_i) - \Phi(t_{i-1}) = \Delta\rho^*(t_i) - \Delta I(t_i) + \Delta\varepsilon_\Phi(t_i) \end{aligned} \quad (2.49)$$

のようになる。 $\Delta\rho^*$ は二つの測定間隔で、電離層フリーの擬似距離測定値の変化量である。同様に、 ΔI は電離層遅延の変化量であり、 $\Delta\varepsilon$ は誤差項における変化量である。どのようにしてこれらの測定値の有利な点（雑音が低い利点をもつ搬送波位相測定値とバイアスをもたない利点をもつコード測定値）を組み合わせるべきか？最初の式の雑音は、メートルレベルであり、2番目の式は、センチメートルレベルである。2つの式に適切に重み付けし、2つの未知数 $\Delta\rho^*(t_i)$ と $\Delta I(t_i)$ を解く方法がある。代案としては、もし測定エポック間隔が近いなら、非常に小さな値となる ΔI を無視することにより、 $\Delta\Phi^*(t_i)$ を正確な $\Delta\rho^*(t_i)$ の推定値として使用する。もし何らかの方法で $\rho(t_0)$ の正確な推定値を得られるならば、搬送波位相に基づいたデルタ擬似距離を使用して、擬似距離のプロファイルを構成することができる（図2.10）。

実際に $\rho(t_0)$ の推定値はエポックごとに利用でき、

$$\hat{\rho}(t_0)_i = \rho(t_i) - [\Phi(t_i) - \Phi(t_0)]$$

となる。これらの推定値を n エポックにわたって平均化することができる。

$$\bar{\rho}(t_0) = \frac{1}{n} \sum_i \hat{\rho}(t_0)_i$$

$\bar{\rho}(t_0)$ の推定値を得ることで、平滑化した擬似距離のプロファイルを再構築することができる。

$$\bar{\rho}(t_0)_i = \bar{\rho}(t_0) - [\Phi(t_i) - \Phi(t_0)] \quad (2.50)$$

コード測定値におけるキャリアスムージングは、最近の受信機では日常的に使用されており、地味な改善を提供している。100 秒間のスムージング（平滑化）の特性は、図 2.9 に示されており、マルチパス誤差のプロットを作るために使われた。

上記の考えの効率的な実施方法は、長さ M の再帰的フィルターを使用することである。

$$\begin{aligned} \bar{\rho}(t_i) &= \frac{1}{M} \rho(t_i) + \frac{M-1}{M} [\bar{\rho}(t_{i-1}) + (\Phi(t_i) - \Phi(t_{i-1}))] \\ \bar{\rho}(t_1) &= \rho(t_1) \end{aligned} \quad (2.51)$$

このフィルターは、コード測定よりも搬送波位相測定値により重みをつけている。式 (2.50) を導くにあたり、注意すべきことは、測定間の電離層のいかなる変化も無視していることである。そのような変化は、数秒間にわたって通常無視できるものであるが、その変化は、 M エポック間にわたって、スムージングされた結果には加味されていないことに注意すべきである。実際に式 (2.51) を利用した場合、この変化における 2 倍の効果を見ることになる。なぜならば、その変化は搬送波位相とコードにおいて、逆の方向だからである。本章の始めのほうで、コード・搬送波間ダイバージェンスについて述べた理由はこのためである。

上記のようなコード測定値のスムージングは、衛星時計や軌道暦、電離層そして対流圏による誤差を補正することができないことは既知である。受信機雑音とコードマルチパスを、フィルターの長さの範囲内でスムージングされることを期待している。

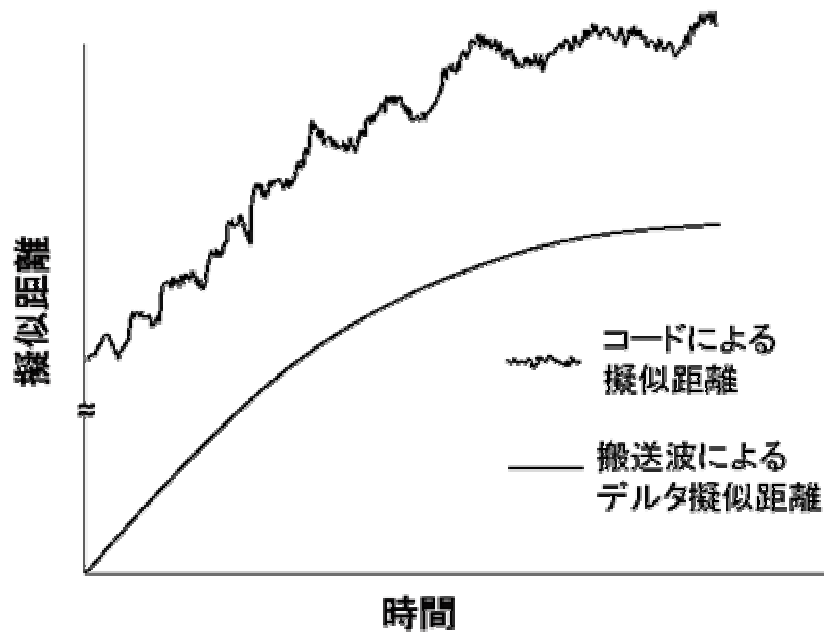


図2. 10 コードと搬送波位相測定値より計算される擬似距離の概念図。コードに基づいた擬似距離は雑音が大きいの。搬送波位相の推定値は、正確であるがあいまいである。よって、図のプロット開始点は0としている。搬送波位相測定値は、正確な擬似距離の変化量を与えるので、コードに基づいた擬似距離をスムーズにすることが可能である

2. 6. 2 2周波測定値

まず2周波のコードと搬送波位相測定値のための式(2. 28)を、L1かL2における測定値を区別するために $q(=L1 \text{ or } L2)$ を使用して記述する。L1での電離層遅延量はIとする。

$$\begin{aligned}
 \rho_{L1} &= \rho^* + I + \varepsilon_{\rho_{L1}} \\
 \rho_{L2} &= \rho^* + \left(\frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2}\right)I + \varepsilon_{\rho_{L2}} \\
 \Phi_{L1} &= \rho^* - I + \lambda_{L1}N_{L1} + \varepsilon_{\Phi_{L1}} \\
 \Phi_{L2} &= \rho^* - \left(\frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2}\right)I + \lambda_{L2}N_{L2} + \varepsilon_{\Phi_{L2}}
 \end{aligned}
 \tag{2. 52}$$

1エポックにおける測定値は、4つの未知数(ρ^* , I, N_{L1} , N_{L2})を含む4つの式を与える。もし測定誤差がない場合、準備は整っている。しかし実際は測定雑音のためのモデルを思い起こすと、 $\sigma(\varepsilon_{\rho_q}) \approx 1m$, $\sigma(\varepsilon_{\Phi_q}) \approx 1cm$ である。明らかに、擬似距離測定値は、整数値

を求めるには粗すぎる。一方、明るい側面として N_{L1} と N_{L2} は、搬送波が連続的に捕捉されている限り、エポック間では変化しない。新しいエポックは、4つの新しい測定値をもたらす、受信機が静止しているか動いているかに関わらず、2つの新しい未知数が導入される。

測定値を積み重ねて、連続的もしくはバッチ的に適切に、コードと搬送波位相測定値に重み付けを行う操作を進めていくと、整数不定性の推定値が収束していくことが期待される。一度整数不定性を決定すると、搬送波位相測定値から正確な距離を得ることができ、正確な位置を得ることができる。実際に精密測位の状況は、非常に扱いにくい問題を含んでいるが望みのないものではなく、特に第三番目の民間周波数（L5）を利用できるようになると期待がもてる。これらについては、後の章で述べる。

2. 7 誤差の低減：デファレンシャル GPS

GPS の基本的な測定値には、2. 1 節で述べたように、衛星までの距離の推定においてバイアスと雑音を含んでいる。バイアスの主要因は、GPS 時刻に対する受信機時計のオフセットである。残る誤差は次のとおりである。

- ・ 衛星自身の時計と軌道暦のモデル化における誤差
- ・ 電離層と対流圏の遅延モデルの誤差
- ・ マルチパスと受信機雑音によるコードと搬送波位相測定値における誤差

搬送波位相測定値は、整数不定性という付加的な問題を含んでいる。しかしながら、搬送波位相測定値におけるマルチパスや受信機雑音は、コードよりも 2 桁のオーダーで小さい。

一つの GPS 受信機により位置を決定する場合、唯一のオプションは、おそらく搬送波位相でスムージングされたコードを利用することである。SA が発動されていたとき、位置の精度は 10 メートルのオーダーであった。SA が停止されてから、GPS による水平および垂直誤差（95%）はそれぞれ 10m、15m である。更に高精度な測位を得るためには、測定誤差を更に減らさなければならない。これには、GPS の使用を単独測位から、次に述べるデファレンシャル GPS（DGPS）に形態を変える必要がある。

DGPS の基本的な概念は、衛星の時計、衛星軌道暦、大気伝搬による誤差が GPS 利用者から数 10km ないし数 100km まではほぼ同じであり、時間とともにかなりゆっくり変化するという事実を利用したものである。言い換えると、これらの誤差は時間的、空間的な相関を持っているということである。2つの利用者が互いに接近しており、測定エポックが近いほど、両者は同じような誤差となる。これらの誤差は、互いの距離が増すほど、また、測定エポックの差が増すほど相関が低くなると言われている。

第2章 GPSによる測定値

GPS受信機の位置が既知ならば、その誤差の総量は、衛星ごとに推定することができる。そしてGPS利用者が上述の範囲内で誤差推定値を利用できるならば、利用者は測定値にこれらの推定値を適用することができ、測定誤差を減少させ、測位された位置の質を改善されることになる。これがDGPSの基本概念である。このようなアプローチは、コードおよび搬送波位相測定値の両方に利用できる。ナビゲーションにおいては、そのような補正値がリアルタイムで利用されなければならない。実際、レテンシー (latency) と呼ばれる、いくらか遅延した補正値を受信して適用している。基準局からの距離が近く、レテンシーが短いほどデファレンシャル補正値の価値は高くなる。

SAが発動されていたときには、SPSユーザにとって、DGPSは非常に大きな測位精度の改善効果があった。SAが停止された現在では、改善効果は小さいものとなったものの、以前として重要な技術である。DGPSは、少しではあるが、PPSの性能も改善している。

2.2節から2.4節で議論された誤差要因について、デファレンシャルモードで、どのように誤差が低減されているのか振り返ってみる。これらの要因に起因する誤差の性質を再考するには、図2.9を参照することが有用である。表2.2は、これらの誤差とデファレンシャルモードによる誤差の低減についてまとめたものである。

- 衛星の時計誤差：衛星時計のモデリングによる誤差は小さく (rms で 2m 以下)、数時間にわたってゆっくり変化する。基準局と移動局間の距離に関する相関性はなく、これらの誤差は、デファレンシャルモードにおける1時間ごとの補正メッセージによりほぼ完全に除去できる[2000年5月2日以前は、SAによる時計のジッター誤差が最大で、DGPSにおいて重要な低減対象であった。最も変化の早い誤差では、5秒で1m以上の変化であった]。
- 衛星の軌道誤差：数分間にわたってゆっくり変化する小さな誤差である (rms で 2m 以下)。これによる正味の誤差は、エフェメリス誤差ベクトルにおける視線方向成分のみによるものである (図2.2参照)。デファレンシャル補正後に残る誤差は、利用者と基準局からの視線方向間の距離に依存している。GPS衛星は、約 20,000km 離れており、1つの衛星と 100km 離れた地上の2地点とがなす視線の角度は、わずか 0.3 度である。残りの距離誤差の保守的な限界は、 $\epsilon_R \leq d \cdot \delta r / r$ と与えられる。ここで、 r は衛星までの距離、 δr は衛星の放送エフェメリスによる誤差の大きさ、 d は2つの受信機の距離を示す。 $d=100\text{km}$ 、 $\delta r=10\text{m}$ のとき、補正誤差は 5cm 以下である。
- 電離層伝搬遅延：電離層伝搬遅延量は、信号が通過する経路上における総電子数 (TEC) に依存する。ここで、100km 離れた2つの受信機について考えると、送信された信号

GPS 測位によるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

が電離層を通過する地点の距離もまた約 100km 離れている。よって、デファレンシャル補正を行った後に残る誤差は、電離層内の空間的な TEC の変動に依存する。実際に、太陽活動や磁気嵐伝搬性擾乱を引き起こす磁気嵐により、電離層は、空間的にも時間的にもかなりの変化を見せる。衛星が天頂にあるときは、デファレンシャル補正を行った後に残る典型的な誤差は、2つの受信機の距離が 100km のときで 0.1–0.2m であるが、電離層が活発であると 1m 以上になることもある。

- ・ 対流圏伝搬遅延：対流圏伝搬遅延量は、信号経路に沿った大気密度の分布に依存している。2つの受信機が数 km 離れていれば、異なる天候状態による差に影響される可能性がある。水蒸気量の分布は、空間的にも時間的にもかなりの変化を示す。デファレンシャル補正を行った後に残る誤差は、たいてい仰角の低い衛星によるものが高くなる。2つの受信機が 10km 離れているとき、補正後に残る誤差は 0.1–0.2m である。さらに距離が離れていたり、利用者と基準局で高さが著しく異なったりする場合は、基準局と利用者の受信機において別々に、対流圏伝搬遅延量を修正した方が好ましい。仰角の低い衛星で残る誤差は、高度差 1m あたり 2–7mm である。
- ・ マルチパスと受信機雑音：これらの誤差は、基準局と利用者において相関をもたず、DGPS においても修正することはできない。実際、利用者は基準局で受けた誤差を引き継いでいる。したがって、基準局と利用者の受信機双方において、注意深い設置場所と機器の選択により、これらの誤差をできるだけ小さくすることが重要である。

表 2. 2 GPS 測位値における誤差の概要

(DGPS 測位における推定値は、ユーザ基準局間の基線長が数 10km 以内で遅延も数 10 秒以内であるという仮定に基づいている)

誤差要因	潜在的な誤差の大きさ	誤差の低減と残差
衛星時計のモデル	クロックモデリング誤差：2m (rms)	DGPS：0.0m
エフェメリス予測値	視線方向に沿ったエフェメリス予測値の誤差：2m (rms)	DGPS：0.1m
電離層遅延	コードと搬送波に対する効果は、大きさは同じで符号は反対である。コードは遅延するが、搬送波は同じ量だけ進む。天頂方向の遅延量は 2m から 10m 程度で、太陽活動やローカル時刻そして緯度	1 周波受信機で放送モデル使用：1-5m 2 周波受信機で電離層遅延量を補正（雑音はやや増

第 2 章 GPS による測定値

	に依存する。各衛星の仰角に応じた遅延量は天頂方向の遅延量に傾斜係数を掛けることで得られる。傾斜係数：1 天頂方向；1.8 仰角 30 度；3 仰角 5 度；	加)：1m (rms)、DGPS：0.2m (rms)
対流圏遅延	コードと搬送波は同じ量だけ遅延する。海面での天頂方向の遅延量はおおよそ 2.3m から 2.5m；高度が高くなるほど小さい。各衛星の仰角に応じた遅延量は天頂方向の遅延量に傾斜係数を掛けることで得られる。傾斜係数：1 天頂方向；2 仰角 30 度；4 仰角 15 度；10 仰角 5 度	統計的な気象条件に基づいたモデルを使用：0.1m から 1m、DGPS：0.2m (rms) + 高度方向の効果
マルチパス	マルチパス環境の良い条件で：コード：0.5-1m 搬送波位相：0.5-1cm	アンテナ間で相関はない。アンテナの設計や設置場所、受信機の設計、キャリアスムージングによって低減される
受信機雑音	コード：0.25-0.5m (rms) 搬送波位相：1-2mm (rms)	DGPS：0.1m (rms)

1990 年代に展開された DGPS のシステム設計は、測定誤差に大きくかつ速い周期の誤差をもたらす SA によって決まっていた。これらのシステムは、主として 5-10 秒ごとに、新しい測定値に関する補正值を計算している。補正メッセージの寿命を延ばすために、また、通信量を削減するために、基準局で測定された補正量とその変化率をエポックごとに送信している。SA が停止されてからは、補正の更新間隔は、5-10 秒から 1 分に変更され、また、そのメッセージから補正量の変化率を削ることが可能となった。

ローカル DGPS で共通する認識としては、基準局用受信機を測量されたサイトへ設置し、幾何学的な距離（衛星と基準局間）と擬似距離から測定された距離との差として、それぞれの衛星ごとの擬似距離誤差を計算する。このような補正量は、デファレンシャル補正值として、無線でローカルな覆域内に送信される。数 100km 以内の利用者は、自身の測定値にこの補正值を適用することで、メートル精度での測位が可能となる。

2. 8 2 章のまとめ

本章では、GPS 測定値やその誤差について調べた。GPS を最大限に活用する能力は、測

定値を乱す様々な誤差要因をいかに上手に理解するのかに依存している。

コードの測定値は、衛星までの擬似距離、すなわち共通のバイアスを持つ距離を提供する。搬送波位相の測定値は **ambiguity** という複雑な整数不定性を持つ距離情報を提供する。バイアスや **ambiguity** は別にして、両測定では共通の各種誤差の影響を受ける。これらの誤差の中で主要のものは、

- ・ 衛星位置と時計のバイアスによる誤差。時計技術と軌道予測アルゴリズムにおける安定性の改善や、主制御局による衛星配置のしっかりとしたコントロールにより、これらの誤差を 2–3m のレベルまで減少させている。これは驚くべき偉業である。
- ・ 電離層や対流圏を通過する信号伝搬遅延モデリング誤差。信号は媒体の性質によってわずかに異なる速度で地球の大気中を通過する。2 周波受信機は、電離層を通過する伝搬遅延を、ほぼ完全に排除することができるという利点を持つ。対流圏に対しては、そのような利点を持たない。ただし、対流圏遅延量の大部分を補正するためにモデルが使用されている。
- ・ 受信機の雑音やマルチパスによる誤差（すなわち、直接信号と一つ以上の反射波を受信するアンテナ）

である。衛星の位置や時計のバイアス、伝搬遅延による誤差は、空間的かつ時間的に高い相関をもっている。言い換えると、実質的に、これらの誤差は、10km 離れたところにいる 2 人の利用者において、お互いに数 10 秒以内の測定値であれば、同じような値となる。この観測は、誤差要因を低減するために、補正值によって GPS を補強する基本的な原理を提供している。多くの DGPS サービスは、現在メートルレベルの測位を世界規模で提供している。

参考文献

Pratap Misra and Per Enge, GLOBAL POSITIONING SYSTEM, Signals, Measurements, and Performance, Ganga-Jamuna Press, 2001.

第3章 GPSによる位置推定技術

本章では、GPSの基本的な利用である単独測位と、それに関連する技術について述べる。単独測位は全世界で宇宙空間から航空、海上、地上のどこでもほとんど瞬間的に現在位置を知ることのできる技術である。ただし、受信機の電源を入れた最初は、少しの待機時間を要する。単独測位の精度は30m程度であるが、中には10m以下の値を示しているものもある。人工衛星からの電波信号を利用するので、地中や海中では利用できない。

測位は、GPS衛星の軌道を記述しているWGS-84の座標系で計算される。よってWGS-84系の地球中心を元にした座標系で位置も求まる。この位置は所定の計算によって、緯度、経度、高度情報に変換することができる。もし日本国内の地図に測位ポイントをプロットする場合は、その地図に応じた局所座標系に変換する必要がある。

測位のときに副産物として正確な時刻も得られる。厳密にはこの時刻はGPS時であるが、整数秒の差を別にすれば、実質的には普通の時刻UTCと同じと考えてよい。受信機で時刻の出力端子を備えているものであれば、数 μ sの精度の時刻が容易に確保できる。

DGPSはGPSによる相対測位の一つであって、基本的には基準局と利用者で補正值を利用した単独測位を行うことにより、精度を向上させている。一般のGPS受信機で数mの精度が得られる。ここ数年では、高精度単独測位という技術が登場し、軌道精度が10cm程度のGPS衛星の位置を利用し、さらに電離層や対流圏の遅延量をより正確に推定することにより、単独測位でも数10cmの精度を得ることができる。ただしそのような精度の高い軌道情報をリアルタイムで一般の利用者が利用することは現在のところ困難である。

3. 1 単独測位計算の基礎

単独測位の計算は受信機で測定された擬似距離をもとにして行う。GPS衛星の位置は軌道情報から計算できるので既知である。座標系はWGS-84を使用する。観測地点の座標を (x_0, y_0, z_0) とし、衛星の位置を $(x_i, y_i, z_i) (i=1 \cdots k)$ とする。概略図を図 3. 1 に示す。衛星からの電波が地上に到達するまでに、約0.07秒かかり、その間に衛星は約280m移動するので、衛星の位置はこれを補正したものでなければならない。

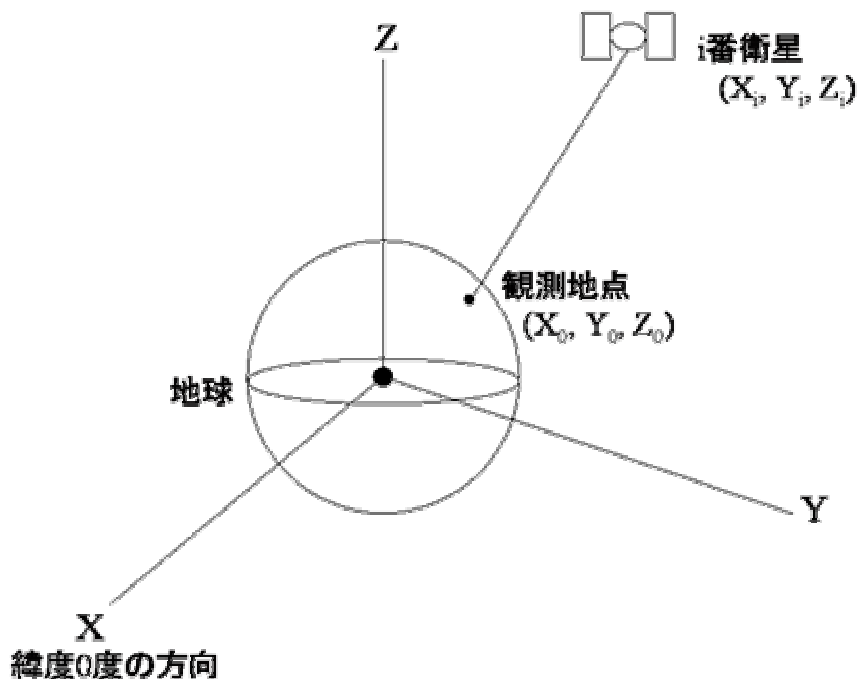


図 3. 1 観測地点および衛星の座標と擬似距離

実際の測位計算で使用する幾何学的な距離は、[信号発射時の衛星]と[信号受信時の受信機]との間の距離である。[信号受信時の衛星]と[信号受信時の受信機]との距離ではないことに注意する。このことを式で表すと以下ようになる。

$$\rho_i^j(t) = |X^j(t - \rho_i^j(t)/c) - X_i(t)|$$

$\rho_i^j(t)$ は受信機 i で時刻 t に受信された衛星の j の搬送波が伝搬した距離、 $X^j(t)$ は時刻 t の衛星位置、 $X_i(t)$ は観測点位置を示す。|| はベクトルの大きさを表す。この式は信号発射時の衛星位置と信号受信時の受信機位置との間の距離であることを表している。未知であるはずの ρ_i^j が右辺にあるので、一見、解けないように見えるが、逐次近似法を使えば解ける。すなわち ρ に適当な近似値を代入して上式から ρ を求め、その ρ を再度右辺に代入して新しい ρ を求めることを繰り返せばよい。数回の繰り返して ρ は収束して一定の値に落ちつく。 ρ にはおよそ 20,000km 以上 26,000km 未満という条件があるので、 ρ の初期値は

23,000kmあたりにすると収束が速い。上式を解くときには、任意の時刻における衛星位置が必要になる。これは、あらかじめ放送暦または精密暦から一定時間ごとの衛星の位置を表にしておき、それを適当に補間する。

観測する4衛星の時計は完全に同期していると仮定しているが、実際はそれぞれの衛星の時計にはかなりの違いがある。それは航法メッセージの中にある時計の補正係数によって修正される。3つの係数があるのは、それぞれ、定数項、時間経過の1次項、2次項である。これらの座標値と受信機によって測定された伝搬時間 τ および擬似距離 ρ_i とはピタゴラスの定理によって

$$\sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2} = c(\tau + \Delta\tau) = \rho_i + c\Delta\tau \quad (3.1)$$

の関係がある。 $\Delta\tau$ は受信機時計の誤差である。 $(x_i, y_i, z_i) (i=1 \dots k)$ は衛星 i 番目の衛星位置であることに注意する。この式で未知数は $x_0, y_0, z_0, \Delta\tau$ であるから、4衛星の観測値による4本の式からこれらの未知数を解くことができる。実際に連立方程式をそのまま解くことは困難である。そこで、観測地点の概略の位置は分かっているので、その推定値 (x_{00}, y_{00}, z_{00}) をもとに逐次計算によって解くことが行われる。同時に時計の修正項も試行値として $\delta\tau$ を与える。そうすると、

$$x_0 = x_{00} + \delta x, \quad y_0 = y_{00} + \delta y, \quad z_0 = z_{00} + \delta z$$

と書ける。ここで δx 等は修正値である。式 (3.1) を書き直して、

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2} - c\Delta\tau$$

とし、次の等式を利用すると

$$\begin{aligned} & \sqrt{(x_i - x_{00} - \delta x)^2 + (y_i - y_{00} - \delta y)^2 + (z_i - z_{00} - \delta z)^2} \\ & \approx \sqrt{(x_i - x_{00})^2 + (y_i - y_{00})^2 + (z_i - z_{00})^2} \\ & \quad - \frac{(x_i - x_{00})\delta x + (y_i - y_{00})\delta y + (z_i - z_{00})\delta z}{\sqrt{(x_i - x_{00})^2 + (y_i - y_{00})^2 + (z_i - z_{00})^2}} \\ \rho_i & = \rho_{i0} - \frac{(x_i - x_{00})\delta x + (y_i - y_{00})\delta y + (z_i - z_{00})\delta z}{\rho_{i0}} - c\Delta\tau \quad (3.2) \end{aligned}$$

となる。ここで、

$$\rho_{i0} = \sqrt{(x_i - x_{00})^2 + (y_i - y_{00})^2 + (z_i - z_{00})^2}$$

としている。式 (3.2) をさらに変形して

$$\rho_i - \rho_{i0} = \begin{bmatrix} -\frac{x_1 - x_{00}}{\rho_{10}}, -\frac{y_1 - y_{00}}{\rho_{10}}, -\frac{z_1 - z_{00}}{\rho_{10}}, 1 \\ -\frac{x_2 - x_{00}}{\rho_{20}}, -\frac{y_2 - y_{00}}{\rho_{20}}, -\frac{z_2 - z_{00}}{\rho_{20}}, 1 \\ \vdots \\ -\frac{x_k - x_{00}}{\rho_{k0}}, -\frac{y_k - y_{00}}{\rho_{k0}}, -\frac{z_k - z_{00}}{\rho_{k0}}, 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ c\Delta\tau \end{bmatrix} + \tilde{\varepsilon}_\rho^{(k)} \quad (3.3)$$

ここで、誤差項 $\tilde{\varepsilon}_\rho^{(k)}$ は、残差が合成された結果である。 $\tilde{\varepsilon}_\rho^{(k)}$ の標準偏差は、典型的にDGPSでは1m、単独測位では5m程度になる。ここでの残差とは、単独測位の場合、式(3.3)の擬似距離を生成する際に、衛星クロックオフセットとユーザが実際に可能な範囲で残りの誤差を補った後に残るもののことである。よって式(3.3)の左辺の擬似距離 ρ_i は、上記で述べたように、ユーザ側でできるだけ誤差を補った擬似距離が入ることになる。もし完全に真の擬似距離と真の衛星位置が与えられると、単独測位の解は1点になる。式(3.3)をさらに簡単化して書くと、

$$\delta\mathbf{p} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} \delta\mathbf{x} \\ c\Delta\tau \end{bmatrix} + \tilde{\varepsilon}_\rho \quad (3.4)$$

ここで、

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} -\frac{x_1 - x_{00}}{\rho_{10}}, -\frac{y_1 - y_{00}}{\rho_{10}}, -\frac{z_1 - z_{00}}{\rho_{10}}, 1 \\ -\frac{x_2 - x_{00}}{\rho_{20}}, -\frac{y_2 - y_{00}}{\rho_{20}}, -\frac{z_2 - z_{00}}{\rho_{20}}, 1 \\ \vdots \\ -\frac{x_k - x_{00}}{\rho_{k0}}, -\frac{y_k - y_{00}}{\rho_{k0}}, -\frac{z_k - z_{00}}{\rho_{k0}}, 1 \end{bmatrix}$$

は、ユーザの衛星配置を特徴づける ($K \times 4$) 行列であり、幾何行列と呼ばれる。

$K=4$ のとき、4個の未知数を持つ4本の方程式は直接解くことが可能である。もし、この方程式が線形従属な場合には問題を生じ、 \mathbf{G} の階数が不足する。これは例えば、ユーザ位置から見た全衛星の仰角が等しいときである。この場合、視線方向の単位ベクトルの先端は、同一平面内になり、階数が3になる。現在の29衛星以上のGPS衛星の配置で、このような状況はまれであり、しかもこの状況はすぐに変化する。

$K>4$ のとき、連立方程式は過剰決定となり、通常 \mathbf{G} は最大階数になる。この場合、測定値に最も適合する解が見つかる。よく使われるのは、最小二乗の基準であり、最適解は残差の二乗和を最小にするものとなる。最初の推定値の補正量の最小二乗解は、

$$\begin{bmatrix} \delta \mathbf{x} \\ c\Delta\tau \end{bmatrix} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \delta \mathbf{p} \quad (3.5)$$

と書くことができ、左辺の変化量分を初期値である (x_{00}, y_{00}, z_{00}) に足していくことになる。なお受信機時計の誤差項は足しこむことはせずに、毎回の計算結果そのものが時計の誤差項の結果となる。解は推定値の変化が十分小さくなるまで繰り返し計算される。位置の推定値は、たとえ初期値を0としたとしても、普通2~4回で収束する。

重要な点であるが、上記の計算でにおいて、全ての測定値は、同じ質であることが暗黙に仮定されており、これらは同列に扱われる。実際、この仮定はほとんどの場合に成立しない。例えば、通常低仰角の衛星は高仰角の衛星より誤差が大きい。同じ質でない測定値を扱うことは、そう難しいことではなく、測定値の残差に応じた重み付けをおこなえばよい。重みには衛星仰角が使われる場合が多い。

3.2 衛星位置の計算

前節の測位計算の前提となる衛星の位置計算は、航法メッセージの中にある軌道情報（放送暦）をもとにして行う。この放送暦はケプラー軌道要素というものであって、地上の制御部分で行われた軌道追跡データに基づく予報値である。軌道計算は受信機の中の計算機で行われている。ここでは、簡単に軌道計算について述べる。

航法メッセージで与えられる軌道情報（エフェメリス）はつぎのようなもの（次ページ）である。航法メッセージで与えられる数値の単位は、長さはm、時間はs、角度はラジアンとしている。それぞれ、数値の桁数、所要精度に応じて8ビットから32ビットのデータである。※で示したものが本来の軌道要素である。このうち、始めの3つが軌道面上での人工衛星の運動を決めるもので、 e と A が楕円の形を定義し、 M_0 がその上でのある瞬間の衛星の位置を定義する。後の3つの軌道要素 Ω_0, i_0, ω は、この軌道面の宇宙空間における向きを定義するものである。軌道長半径を平方根で与えるのは便宜的な理由によるもので、平均運動の計算で $A^{3/2}$ があることによる。

軌道情報にある沢山の補正係数は、いろいろな摂動によって、衛星の運動、楕円の形、軌道面の向きが、わずかながら時々刻々変化することを示している。摂動の原因はたくさんあり、地球の重力場の不均等、上層大気の抵抗、太陽の輻射圧、月、太陽の引力、惑星の引力などである。GPSのような高高度衛星では大気抵抗は比較的少ない。惑星の引力の寄与は、実際はごくわずかであるが、月、太陽の引力は、高高度衛星ではかなりの摂動を与える。太陽光の輻射圧力が、高低軌道ともかなりの影響を及ぼしている。これらの原因によって、GPS衛星の軌道は、長い間にだんだん変化するので、ときどき軌道修正エンジン

でもとにもどす操作を行うのである。

$IODE$	軌道要素のエポック
t_{oe}	軌道要素(<i>orbital elements</i>)の基準時刻
M_0	t_{oe} における平均近点離角(<i>mean anomaly</i>)*1
e	離心率(<i>eccentricity</i>)*2
\sqrt{A}	軌道長半径(<i>semi major axis</i>)の平方根*3
Ω_0	昇交点赤経(<i>right ascension of ascending node</i>)*4
i_0	軌道傾斜角(<i>inclination</i>)*5
ω	近地点引数(<i>argument of perigee</i>)*6
Ω_0'	昇交点赤経の摂動
Δ_n	平均運動の摂動
i'	軌道傾斜角の摂動
C_{uc}	赤経方向の変動補正項のコサインの係数
C_{us}	赤経方向の変動補正項のサインの係数
C_{rc}	軌道半径の変動補正項のコサインの係数
C_{rs}	軌道半径の変動補正項のサインの係数
C_{ic}	軌道傾斜角の変動補正項のコサインの係数
C_{is}	軌道傾斜角の変動補正項のサインの係数

上記の補正係数は、これらの摂動要因を理論的に計算したものではなくて、軌道追跡データから求めた軌道変動をまとめて数値化したものである。これからわかるように、本来の軌道要素 $M_0, e, A, \Omega_0, i_0, \omega$ だけで定義されるような衛星軌道は、時刻が t_{oe} の瞬間だけ正しいものであって、少し時間が経過するとそれからずれていく。このような軌道要素を接触軌道要素という。

軌道計算には、これら以外に、地心引力定数 μ 、

$$\mu = \text{万有引力定数} \times \text{地球質量} = 3.986005 \times 10^{14} \text{ m}^3 / \text{s}^2 (\text{WGS-84})$$

$$\Omega_e' = \text{地球時点速度} = 7.2921151467 \times 10^{-5} \text{ rad} / \text{s} (\text{WGS-84})$$

が定数として存在する。GPS衛星についての軌道要素の具体的な数値の概略は、

$$A = 26600 \text{ km}$$

$$i_0 = 55^\circ$$

$$e = 0.003$$

$$\Omega_0' = 0.6 \cdot 10^{-8} \text{ rad} / \text{s}$$

である。離心率が非常に小さいということは、ほとんど、円軌道であることを意味している。これら以外の数値は衛星ごとに異なる。

実際の任意の時刻におけるGPS衛星の位置計算については、ICD(Interface Control Document)-GPSと呼ばれる文書を参照されたい。またエフェメリスデータは各衛星とも約2時間で更新され、更新されてから時間の経過とともに信頼度が低下することが知られている。図3.2に衛星軌道誤差の実例を示す。図3.2の誤差はエフェメリスデータから計算した位置と、IGS(International GPS Service)という国際的機関が作成した精密軌道暦の衛星位置との差である。経過時間が2時間を過ぎたあたりから誤差が大きくなる様子がわかる。

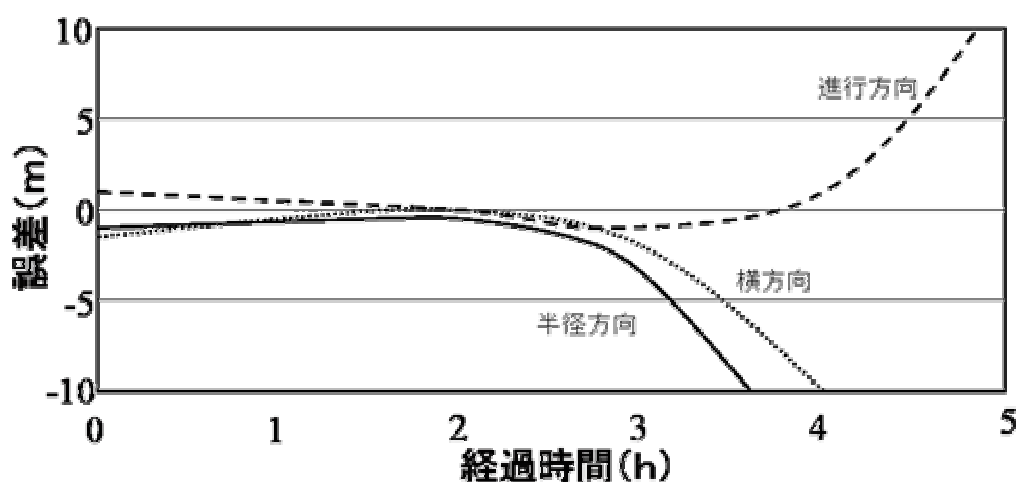


図3.2 衛星軌道誤差

エフェメリスと同じように航法メッセージで与えられる概略の軌道情報アルマナックは、全衛星のそれぞれについて、本来の軌道要素6つと基準時刻や昇交点赤経などが含まれている。衛星位置計算方法は、エフェメリスと同様であるが、補正項のほとんどは計算しない。アルマナックによる概略軌道計算の精度は、衛星の軌道位置にして、概ね、

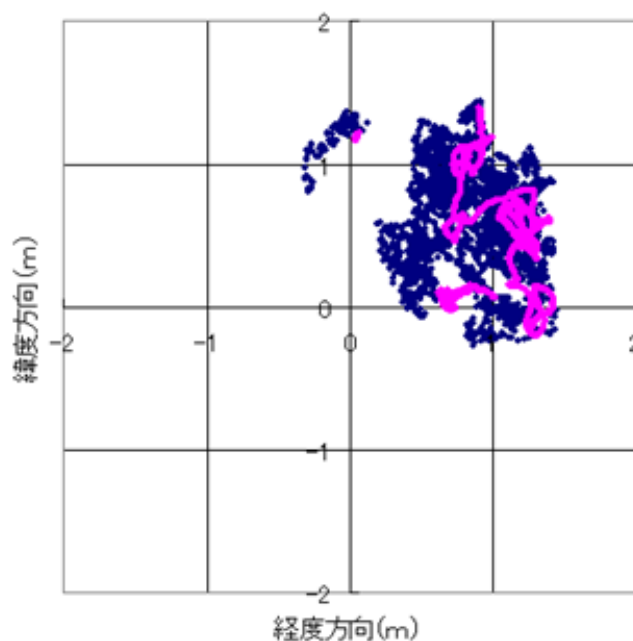
1日経過後	900m (1 σ)
1週間経過後	1200m (1 σ)
2週間経過後	3600m (1 σ)

である。3600mの精度では測位には全く使えないが、地上から見た衛星の方向の誤差としては40秒角以下(0.02度未満)であって、衛星の出没や可視状況を知るには十分である。

3.3 キャリアスムージング

すでに第2章のコード搬送波位相測定値の融合の節で、キャリアスムージングの方法について述べたが、ここでも概要を述べる。GPS開発の早い時期から、擬似距離の精度を高める

ために搬送波位相を利用することが試みられてきた。最近になって”Carrier Smoothing”という名で利用されている。この考え方は、擬似距離にくらべてはるかに精度の高い搬送波位相による距離測定値を用いて、精度の高い擬似距離を取得することに相当する。搬送波位相には大きな整数値バイアスが含まれている。そこで、ある時間の平均的な擬似距離の観測値に、同じ時間帯の搬送波を重ね合わせることで、近似的にバイアスを消去する。これにより、測位解のばらつきを大きく改善できる。ここで注意すべき点は、これによって単独測位精度が本質的に改良されるものではないことである。下の図 3. 3 にスムージングを行った場合と行っていない場合の単独測位結果を示す。水平方向と高度方向（真値は約100m）に分けて示す。場所は研究室屋上で約1時間（2004年10月21日）のデータを用いている。受信機は2周波のOEM3（ノバテル社製）である。青がスムージングなしの単独測位結果。赤がスムージングを100秒かけた場合の単独測位結果である。スムージングを行うことにより、非常にばらつきの少ない結果が得られる。しかし、バイアスを無理に擬似距離に合わせているため、もともとの擬似距離以上の確度は持ちようがない。この方式では単独測位において原理的に、衛星の軌道情報精度が限界を与えている。軌道情報や地球大気の影響が軽減されるDGPSでは、この方式はさらに有利である。ただし、電離層の影響は擬似距離と搬送波位相で反対に作用するため、あまり長い時間、この作用を無視してキャリアスムージング操作を行うと、かえって結果を悪くすることがあることに注意しなければならない。



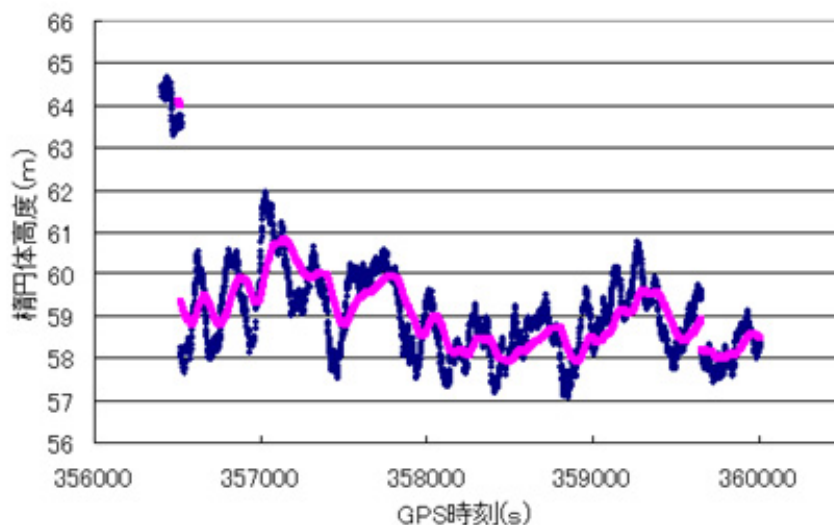


図3. 3 スムージングを行った場合と行っていない場合の単独測位結果（水平と高度）

3. 4 単独測位の精度と衛星配置による影響

単独測位の精度を支配する要因には次のようなものがある。

- ・ 衛星の軌道情報
- ・ 観測する衛星の天空における配置
- ・ 電離層、対流圏の影響の補正誤差
- ・ 受信機による擬似距離の測定誤差
- ・ 測位計算にともなういろいろな誤差

これらのうち、衛星配置による影響をここでは述べる。測位に使う衛星の天空における配置、あるいは分布がよくないと精度が劣化する。極端な例で4衛星が天空のほとんど同じ場所に集まってしまったとき、精度のよい測位ができなくなることは容易に理解できる。このときの大切な前提は、測定（単独測位では擬似距離測定）の精度が有限であって、1つ1つの擬似距離の誤差が最終結果にどのように伝搬するかという問題である。あり得ないことであるが、測定が絶対的に正確に行われるならば、衛星の配置は結果の精度に影響しない。

単純な2次元の例を以下に示す（図3. 4）。あるユーザが既にわかっている位置で、S1局とS2局からの距離を測定する。もし測定が完全であるならば、ユーザは半径としての距離を測定することにより、位置を正確に決定できる。この場合、その位置は、S1とS2を中心とする2つの円の交点となる。しかし、測定は完全ではなく、場合によっては $\pm \epsilon$ の不確かさがある。図3. 4では、2つの異なる配置で、この測定の不確かさが位置の不確かさに

どう変換されるかを示している。

図3. 4 (a)では、2局はユーザ位置から見て、鋭角に分かれている。図3. 4 (b)では、2局はユーザ位置から見て、90度に分かれている。この2つの場合、距離測定の質が同じであるのに、推定位置の質は明らかに同じではない。不確かさの領域は、影付きの部分であり、(b)に比べて(a)はかなり大きい。

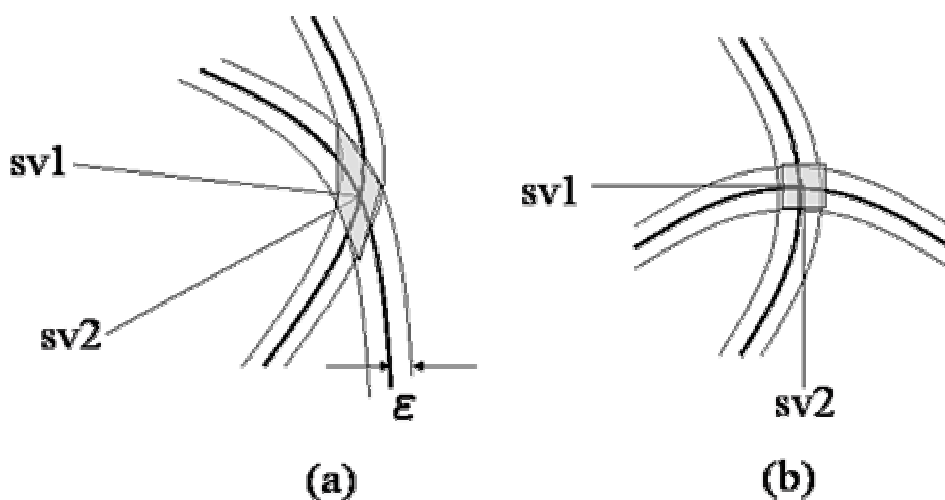


図3. 4 2次元位置推定の簡単な例。位置推定の質は擬似距離測定値の質と幾何に依存。

衛星の配置による精度への影響はDOPという数値で示される。この数値は、衛星の擬似距離に単位の誤差があったときに、測位結果に何倍になって現れるかを示すものである。この数値を利用するときは、したがって、各衛星それぞれの擬似距離の誤差は同一と考えなければならない。また、衛星の軌道そのものの誤差はDOPには含まれていない。衛星の位置は正確であると仮定した上での論議である。

測位の目的によって理想的な衛星配置がやや異なる。たとえば、水平位置の精度が欲しいときと、上下位置が大切な場合などである。そこで、

- ・ 幾何学的精度低下率GDOP (geometrical DOP)
- ・ 位置精度低下率PDOP (position DOP)
- ・ 水平精度低下率 (horizontal DOP)
- ・ 垂直精度低下率 (vertical DOP)
- ・ 時刻精度低下率 (time DOP)

などが定義されている。

実際に上記に挙げたDOP値を計算する方法を以下に述べる。式(3. 4)を以下のように書き換える。

$$\mathbf{A} \cdot \delta \mathbf{X} = \delta \mathbf{R} \quad (3.6)$$

この式は、まさに、擬似距離の誤差が最終結果にどのように伝搬するかということ表現しているものである。ここで、

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & \gamma_1 & 1 \\ \alpha_2 & \beta_2 & \gamma_2 & 1 \\ \alpha_3 & \beta_3 & \gamma_3 & 1 \\ \alpha_4 & \beta_4 & \gamma_4 & 1 \end{bmatrix} \quad \delta \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ c\delta\tau \end{bmatrix} \quad \delta \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \delta r_1 \\ \delta r_2 \\ \delta r_3 \\ \delta r_4 \end{bmatrix}$$

である。 $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i$ は観測地点から衛星方向への視線の方向余弦(の推定値)であることに注意する。式(3.6)から \mathbf{A} の逆行列を \mathbf{A}^{-1} として、

$$\delta \mathbf{X} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \delta \mathbf{R} \quad (3.7)$$

が得られ、 $\delta \mathbf{X}$ の分散は、

$$\text{Cov}(\delta \mathbf{X}) = \mathbf{A}^{-1} \cdot \text{Cov}(\delta \mathbf{R}) \cdot (\mathbf{A}^{-1})^T \quad (3.8)$$

である。各衛星の擬似距離の同一の誤差があつて、それらは相互に無相関であつたとき、 $\text{Cov}(\delta \mathbf{R})$ は単位行列となる。そして式(3.8)は \mathbf{A} の転置行列を、 \mathbf{A}^{-1} として、

$$\text{Cov}(\delta \mathbf{X}) = (\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A})^{-1} \quad (3.9)$$

となる。

GDOPは式(3.9)の右辺の対角要素の和(トレース)の平方根として定義され、

$$GDOP = \sqrt{\text{Trace}(\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A})^{-1}} = \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2 + \sigma_u^2}$$

である。ここで、 σ_{xx}^2 等は式(3.9)の対角要素であつて、観測点から衛星への視線の方向余弦から求められる量である。GDOPでは時刻誤差も $c\delta\tau$ の形で擬似距離と同等の誤差要因としての寄与があるものとしているが、これを空間座標に関するものと時刻に関するものを分けて、

$$PDOP = \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2}$$

$$TDOP = \sigma_u$$

が定義され、さらに

$$HDOP = \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2}$$

$$VDOP = \sigma_{zz}$$

が用いられることもある。

式(3.9)において、 \mathbf{A} が大きいほどよい測位ができる。 \mathbf{A} の要素は衛星の方向余弦

であるから、測位の精度は衛星配置に依存することが分かる。次にDOPによる誤差がどの程度、単独測位結果に影響しているのかを、実際の生データを利用して示す。データ取得場所は研究室屋上で約1時間（2004年10月21日）のデータである。マスク角10度で約7個の可視衛星が存在している。この衛星群から14番衛星と25番衛星を省くことにより、HDOPが劣化することが確認されたので、省かない場合と省いた場合の水平方向の単独測位結果を比較した。図3.5に結果を示す。なお図3.6にそのときのHDOPの時系列の変化も示した。青が省かない場合の結果で、赤が省いた場合の結果である。

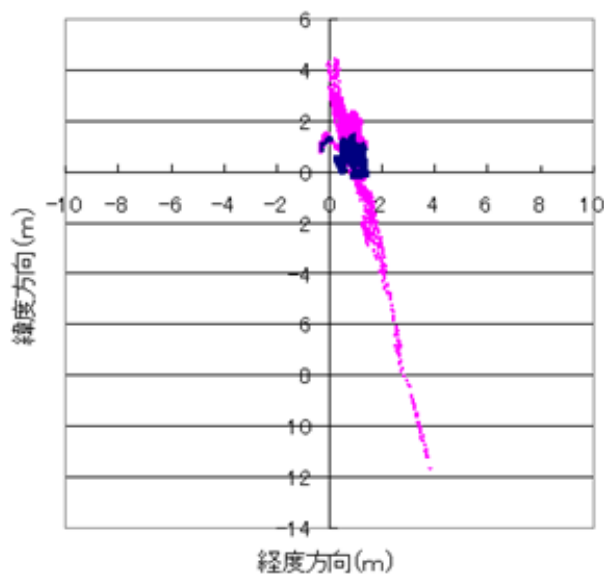


図3.5 水平方向の単独測位結果（青は全可視衛星、赤は2個省いた場合）

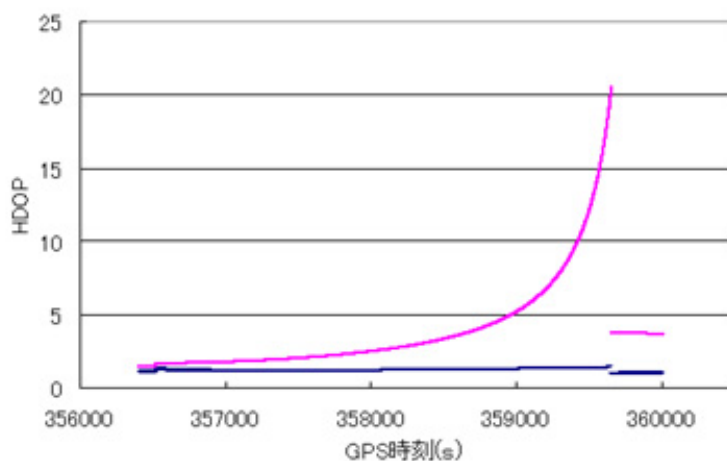


図3.6 HDOPの時系列変化（青は全可視衛星、赤は2個省いた場合）

上の結果より、明らかにHDOPが劣化することにより、水平方向の単独測位結果が大きな影響を受けていることがわかる。通常、屋上等の環境では、24時間連続してHDOPが2から3を越えることはなく測位に問題はないが、都市部の環境では、たまたま上記のようにHDOPが10を越えてしまう時間帯が存在する。たとえ擬似距離の測位精度が1m前後に保たれていたとしても、HDOPが10を越えれば、測位結果は容易に10mを越えてしまうことになるので注意しなければならない。ここでは例を示していないが、HDOPに比べてVDOPは容易に大きくなりやすい。これは、可視衛星群が全てアンテナに対して上側に配置していることにも関係している。

3.5 高精度単独測位 (PPP:Precise Point Positioning)

ここでは、ここ数年で話題になっている単独測位の高精度化について述べる。3.4項の冒頭でも述べたように、単独測位の精度を決定している要因は様々であるが、SAが解除された後、特に衛星の軌道誤差や時計誤差、そして電離層や対流圏の推定誤差が主な誤差要因となっている。近年、衛星の精密暦や電離層マップの高精度化により、1周波の単独測位でも数10cm程度を達成できるようになり、さらに2周波の単独測位では10cm以内を達成できるようになってきた。以下に1周波の単独測位の高精度化について簡単に述べる。

SA解除後、単独測位における支配的な誤差要因は衛星の軌道や時計誤差そして電離層、対流圏の推定誤差であり、水平方向で10m程度、垂直方向で15m程度の誤差を生じることがある。現在の航法メッセージによる衛星の軌道及び時計誤差は数m以内に抑えられている。電離層の遅延量は天頂方向で15m程度に達することがあり、低仰角では、この3倍から4倍程度になることがある。Klobucharによる電離層モデルを使用すると50%程度削減することが可能である。対流圏の遅延量は天頂方向で2mから3m程度に達することがあり、低仰角では、20m程度に達することがある。ただし、対流圏遅延量にはいくつかのモデルが存在するが、そのモデルを利用することにより、10cm未満のレベルまで削減できることが知られている。

衛星の軌道と時計について

1994年以来、IGS (International GPS Service) は精密な衛星軌道と時計誤差を提供している。それらは、更新頻度の速さによって3種類あり、Ultra Rapid、RapidそしてFinalに分類されている。下記の表3.1に概要を示す。なおデータ間隔はいずれも15分である。これらのデータは、SP3フォーマットで配布されており、座標系はWGS84とほとんど変わらない(2-3cm以内) ITRF2000が採用されている。間隔が15分なので、利用者の希望するエポックの衛星位置と時計誤差を知るには内挿する必要がある。内挿による精度はその手法に

表 3. 1 精密測位暦の概要

名称	精度	遅延	更新
Ultra Rapid	～ 25cm/5ns	リアルタイム	1日に2回
Rapid	～ 5cm/0.2ns	17時間	毎日
Final	< 5cm/0.1ns	～ 13日	毎週

因るが、おおまかにその性能は、9次から13次の多項式を使用したときに最適であることが知られている。IGSによって提供されている精密暦による衛星位置は、質量中心に基づいた位置であり、アンテナ位相中心ではない。測位計算で使用する擬似距離と搬送波位相はアンテナ位相中心に基づいたものであるため、オフセット分を考慮しなければならない。ここでは詳細に述べないが、衛星位置の固定座標系と地心座標系の変換等も考慮しなければならない。

実際に、上記のことを考慮してFinalの精密暦により計算した衛星位置は非常に正確に求まっていることが知られている。またUltra Rapidにより求めた衛星位置とFinalにより求めた衛星位置の誤差は20-30cm程度である。

電離層のモデリング

電離層遅延量は、SAなき後、支配的な誤差要因である。2周波受信機の利用者は容易に解決することができるが、1周波受信機の利用者にとっては、以前として、より良い電離層モデルの開発が必要されている。以下にいくつかのモデルについて述べる。

Klobucharによる電離層モデルは、電離層遅延量を補正するために航法メッセージに組み込まれているが、その誤差補正量の効果は約50%程度である。ある特定の状況下において、このモデルによる擬似距離の誤差は数10mに達することがある。ゆえに、高精度単独測位のモデルとしては適していない。

1996年以来、GIMs (Global Ionosphere Maps) が利用されている。これはCODE (Center for Orbit Determination in Europe) で作成されているものである。これらのマップはIONEX形式のファイルで提供されている。精密暦と同様に作成時間の遅延により、3種類のタイプのマップがある (COPG、CORG、CODG)。このうちCOPGは予測値によるモデルでKlobucharによる電離層モデルと同じように単独測位にリアルタイムで利用することができる。GIMsのマップにおいては、電離層中の全電子数値が2次元で与えられており、その解像度は経度方向が5度で緯度方向が2.5度である。日ごとのIONEXファイルは2時間ごとに13個の地図を含んでいる。ある場所のある特定の時間の全電子数値を取り出すためには、いくつかの方法

が使われており、内挿がメインである。基本的には、知りたい場所を囲む4つの位置における全電子数値より内挿により求めている。なおGIMsの予測値による、誤差補正量の精度は1m以内といわれている。

対流圏のモデリング

対流圏遅延量を推定するために、いくつかのモデルが利用されているが、最も頻繁に利用されているモデルはSaastamoinenのモデルである。このモデルの精度は、天頂方向で数cmと言われており、高精度単独測位にそのまま利用しても特に問題はない。ただし、仰角の低い衛星に関しては、マッピング関数の精度が効いてくるので、仰角10度以上で利用することと、マッピング関数の選定には気をつけなければならない。

高精度単独測位のまとめ

以上より、衛星位置誤差と電離層のモデル誤差そして対流圏のモデル誤差を通常の単独測位モードよりも改善させることにより、高精度単独測位の性能は 2σ で、水平方向が1m、垂直方向が2m前後保障されている。さらに良好な環境では、水平で50cm、垂直で1m前後である。搬送波位相によるキャリアスムージングを用いれば精度はさらに改善される。このようなレベルの精度は多くの静止そして移動体のアプリケーション（海岸線マッピング、水路測量、自動走行そしてレーン認識など）の要求を満足している。現在、これらの測位結果は後処理で得られているが、近い将来リアルタイムで処理され、さらに精度も向上する可能性を秘めている。よって今後も引き続き研究が続けられるであろう。

3.6 3章のまとめ

GPSの基本的な利用である単独測位と、それに関連する技術について述べた。単独測位は全世界で宇宙空間から航空、海上、地上のどこでもほとんど瞬間的に現在位置を知ることができる技術であり、GPS測位の基本であるといえる。7章で紹介する搬送波位相測位は、アンビギュイティ決定という他の課題も存在するが、実際の測位の部分は単独測位と同様に最小二乗法を用いて計算されている。測位のときに得られる非常に正確な時刻タイミングは、今後もその利用が期待されている分野である。ここ数年、高精度単独測位という技術が登場し、軌道精度が10cm程度のGPS衛星の位置を利用し、さらに電離層や対流圏の遅延量をより正確に推定するよにより、単独測位でも数10cmの精度を得ることができる。ただしそのような精度の高い軌道情報を、リアルタイムで一般の利用者が利用することはまだ先のこととなるであろう。

参考文献

土屋 淳, 辻 宏道 : 「新・GPS測量の基礎」 社団法人 日本測量協会、pp. 75-114、2002
年9月

田島 稔, 小牧和雄共著 : 「最小二乗法の理論とその応用」 東洋書店、pp165-206、1996
年3月

Elliott D. Kaplan, Uuderstanding GPS Princlples and Applications, Artech House Publishers, 1996.

Pratap Misra and Per Enge, GLOBAL POSITIONING SYSTEM, Signals, Measurements, and
Performance, Ganga-Jamuna Press, 2001.

Anh Quan Le, Achieving Decimetre Accuracy with Single Frequency Standalone GPS Positioning,
Proceedings of ION GNSS 2004, 21-24 Sept. 2004, Long Beach, CA.

第4章 GPS 信号におけるコードマルチパス誤差

本章では、GPS 信号のマルチパス伝搬による問題を理解するために、GPS 信号の周波数帯における電波伝搬の側面について述べる。また、GPS 信号におけるマルチパス環境、反射そして回折の影響について述べる。さらに標準的なコードトラッキンググループにおいてマルチパスの与える影響についても述べる。

4. 1 GPS 信号の電磁的特性

電波は電界、磁界が特定方向を向いている。このような性質を偏波と呼ぶ。一定の面内にあつて変化しない場合を直線偏波と呼ぶ。電界が大地に垂直な場合を垂直偏波、水平な場合を水平偏波という。等しい強さの水平偏波と垂直偏波が 90 度の位相差で合成されると電界ベクトルが回転する円偏波となる。図 4. 1 に円偏波の様子を示す。円偏波には電界・磁界の回転方向によって右旋円偏波と左旋円偏波がある。電波で使われる定義は同図にあるように進行方向とは反対の方向 ($-z$ 側) から見たときの電界ベクトルの回転方向によって時計回りの場合は右旋、反時計回りの場合は左旋とする。同図は右旋円偏波の例である。実際の GPS に使用されているものは、右旋円偏波である。一般に、電波を等しい強さにしたり、位相差を 90 度にするのは難しいため、円偏波ではなく楕円偏波となる。また、

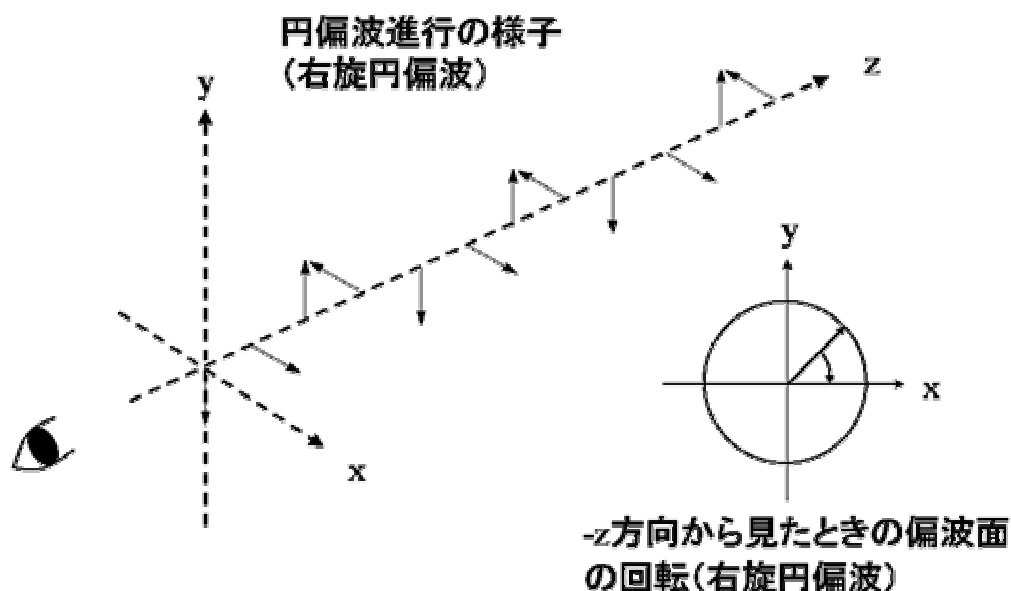


図 4. 1 円偏波 (右旋円偏波)

衛星からの信号は、一般的に円偏波が利用されている。それは直線偏波では、電離層などを通過する際にその極性に変化が生じるからである。この現象はファラデー回転として知られている。変化量もしくは回転量が変動するとき、アンテナでその電波を受信することは困難であり、入射波は同じ極性を持つことが必要である。GPS の場合、円偏波として信号を送信することにより、この問題に対処している。

送受信アンテナ間で見通し確保が困難な移動通信では、送信アンテナからの電波は周囲の地物や建物などで反射や回折を受け、さまざまな経路を通過して受信点に到達する。このような伝搬モードは多重波伝搬、あるいはマルチパス伝搬と呼ばれる。

大気を伝送媒体として用いる無線通信では、気象条件や地理的条件によって、伝搬路特

性が変化する。また送信局や受信局が通信中に移動する場合、伝搬路特性の変動はさらに激しいものとなる。この現象はフェージングと呼ばれ、受信波の振幅や位相を変動させるために、伝送品質を劣化させる要因となる。さらに、フェージングの影響は、システムが想定する無線伝搬環境に加えて、システムの伝送帯域、変復調方式や送受信局の移動速度などによって異なる。

図4. 2にマルチパスの例を示す。アンテナ周辺の局所的な地形の特性が、GPS信号の電波環境を決定している。このマルチパス環境を理解するためには、GPS受信機の物理的な特性だけでなく、周囲環境による電波伝搬特性を考察する必要がある。

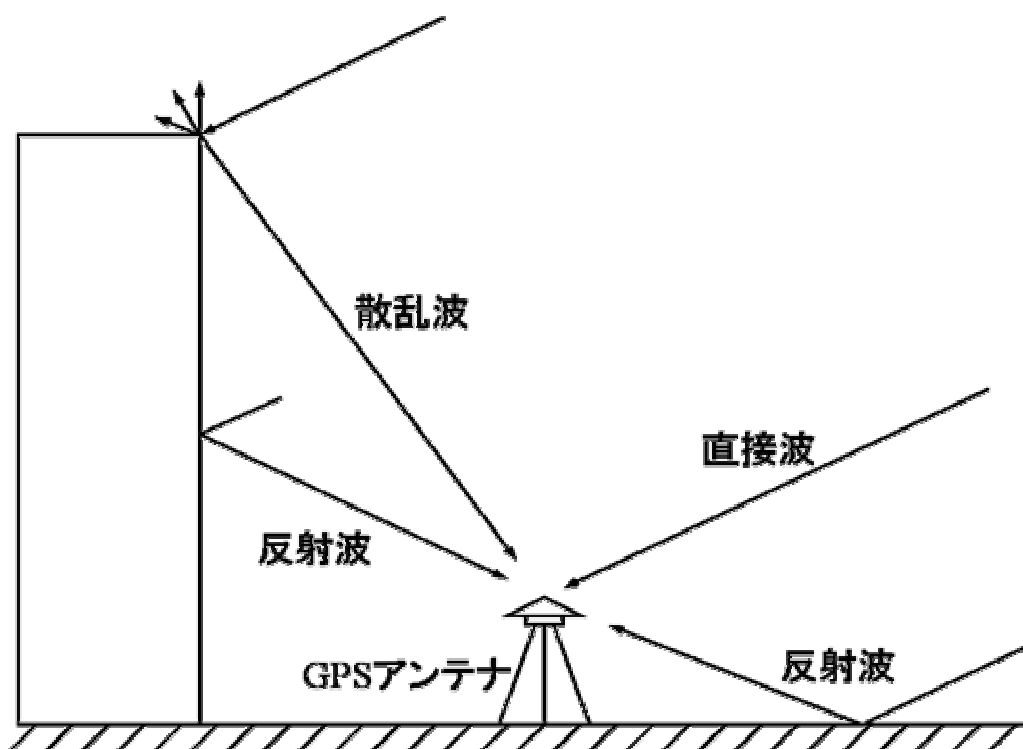


図4. 2 マルチパス環境

マルチパスという言葉は、明らかに反射もしくは回折した信号により、直接波とは異なる伝搬経路であることを意味している。マルチパス信号は、より長い距離を伝搬するので、直接波に対して遅れて受信される。この相対的な遅延時間は、マルチパスの特性を述べるにあたって定義されている重要なパラメータの1つである。

この相対的な遅延時間に加えて、マルチパスは直接波に対する振幅、位相そして位相変化率によって特徴づけられている。相対的な位相は、遅延距離の関数として表され、反射もしくは回折の要因となった物体の電気的な特性の影響も受けている。位相変化率は、時々

刻々変化するマルチパス伝搬環境（つまり衛星アンテナ間の相対的な変動）を表すものである。最後にマルチパスの相対的な振幅は、反射する物体の構造及び特性によって決定される。L1 帯の GPS 信号における反射及び回折の重要な特徴に関しては以下で述べる。

4. 1. 1 鏡面反射

鏡面反射の理論は、GPS だけでなく、無線通信分野においてよく理解されている。ここでは、GPS 信号の L1 帯である右旋円偏波のマルチパス伝搬を理解することが重要である。前述したように、マルチパスの特徴は、伝搬環境の幾何学的な配置と電気的な特性によって決定されている。電波信号の反射波や散乱波は、鏡面的な反射と拡散的な反射の 2 つの成分をもつ。鏡面反射は、電磁波が滑らかな表面によって反射されるときに起こるものである。反射波は、フレネルゾーン（後述）内の全てのポイントにおける放射の和である。その結果としての反射波は、位相、振幅ともに変動が小さく、ゆえに、他のタイプの反射よりもより特徴づけやすいものである。一方、反射面が滑らかでなく粗い場合は、反射波は拡散されることになる。表面凹凸の尺度として、次式のレイリーの粗さの基準 g が用いられている。

$$g = \frac{4\pi S_h}{\lambda} \sin \psi \quad (4. 1)$$

ここで、 S_h は第 1 フレネルゾーン（後述）内凹凸高の標準偏差、 λ は波長、 ψ は接平面に対する接地角である。一般に $g < 0.3$ であれば、表面は滑らかであると考えられる。実際の GPS の L1 帯の電波を想定して、接地角を 45 度、凹凸高の標準偏差を 5mm とすると、 g は約 0.16 となり滑らかであるといえる。実際のコンクリートは、凹凸の標準偏差が一般的に 5mm 以内なので、突起物がなければ鏡面反射が起こることが予想される。

反射面がスムーズな場合のフレネル (Fresnel) の式から得られる反射係数は、反射信号の重要な情報を与えている。ここでフレネルゾーンについて述べておく。図 4. 3 に示すように、送信点 T と受信点 R との間に点 C を考え、TC と CR の距離を d_1 及び d_2 、電波波長を λ 、C を通り TR に垂直な面内に点 M を考える。点 T および R を 2 つの焦点とする回転楕円体のうち、 n を正整数として次式を満たすものを第 n フレネル回転楕円体 (Fresnel ellipsoid) という。

$$TM + MR - TR = n\lambda / 2 \quad (4. 2)$$

CM を含む平面内において第 n と第 $n-1$ フレネル回転楕円体とによって囲まれる帯状の部分を第 n フレネルゾーン (Fresnel zone) といい、その半径 R_n は次式で与えられる。

$$R_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (4.3)$$

フレネルゾーンは反射および回折特性を計算する上での重要なパラメータである。実際のGPSのL1帯の電波を想定して、 $d_1=20000\text{km}$ 、 $d_2=10\text{m}$ とすると、第1フレネルゾーンの半径は約1.38mとなる。同様に $d_2=100\text{m}$ として計算すると、第1フレネルゾーンの半径は約4.36mとなる。衛星アンテナ間が見通せる場合でも、フレネルゾーン上に木や建物などの障害物がある場合、電波エネルギーがすべて効率的に伝送することができず、伝送特性が劣化してしまう可能性があることが知られている。上記の例では、視線方向上でアンテナから10mの地点に、半径約1.4m程度の円の障害物があると、受信されるGPS信号の信号強度は、非常に小さくなることが予想される。よってGPSアンテナから近い場所に大きな障害物がある状況は、できるだけ避けたほうが良いといえる。

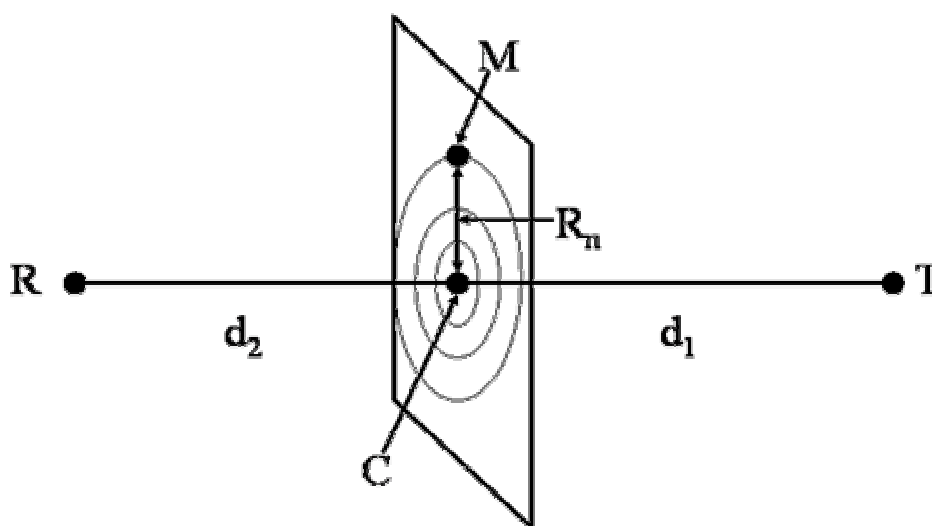


図4.3 フレネルゾーンの説明

GPS信号は右旋円偏波であり、円偏波は、水平偏波と垂直偏波を足したものである。まずそれぞれの場合（水平偏波と垂直偏波）の反射係数を考えることにする。水平偏波及び垂直偏波の平面平滑大地による反射係数 R_0 は次式となる。

$$R_0 = \frac{\sin \psi - \sqrt{C}}{\sin \psi + \sqrt{C}}$$

ここで、 $C \equiv \eta - \cos^2 \psi$ (水平偏波) (4.4)
 $C \equiv (\eta - \cos^2 \psi) / \eta^2$ (垂直偏波)
 $\eta = \epsilon_r(f) - j60\lambda\sigma(f)$

ψ を接地角、 $\lambda[m], \epsilon_r(f), \sigma(f)[S/m]$ は周波数 f [Hz] における波長、大地の比誘電率および導電率である。ここで、 η を複素誘電率といい、 $\eta = \epsilon' - j\epsilon''$ で表され、 ϵ' を誘電率、 ϵ'' を誘電損率という。また $\epsilon'' = \sigma/\omega$ となり、 σ が ω に依存しないとき、 ϵ'' は低周波域で急増する。代表的な媒体の 1 GHz での反射係数の値を表 4. 1 に示す。

表 4. 1 代表媒体における電気的な特性 (1GHz)

媒体	導電率	比誘電率
コンクリート	2×10^{-5}	3
乾燥大地	1×10^{-5}	4
中程度乾燥大地	4×10^{-2}	7
湿った大地	2×10^{-1}	30
水	2×10^{-1}	80
海水	4	20

図 4. 4 に接地角の関数として、コンクリートにおける反射係数の大きさと位相の値を示す。実線が水平偏波、点線が垂直偏波を示す。

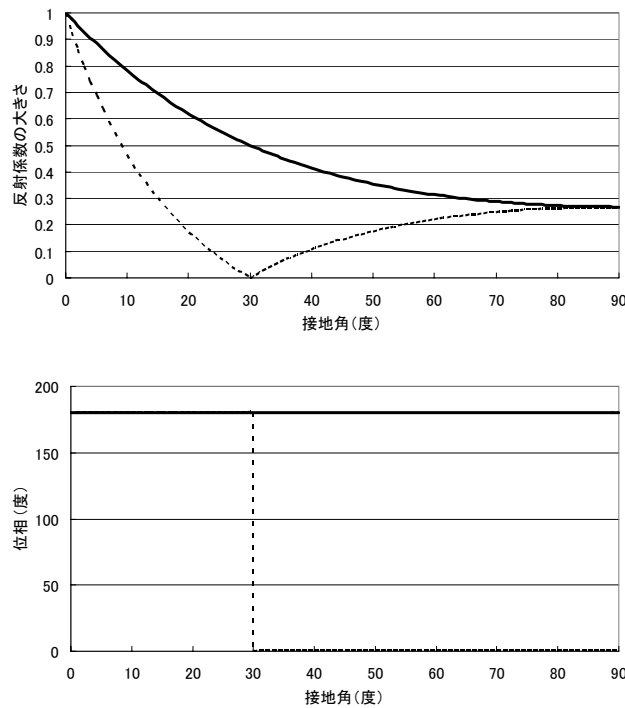


図 4. 4 接地角に対する反射係数の大きさと位相の値 (コンクリート)

次に図4. 5に示すように、2つの媒質間の境界面に平面波が入射する場合を考える。

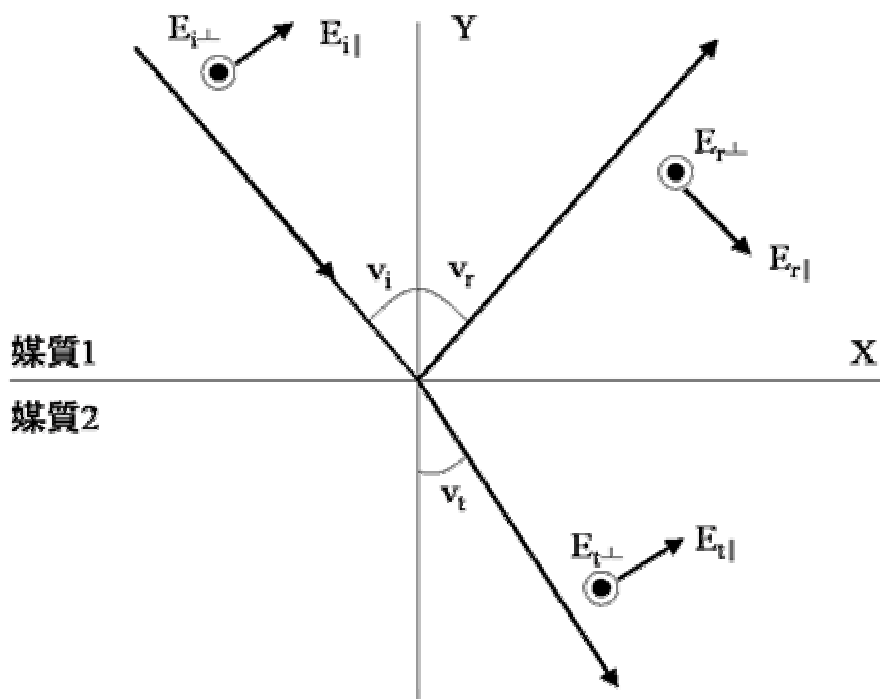


図4. 5 平らな表面に円偏波が入射したときの反射

入射波はy軸に対して ν_i の角度をもち、反射波は同じくy軸に対して ν_r の角度をもつ。更に一部透過した波は、y軸負の方向に対して ν_t の角度をもつ。入射波は2つの成分の電界（垂直偏波 E_{\perp} と水平偏波 E_{\parallel} のこと）をもつ。接尾のi、rとtは、それぞれ電界ベクトルの入射波、反射波そして透過波を表している。垂直偏波成分は、入射波の平面（X-Y平面）に対して垂直であり、水平偏波成分は、入射波の成分に対して平行である。反射物の振る舞いとそれによる反射波の特性は、入射波の分極（垂直か水平か）に依存している。反射波は滑らかな表面における反射後、その振幅と位相値に変化を生じる。ゆえに、反射係数は大きさと位相値をもち、それらは垂直偏波と水平偏波にとって異なるものとなる。図4. 4からもわかるように、水平偏波の場合、反射係数の大きさは、接地角が0度に近づくにつれて徐々に1まで上昇している。またその信号は反射によって180度位相が変化している。次に垂直偏波の場合、反射係数の大きさは、低い接地角付近で鋭いくぼみ（この最低の角度をブルースター角という）を生じ、接地角が0度に近づくにつれて徐々に1まで上昇している。位相は、接地角が低いときは180度変化しており、それ以上の接地角では位相は変化しない。垂直偏波の反射係数は水平偏波の反射係数よりも小さいか等しい。このため、入射波が完全な垂直偏波でなければ、反射波の偏波は入射波の偏波とは異なる。例えば、円偏波で入射した波は反射により楕円偏波に変換される。接地角がブルースター角（後述）より

大きいとき、その偏波回転方向は逆転し、接地角がブルースター角より小さいとき、その偏波回転方向は変化しない。接地角がブルースター角付近では、ほとんどリニアな偏波となる。このように媒質定数のみで決まり、一方向に強く行われる反射を、鏡面反射という。なお、図 4. 4 よりコンクリートでは、その反射波は接地角が約 30 度までは右旋円偏波であり、30 度を超えると左旋円偏波に変化していく。材質の電気伝導度の非常に高い鉄などの場合、ブルースター角は 1 度未満である。この場合、垂直偏波、水平偏波ともにブルースター角を越えると、その反射係数は 1 となり、位相は、垂直偏波が 180 度、水平偏波が 0 度となる。よって、大きくて表面のなめらかな鉄製の板によって、GPS 電波が反射されると、その損失はほとんど 0 であり、右旋円偏波は左旋円偏波に変化する。このような GPS の電波の特質を利用して、マルチパス波を抑制するアンテナ等も開発されている。

ここで、ブルースター角について説明する。水平偏波が、電気伝導度が 0 の物体の表面に入射されるとき、反射係数が 0 になる入射角がある。この角度はブルースター角として知られており、次の式で表される。

$$v_b = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \quad (4. 5)$$

ここで、 v_b はブルースター角 (rad)、 ϵ_1 は媒体 1 の誘電率、 ϵ_2 は媒体 2 の誘電率である。ブルースター角は、垂直偏波と水平偏波を合成した波がブルースター角で入射したときに、垂直偏波成分のみを反射することから、分極角度としても知られている。よって、ブルースター角で入射する円偏波は、反射によって直線偏波になる。一般的に、円偏波は反射後、楕円偏波になることが知られている。GPS アンテナは、通常は衛星から送信される右旋円偏波とは逆回転の左遷円偏波に対して、5 から 10dB 程度の減衰効果を有している。しかし、もし電波が高い入射角で反射されたならば (ブルースター角よりも大きい場合)、電波の水平偏波成分は反転しないので、アンテナの効果によって反射波が減衰されないことになる。電気伝導度の高い物質においてブルースター角は 90 度付近、乾燥大地では 80 度付近である。

最後に拡散について少し述べる。鏡面反射と違い、電波が粗い表面で反射されるとき、拡散による散乱が起こる。反射波中の拡散成分は、第 1 フレネルゾーンのかかなり外側の領域から寄与する広範囲にわたる散乱波によって生じる。その位相に一貫性はなく、大きな振幅をもつ変動となる。異なる大きさ及び位相をもつたくさんの反射波の合成に等しいものとなり、反射面の構造や表面の不規則性に依存している。以上のような性質から、レイリー分布に従うことが知られている。拡散による反射は、そのランダム性の振る舞いからモデル化することが困難であり、多くの実環境ではノイズとして取り扱われている。

4. 1. 2 回折

電波が障害物などをかすめたときに幾何学的に直進しないで、影の部分に回り込む現象を回折という。当然損失が発生し回折損といわれる。都市部では、GPS衛星からの電波を遮る障害物が多数存在し、ビル端による回折による効果を頻繁に受けることが知られている。ここでは基本的な回折損計算法を述べる。

図4. 6に示すように、送受信点間に山岳などの障害物があり、その伝搬方向に垂直な方向の長さが無限であると近似できる場合の回折損は図4. 7で与えられる。

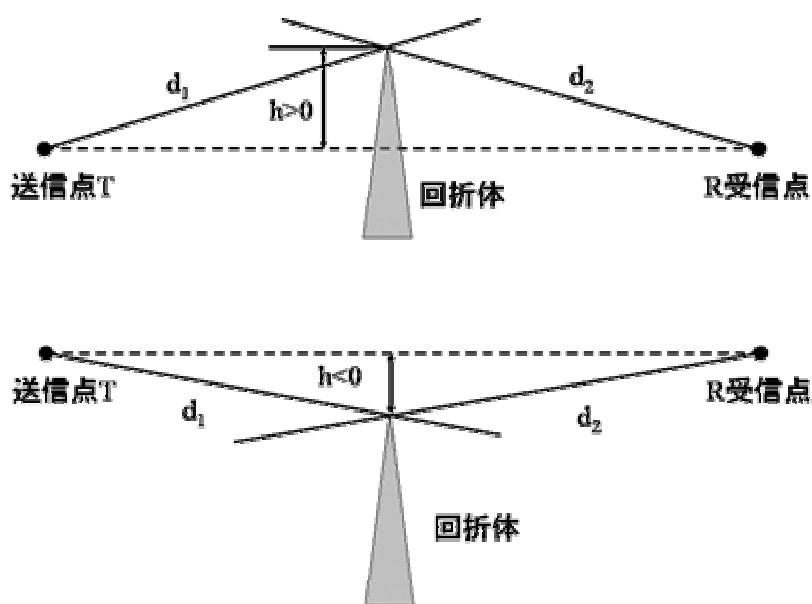


図4. 6 単一ナイフエッジ回折

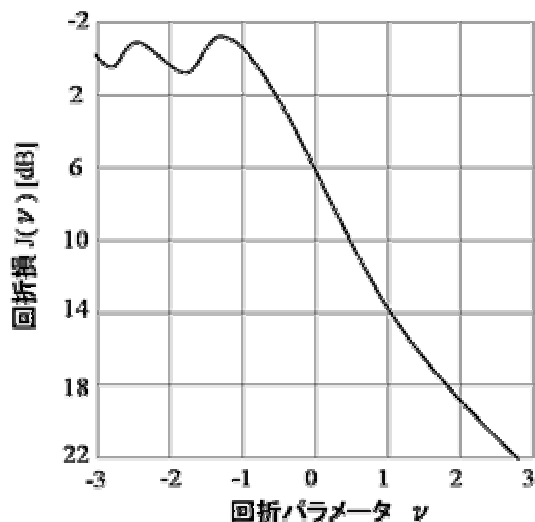


図4. 7 単一ナイフエッジ回折損

ここで、回折パラメータ ν は次式で定義される。

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (4.6)$$

ここで、 λ [m] は電波波長、 h [m] は頂上が見通し線以下にある場合を負とする障害物上と送受信点見通し線との距離、 d_1 、 d_2 [m] は送受信点と障害物頂上との距離で実用上は見通し線上の障害物位置までの距離で近似される場合が多い。図 4.7 の回折損 $J(\nu)$ [dB] は次式で近似される。

$$J(\nu) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(\nu - 0.1)^2 + 1} + \nu - 1 \right), \quad (-0.7 \leq \nu) \quad (4.7)$$

4.2 コードマルチパス

4.2.1 コードトラッキングループ

ここではコードのマルチパスが発生するメカニズムについて簡単に説明する。まず一般的な GPS 受信機の構造について簡単に述べる。現在の GPS 受信機は図 4.8 に示すような構成をしている。

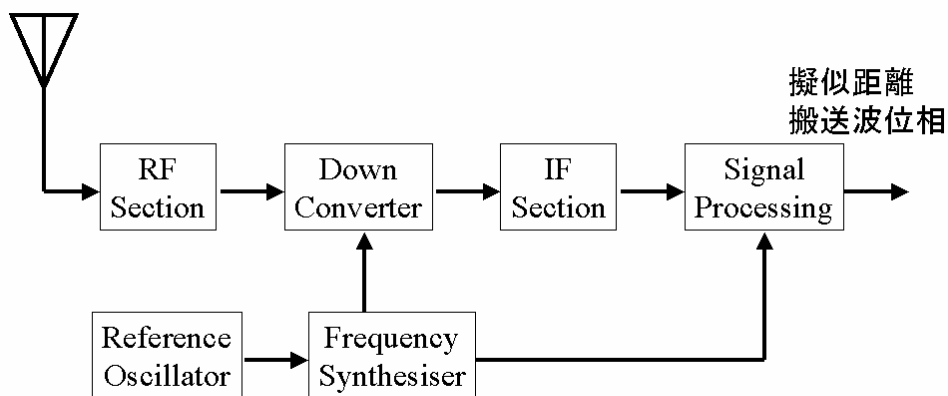


図 4.8 一般的な GPS 受信機の構成

ここで GPS 衛星から受信される信号は、右旋円偏波で非常に弱い信号（ -160 dBW 程度）である。ゆえにアンテナと RF 部はできるだけ上手に信号を受信する必要がある。アンテナは可視衛星のみをトラッキングするために半球に近いゲインパターンを持つ。また RF 部に信号が届く前に、このアンテナで増幅を試みるものもある。RF 部は通常フィルターと増幅器から成る。フィルターは干渉や帯域外の雑音の効果を削減するために存在し、増幅器で

は、設計上の受信機の雑音指数に合うように LNA を用いて信号を増幅している。

基準発信器は GPS 受信機側の時刻と周波数基準を与えるものである。基準発信器のパラメータは大きさ、安定性そして雑音等であるが、コストと性能のバランスを考えて選定されている。より高い安定性のある発信器ほど、値段は高くなる。GPS 受信機においては、基準発信器は全ての L0 (ローカル発信器) と時刻を生み出すための周波数同期として使用されている。

上記の L0 は RF 信号を IF (中間周波数) に落とすために使用される。IF 部は更なる増幅、フィルタリングそして信号処理部で使用される適切な信号を供給する部分である。

信号処理部は GPS 受信機の中でも特に重要な機能を持つ部分である。ここでは複数のチャンネルで同時に衛星信号のおおよその識別、追尾、航法メッセージの復調、SNR の測定そして擬似距離と搬送波位相の測定を行っている。この信号処理部においてキーとなる要素がいくつか挙げられる。それは、擬似雑音符号によるコード発生器、信号を識別及び追尾する処理、Delay Lock Loop(DLL)そして Phase or Frequency Lock Loop(PLL/FLL)である。次に DLL について少し説明する。

DLL にはコヒーレント型 DLL と非コヒーレント型 DLL が存在する。コヒーレント型 DLL は搬送波位相のトラッキングも並行して行うのに対し、非コヒーレント型 DLL は搬送波位相のトラッキングは行わない。搬送波位相とコードの一般的なトラッキングループの構成を図 4. 9 に示す。

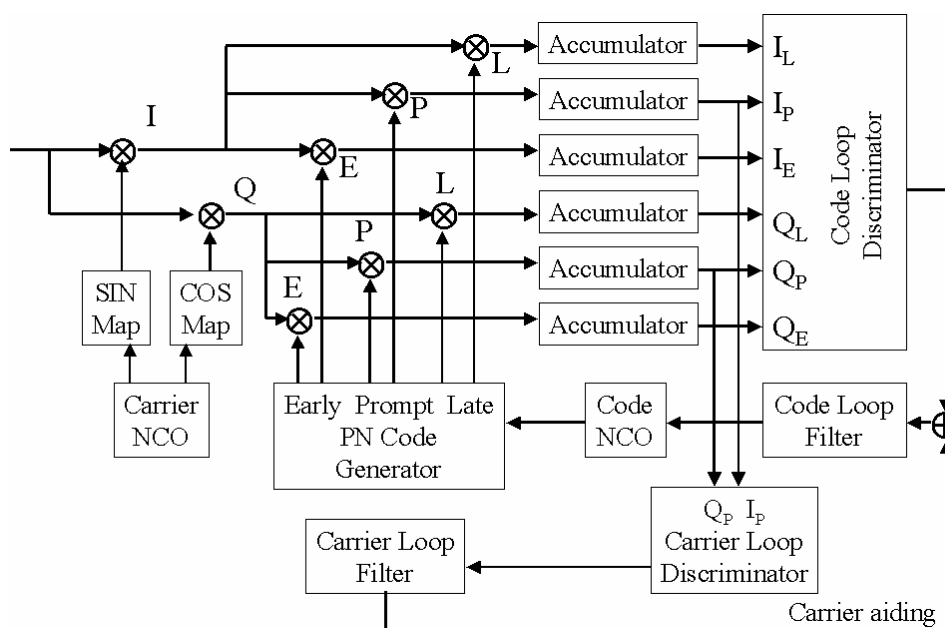


図 4. 9 GPS 受信機のトラッキングループ

ここで、入力はデジタルの IF で、搬送波位相はレプリカの搬送波と掛け合わせることで取り除かれている。その出力は同相と 90 度ずれた位相のサンプルである。この信号は early/late 相関器を使用したコード相関によってベースバンド信号に落とされ、そのベースバンド信号はいくつかの discriminator (判別器) によって処理される。コードと搬送波位相ループは数値制御発信器によって制御されている。ここで early/late 相関器は判別器への入力を与えており、そのコード相関処理は図 4. 10 に示されるとおりである。

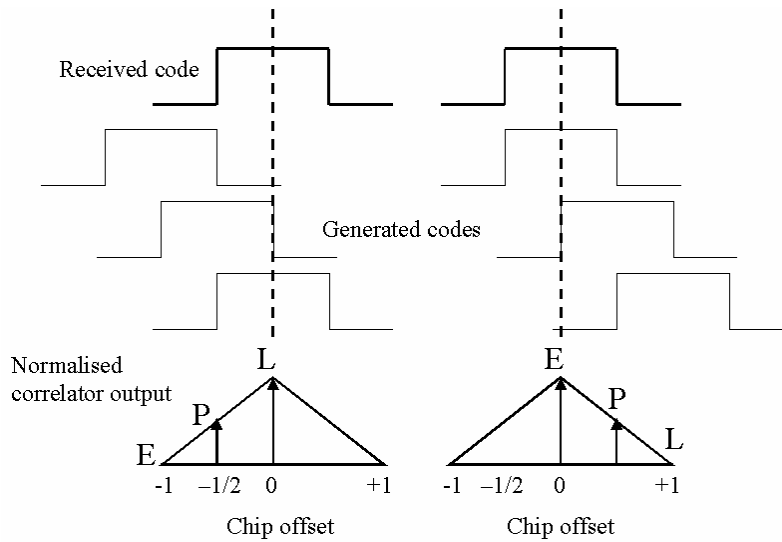


図 4. 10 相関のプロセス

この図は 1 チップの間に early、prompt、late の相関がどのように行われているかを示している。左側はレプリカのコードが 0.5 チップ早いときで、右側はレプリカのコードが 0.5 チップ遅いときである。これらの相関値において、例えば early から late を引く動作を行う判別器によってトラッキング誤差を計算することができる。DLL における、いくつかの判別アルゴリズムを以下に示す。左が判別アルゴリズムで右がそれらの名称である。

$\sum (I_E - I_L)I_P + \sum (Q_E - Q_L)Q_P$	<i>Dot Product Power - noncoherent</i>
$\sum (I_E^2 + Q_E^2) - \sum (I_L^2 + Q_L^2)$	<i>Early - Late Power - noncoherent</i>
$\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}$	<i>Early - Late Envelope - noncoherent</i>
$\frac{\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}{\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} + \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}$	<i>Normalised Early - Late Envelope - noncoherent</i>
$\sum \text{sign}(I_P)(I_E - I_L)$	<i>Early - Late - coherent</i>

上記の非コヒーレント型アルゴリズムの中で最も計算量が少ないのが dot-product 方式で、下にいくほど計算量は多くなる。Coherent アルゴリズムも載せてあるが、搬送波位相がトラックされていない場合は使用できず、さらに SNR が低い場合も性能は低い。非コヒーレント型 DLL がより堅固であるといえる。上記のアルゴリズムを使用した場合の非コヒーレント型による判別器の特性を図4. 11に示した。

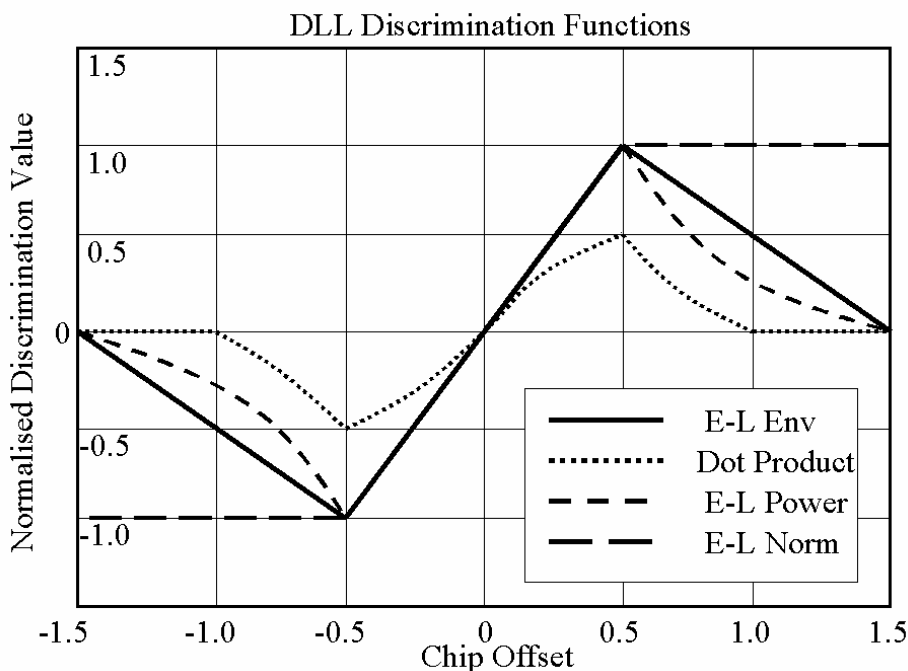


図4. 11 いくつかのDLL用判別器の特徴

上記の図で判別器の出力すなわちゼロからの Chip Offset は、DLL のトラッキング誤差になる。ここまでで、DLL の動作を相関器と判別器の双方の機能から簡単にまとめてきた。ここから実際のコードのマルチパスについて考察してみる。実際にマルチパスが存在すると、図4. 10で示した相関波形がマルチパスによって歪まされることは容易にわかる。相関波形が歪むということは、すなわち上記の判別器の出力が歪まされるということにつながる。判別器の出力が歪むということは、すなわちトラッキング誤差が生じるということである。コードのマルチパス誤差とは、まさにこの波形の歪みによって生じるトラッキング誤差である。次にコヒーレント型の受信機のモデルを通してマルチパスとトラッキングループとの関係を説明していく。

マルチパスが存在しない場合、コード及び搬送波ループに入ってくる直接波の信号 $S_1(t)$ は、低いデータレートの航法メッセージを無視すると次のように表される。

$$S_I(t) = A_0 \cdot P(t - \tau_0) \cdot \cos(\omega_{L_1} t - \varphi_0) \quad (4. 8)$$

ここで A_0 は直接波の振幅、 P は拡散コード、 τ_0 と φ_0 は衛星から受信機までの伝搬によって生じる時間と位相の変化量である。 ω_{L_1} は通常のGPS衛星の周波数であり、L1帯かL2帯のどちらかである(ただしドップラーシフトは含まれる)。図4. 9の6つの関連プロセスの出力は次の式で与えられる。

$$\begin{aligned} I_p(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau) \cdot \cos(\Delta\varphi) \\ Q_p(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau) \cdot \sin(\Delta\varphi) \\ I_E(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau + d \cdot T_c / 2) \cdot \cos(\Delta\varphi) \\ Q_E(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau + d \cdot T_c / 2) \cdot \sin(\Delta\varphi) \\ I_L(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau - d \cdot T_c / 2) \cdot \cos(\Delta\varphi) \\ Q_L(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau - d \cdot T_c / 2) \cdot \sin(\Delta\varphi) \end{aligned} \quad (4. 9)$$

ここで $\Delta\tau$ は受信機によって生成されるプロンプトのコードレプリカのタイミングと受信したコードのタイミングとの差である。コードループが直接波をロックしているとき、この値は0となる。 $\Delta\varphi$ は受信機の搬送波位相ループで生成される搬送波のタイミングと受信した搬送波のタイミングとの差である。搬送波位相ループが直接波の搬送波をロックしているとき、この値は0となる。 $R(\Delta\tau)$ はコードの自己相関関数であり、理想的な無限の帯域の状態では、自己相関関数は三角形となる。その値は $|\Delta\tau| < T_c$ の区間で $1 - |\Delta\tau|/T_c$ 、それ以外の区間では0である。 d はearlyとlateのコリレータ間の幅であり、1チップのときはスタンダードコリレータ、1チップ未満のときはナローコリレータと呼ばれている。 T_c はチップの長さを示しており、C/Aコードの場合は $1\mu s$ 、Pコードの場合は $100ns$ である。

コード相関処理(コード追尾)の目的は、位相とコードを受信した信号にロックした状態を維持することである。このことは、次の2つの式によってなされる。

$$Q_p(\Delta\tau, \Delta\varphi) = 0 \quad (4. 10)$$

$$I_E(\Delta\tau, \Delta\varphi) - I_L(\Delta\tau, \Delta\varphi) = 0 \quad (4. 11)$$

最初の式は、受信機の90度ずれた位相での相関値が0になることを意味しており、これは全ての信号のエネルギーが同相にあることを示している。式3. 10が成立するとき、位相はロックされている。2番目の式は、earlyとlateのコリレータにおける相関値が等しいことを示している。これは別の見方をすると、プロンプトのコードが受信したコードに一致していることを意味している。式4. 11の結果は、その形状からSカーブと呼ばれており、そのゼロ点はコードループによって連続的に追尾されている。

マルチパスが存在する場合も、受信機は上記の2つの式のルールに従ってトラッキングを行う。しかし、これらの式を満足する $\Delta\tau$ と $\Delta\varphi$ の値はもはや0ではなくなる。これはトラッキングループがもはや直接波だけでなく、反射波を含んだ波を追尾していることを意

味している。よって $\Delta\tau$ と $\Delta\varphi$ に対して、それぞれコードと搬送波の推定値に誤差を生じることになる。マルチパスが付加された場合の受信信号は式(4.8)に対して次のようになる。

$$S_I(t) = A_0 \cdot P(t - \tau_0) \cdot \cos(\omega_L t - \varphi_0) + A_1 \cdot P(t - \tau_1) \cdot \cos(\omega_L t - \varphi_1) \quad (4.12)$$

ここで、マルチパス波の振幅は A_1 、時間の遅延量は τ_1 、位相の遅延量は φ_1 である。このマルチパス波が直接波に加わることになる。さらに式(4.9)に示した相関出力は、マルチパス波が加わることにより次のようになる。

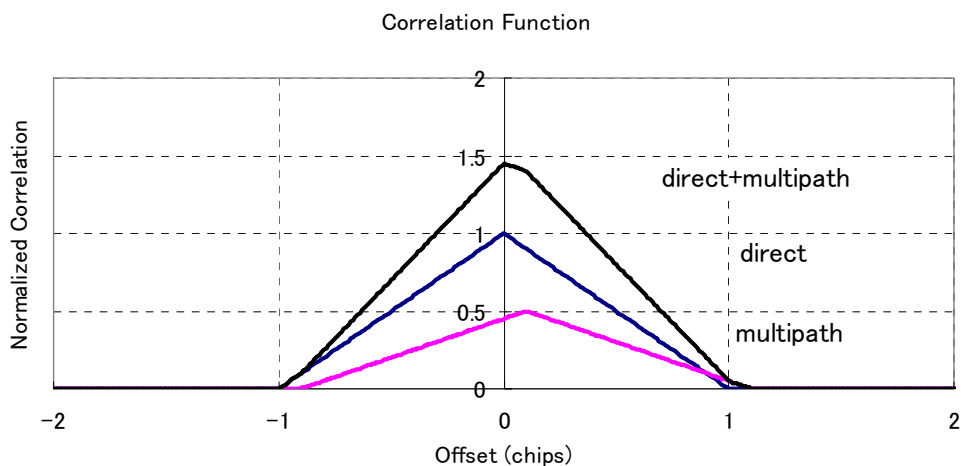
$$\begin{aligned} I_p(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau) \cdot \cos(\Delta\varphi) + A_1 R(\Delta\tau - \delta_m) \cdot \cos(\Delta\varphi - \theta_m) \\ Q_p(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau) \cdot \sin(\Delta\varphi) + A_1 R(\Delta\tau - \delta_m) \cdot \sin(\Delta\varphi - \theta_m) \\ I_E(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau + d \cdot T_c / 2) \cdot \cos(\Delta\varphi) + A_1 R(\Delta\tau - \delta_m + d \cdot T_c / 2) \cdot \cos(\Delta\varphi - \theta_m) \\ Q_E(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau + d \cdot T_c / 2) \cdot \sin(\Delta\varphi) + A_1 R(\Delta\tau - \delta_m + d \cdot T_c / 2) \cdot \sin(\Delta\varphi - \theta_m) \\ I_L(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau - d \cdot T_c / 2) \cdot \cos(\Delta\varphi) + A_1 R(\Delta\tau - \delta_m - d \cdot T_c / 2) \cdot \cos(\Delta\varphi - \theta_m) \\ Q_L(\Delta\tau, \Delta\varphi) &= A_0 R(\Delta\tau - d \cdot T_c / 2) \cdot \sin(\Delta\varphi) + A_1 R(\Delta\tau - \delta_m - d \cdot T_c / 2) \cdot \sin(\Delta\varphi - \theta_m) \end{aligned} \quad (4.13)$$

δ_m は直接波と反射波の時刻差であり、マルチパス波は常に直接波よりも遅れて届くので、この値は常に正である。 θ_m は直接波と反射波の位相差である。

4.2.2 コードトラッキンググループにおけるマルチパスの影響

マルチパスが直接波に対して同相の場合

マルチパスの直接波に対する振幅比が0.5、同相、標準の1チップコリレータを使用、そして無限の帯域幅がある場合の効果は以下ようになる。マルチパスが0.1チップ(約30m)遅れた場合の結果を図4.12に、0.5チップ(約150m)遅れた場合の結果を図4.13に示す。それぞれ相関値と非コヒーレント型のearly-late envelope判別器の値を示す。



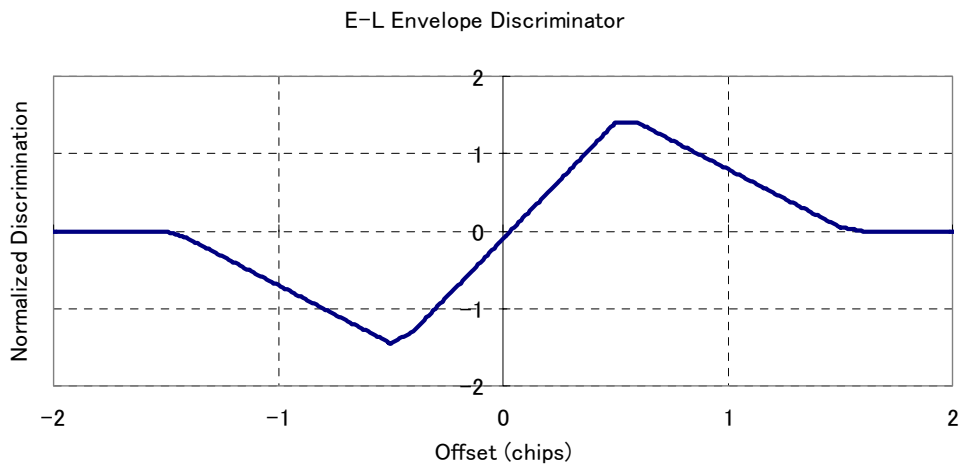


図 4. 1 2 0.1 チップ遅れ、同相のマルチパスが存在する場合

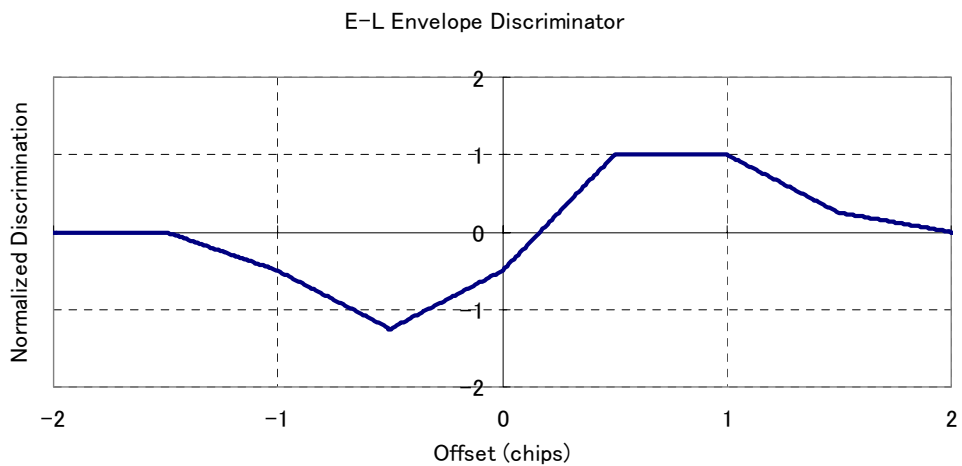
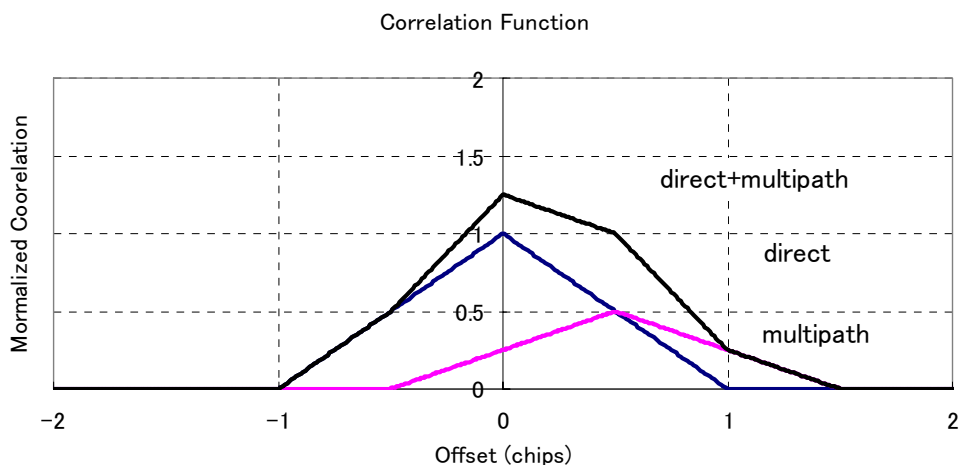


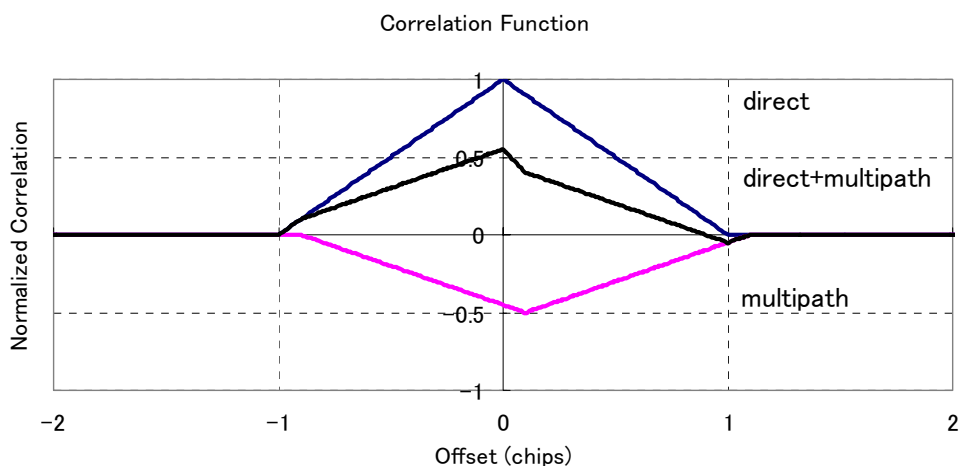
図 4. 1 3 0.5 チップ遅れ、同相のマルチパスが存在する場合

上記の結果より、同相のマルチパスの場合は、判別器の結果によるオフセットが右側に存在するので実際の擬似距離よりも長く測定してしまうことになる。0.1チップ遅れの場合は相関波形の歪みがそれほど大きくはないが、判別器の結果よりトラッキング誤差が少し生じていることがわかる。Offset値が0.1未満なので数mのマルチパス誤差である。一方、0.5チップ遅れの場合は、相関波形は大きく歪まされ、それに応じてトラッキング誤差も0.2チップ程度（マルチパス誤差は60m程度）生じていることがわかる。図4.13の相関波形から次のようなポイントを挙げることができる。

- 直接波の相関値が上昇し始めるポイントではまだ直接波は歪まされない。
- 直接波の相関値が上昇中にマルチパスによる相関値が加わる。
- 実際の直接波の相関ピーク位置は歪まされていない。
- 直接波の相関ピーク位置以外に2番目の相関ピーク位置が存在する。
- 右側の下降している相関値の傾き（絶対値）は、左側の上昇しているときの相関値の傾き（絶対値）に等しい。
- マルチパスによる相関値が0になるポイント以降は、相関値は0のままである。

マルチパスが直接波に対して逆相の場合

次に、マルチパスの直接波に対する振幅比が0.5、逆相、標準の1チップコリレータを使用、そして無限の帯域幅がある場合の効果は以下のようにになる。マルチパスが0.1チップ（約30m）遅れた場合の結果を図4.14に、0.5チップ（約150m）遅れた場合の結果を図4.15に示す。それぞれ相関値と非コヒーレント型の early-late envelope 判別器の値を示す。



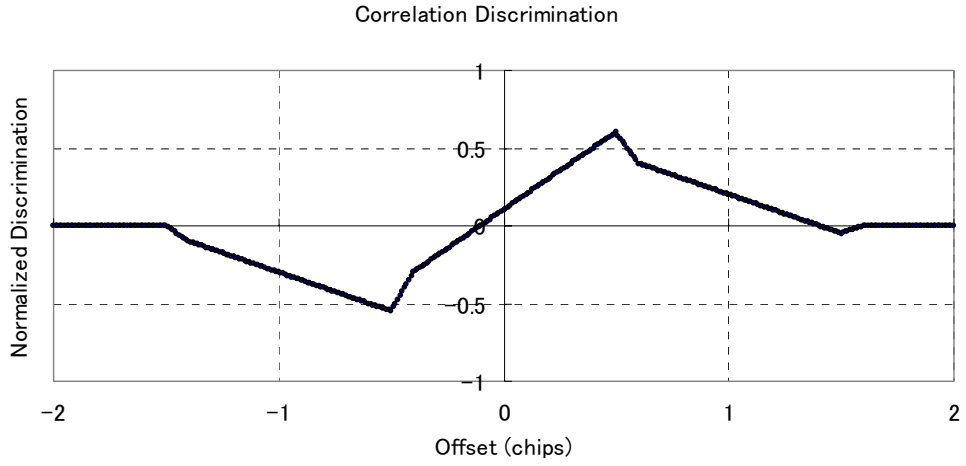


図 4. 1 4 0.1 チップ遅れ、逆相のマルチパスが存在する場合

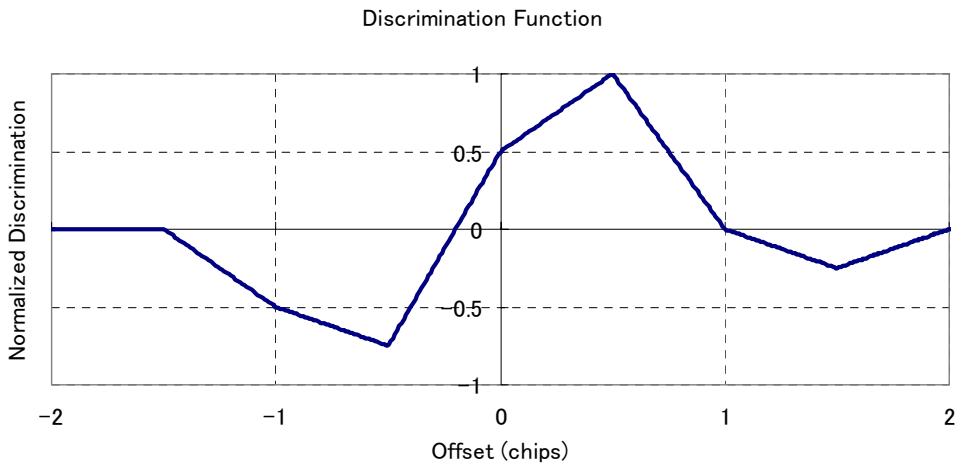
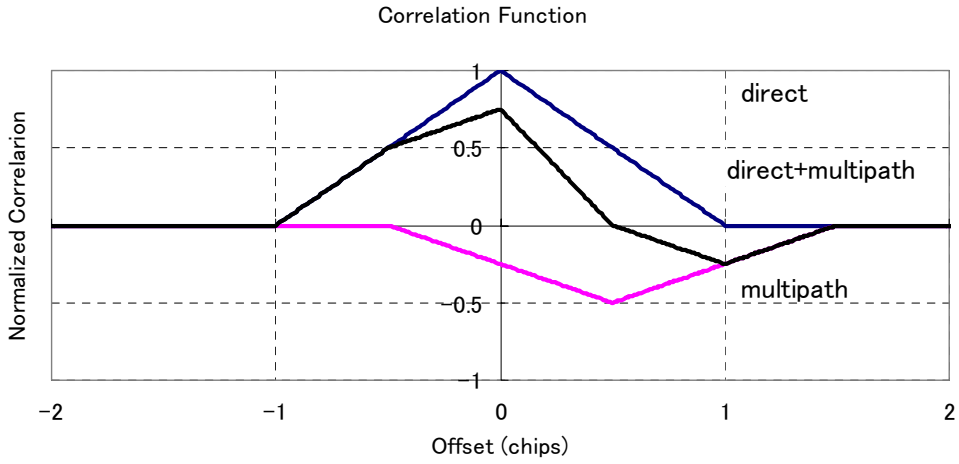


図 4. 1 5 0.5 チップ遅れ、逆相のマルチパスが存在する場合

上記の結果より、逆相のマルチパスの場合は、判別器の結果によるオフセットが左側に存在するので実際の擬似距離よりも短く測定してしまうことになる。またマルチパス誤差となるオフセットの大きさについては、0.1チップ遅れ、0.5チップ遅れ両方の場合において、同相の場合よりもやや大きい値になっている。ただ相関波形自体は同相の場合と同じ傾向を示しており、直接波のピーク位置はマルチパスによって影響を受けていない。

マルチパスの直接波に対する位相が変化した場合

今までは、マルチパスの直接波に対する位相が同相（0度）の場合と逆相（180度）の場合のみを調査してきたが、ここでは位相差が0度、60度、90度、120度、180度の場合についてそれぞれ比較してみる。なおマルチパスの直接波に対する振幅比は0.5、標準の1チップコリレータを使用、遅れは0.5チップ（約150m）、そして無限の帯域幅がある場合を想定している。各結果の上が相関波形の図、下が判別器による結果の図を示す。

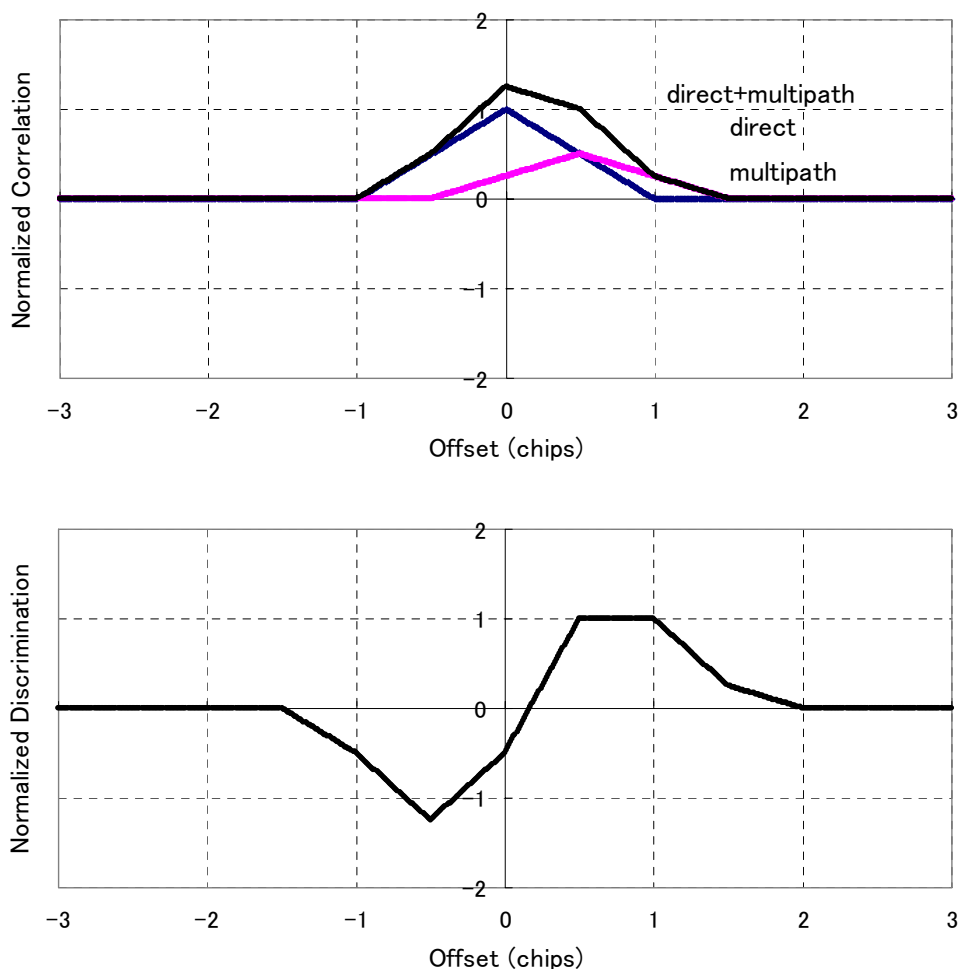


図4. 16 0.5チップ遅れ、位相差0度の場合の結果

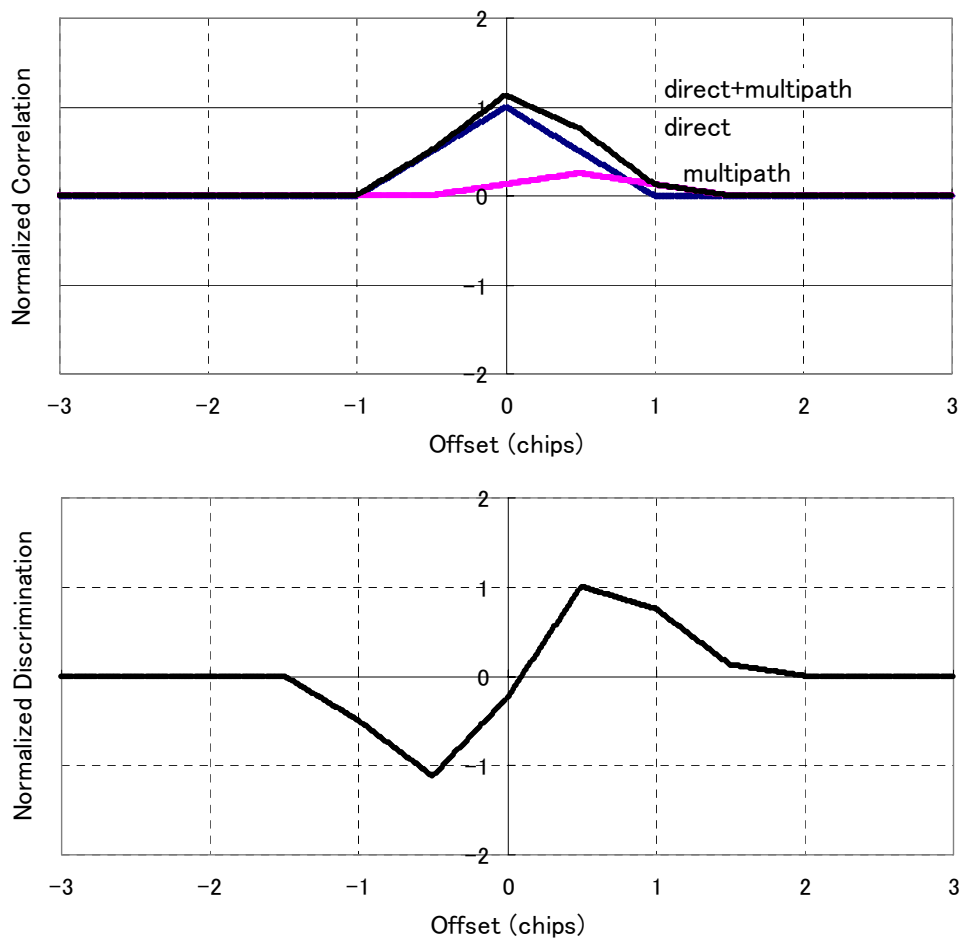
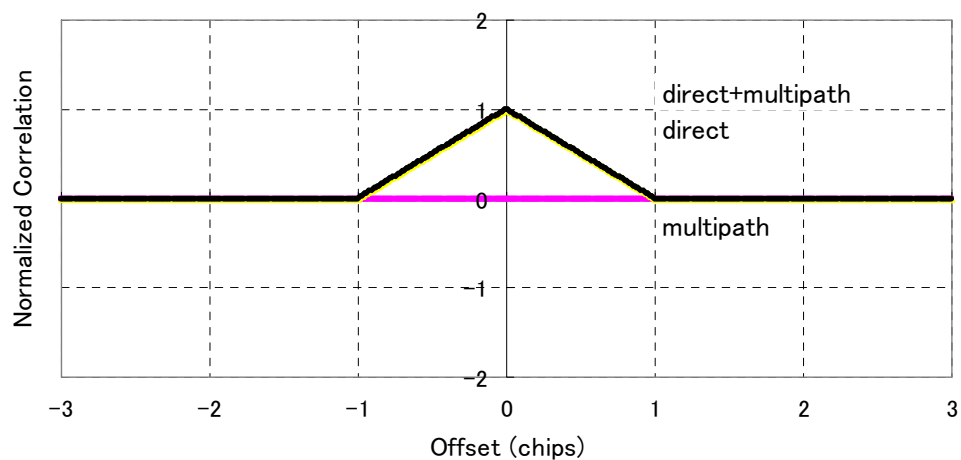


図4. 17 0.5チップ遅れ、位相差60度の場合の結果



第4章 GPS信号におけるコードマルチパス誤差

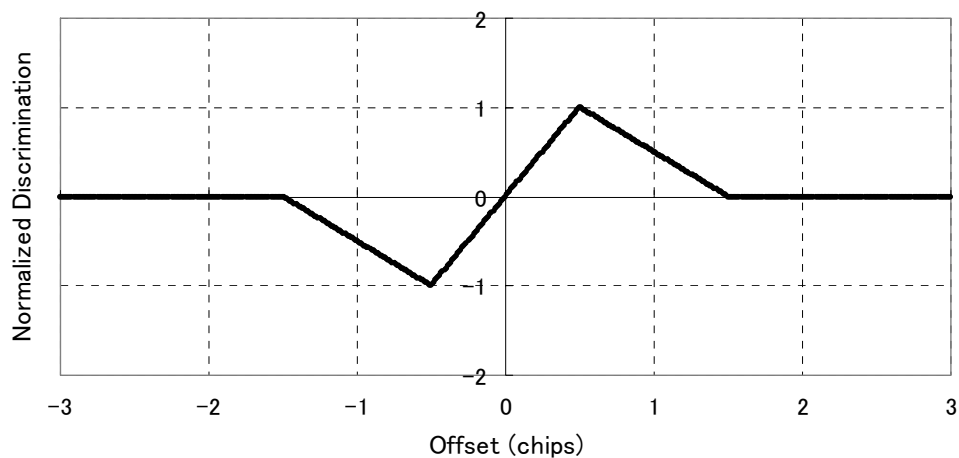


図4. 18 0.5チップ遅れ、位相差90度の場合の結果

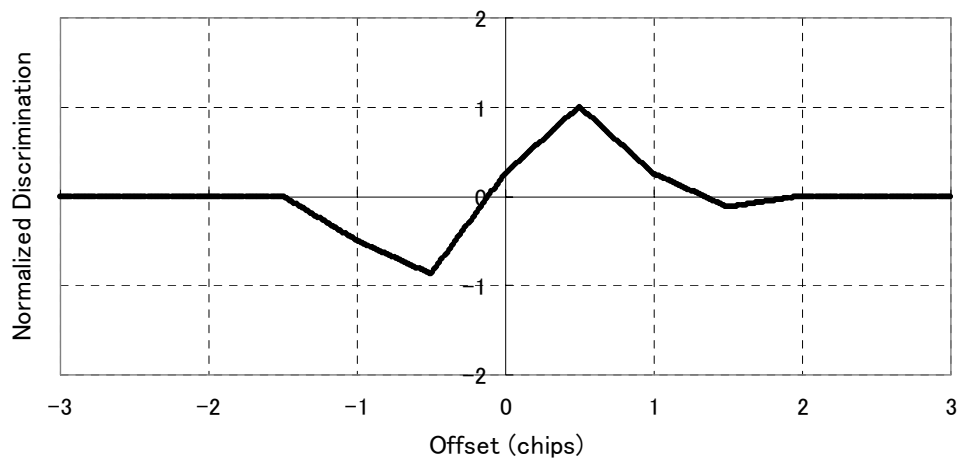
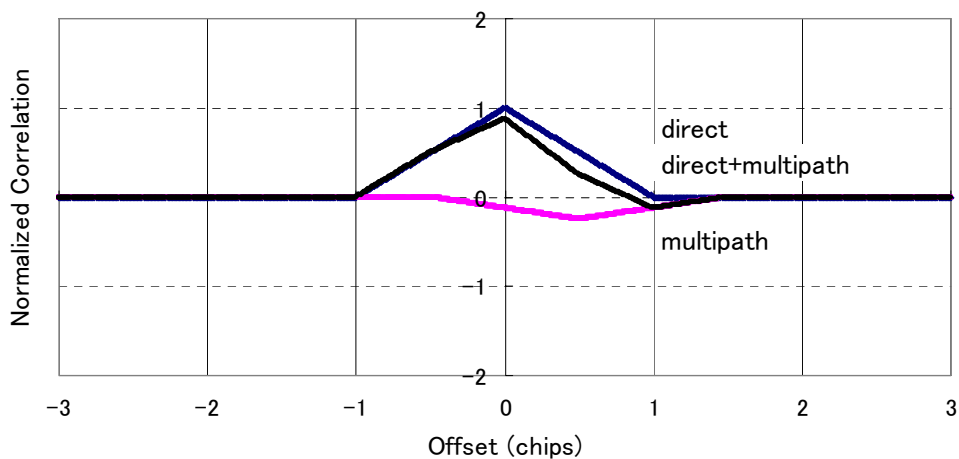


図4. 19 0.5チップ遅れ、位相差120度の場合の結果

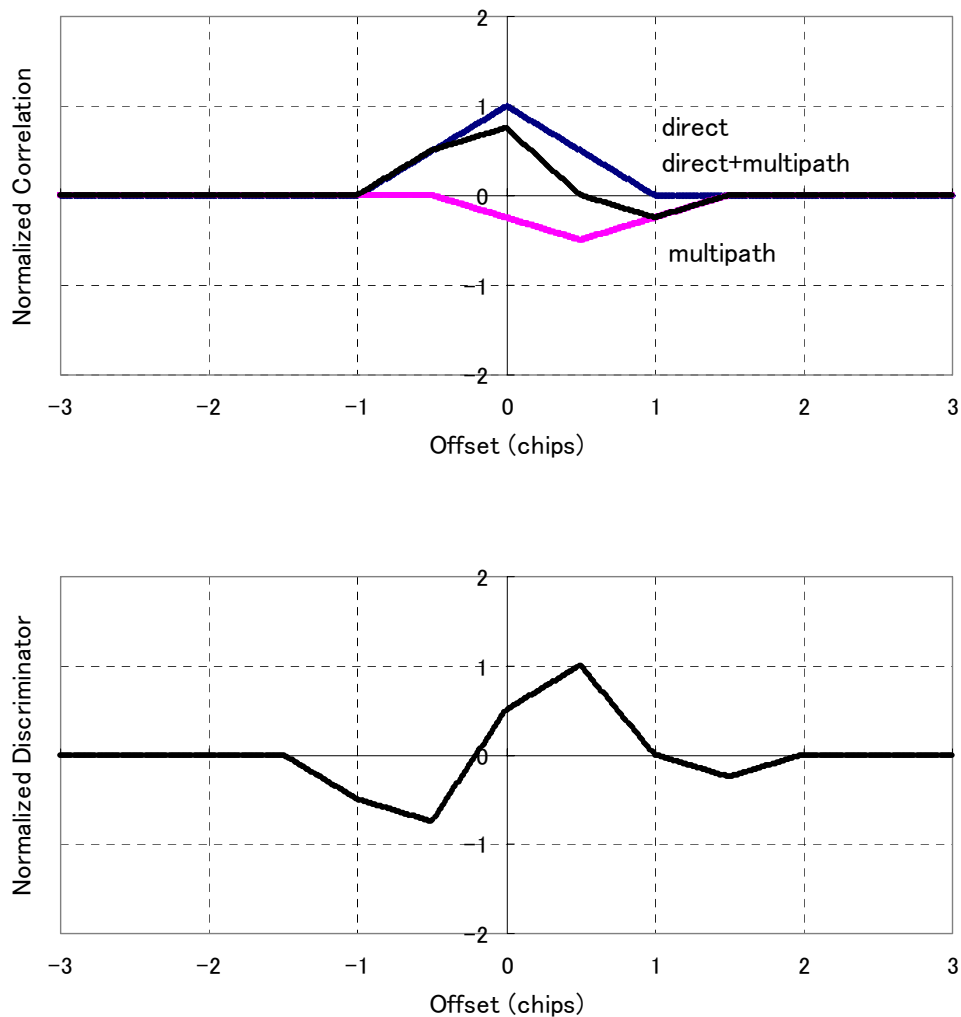


図4. 20 0.5チップ遅れ、位相差180度の場合の結果

位相差を0度から90度まで変化させると、マルチパスによる相関波形のピーク（振幅）が削減されているのがわかる。振幅比は0.5のままなので、位相差を変化させることにより、振幅比を変化させるのと同じような効果が見られる。マルチパスによる相関値が削減されることは、そのまま判別器によるトラッキング誤差の削減にもつながっている。位相差が90度の時は、マルチパスによる相関値が0になっている。さらに位相差を90度から180度に変化させると、マルチパスによる相関値が上昇し始め、位相差180度の時点でマイナス方向に最大となっている。ここで、位相差を変化させた場合の判別器のトラッキング誤差に着目すると、プラスの方向のマルチパス誤差（実際の擬似距離よりも長く測定）から徐々に0になり、その後、マイナスの方向のマルチパス誤差（実際の擬似距離よりも短く測定）を生じていることがわかる。

マルチパス誤差と遅延距離の関係

最後にマルチパス誤差と遅延距離の関係を図4. 21に示す。直接波に対するマルチパスの振幅比は0.5、1チップコリレータ、帯域幅は無限と仮定している。アンテナが固定され、反射によってマルチパス波の位相が変化しないと仮定すると、遅延距離より直接波とマルチパス波の位相差を計算することができる。遅延距離は衛星とアンテナ間の幾何学的配置より計算できる。図4. 21では、横軸が遅延距離 (m)、縦軸がマルチパス誤差 (m) である。この図では、端的にいうと、直接波に対するマルチパス波が同相と逆相の場合の関係が示されている。同相の場合は、擬似距離の誤差がプラスの方向に最大に働き、逆相の場合は擬似距離の誤差がマイナスの方向に最大に働いていることがわかる。遅延距離が1.5チップ以上(約440m)のマルチパスに対する影響は受けていないこともわかる。

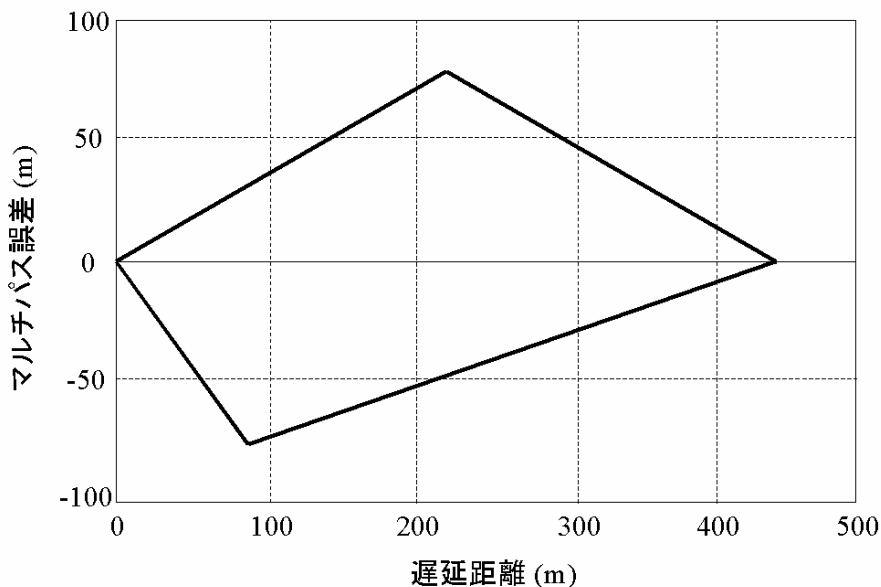


図4. 21 マルチパス誤差と遅延距離の関係

これまでは全て帯域を無限と仮定した結果を示してきたが、実際には帯域が無限であることはなく、GPS衛星の送信側及び地上の受信機側では、その帯域幅は限定されている。受信機側の入力信号では、主に2MHz、8MHz、16MHzに設定されている。実は、コードの自己相関関数は衛星からの信号を入力する帯域幅に依存している。実際公表はされていないが、GPS衛星側より送信される時点での帯域幅は20MHz以上確保されているので、信号をより鋭く捕捉するには入力用の信号帯域幅も20MHz程度を確保することが理想である。

図4. 22は4つのフィルターの帯域幅(20MHz、10MHz、4MHz、2MHz)による自己相関

関数の結果を示している。衛星の PRN 番号は 10 番で C/A コードである。この自己相関関数を生成するために、MATLAB の 100 次の FIR デジタルフィルタを利用した。図 4. 2 2 の下の図は、上の図のピーク付近を拡大したものである。上記で期待したように、帯域幅の低い入力信号では、ピーク付近がなまり、帯域幅の高い入力信号ではピーク付近が鋭くなり、三角形にちかづいている。

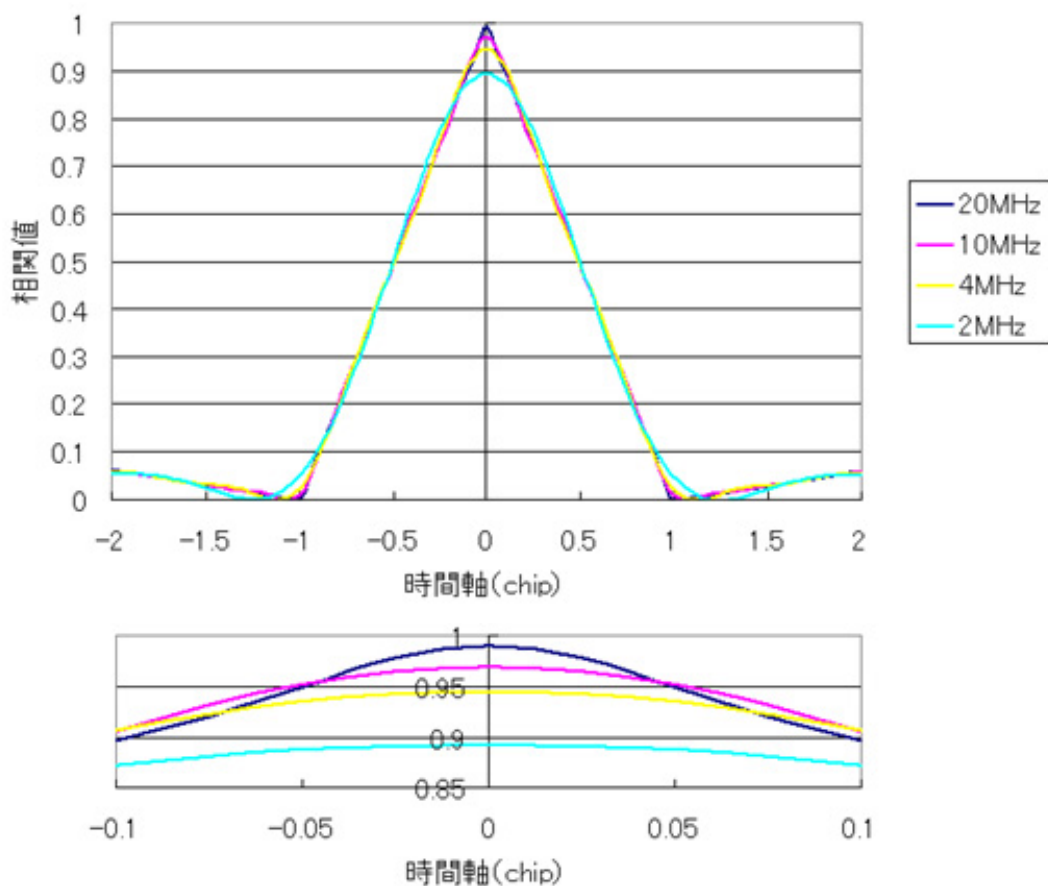


図 4. 2 2 信号の帯域幅に応じた自己相関関数

4. 2. 3 搬送波位相におけるマルチパスの影響

搬送波位相のマルチパス誤差によるトラッキング誤差は、PLL (Phase Lock Loop) 内のトラッキング誤差によって決定されている。コードの DLL と同様に、多くの種類の PLL が様々な受信機に搭載されている。最も汎用性のある PLL 用判別器は、次のような関数を用いている。 $\tan^{-1}\left(\frac{QP}{IP}\right)$ 。この判別器は、 -90 度と 90 度の間で位相誤差の線形値を出力する。

QP と IP の式は式 4. 9 と同様のものである。

ここで、1つのマルチパス波が存在すると仮定して、搬送波位相のマルチパス誤差、すなわち直接波とマルチパス波の位相差がどのように変化するかを示すことにした。図 4. 23 は、直接波とマルチパス波の 6 つのコンビネーションの場合において、位相をそれぞれ足したものを示している。位相成分の最大値は、直接波とマルチパス波がお互いに 90 度の位相差で起こっている。図 4. 23 の b と f の場合である。しかしながら、このときにマルチパス誤差が最大にはなっておらず、直接波とマルチパス波の位相がほぼ反対に近づいている直前にマルチパス誤差が最大となっている。図 4. 23 の c と e の場合である。2 つのシグナルの位相がお互いに反対のとき、マルチパス誤差はゼロとなっている。

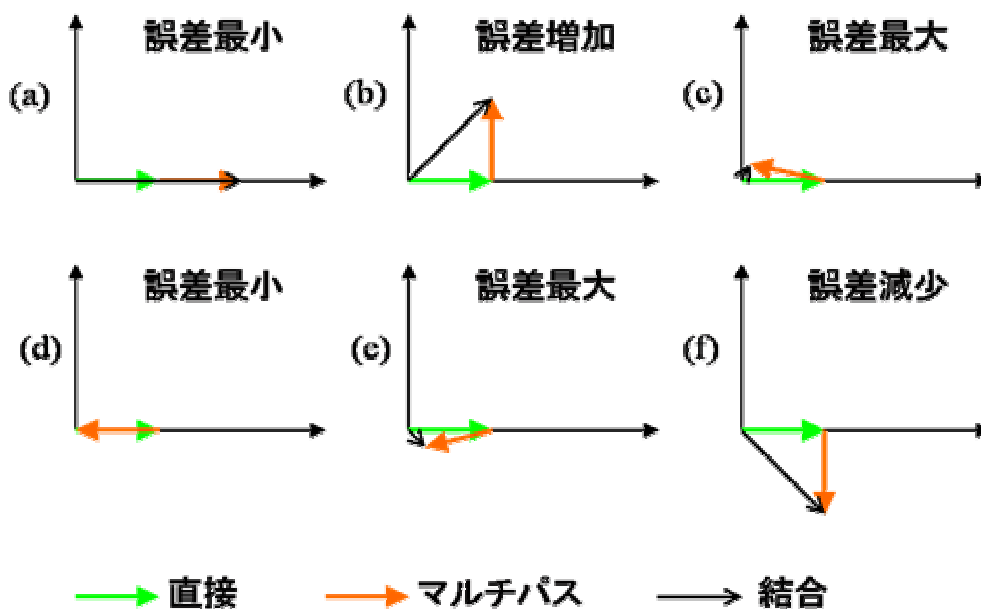


図 4. 23 キャリアトラッキング誤差によって生じるマルチパス誤差

次に式変形を通して、実際のマルチパス誤差を計算してみる。まずマルチパス波を 1 つ含んだ受信信号は簡単に次のように表現できる。

$$\text{受信信号} = A \sin \phi + \alpha A \sin(\phi + \Delta \phi) \quad (4. 14)$$

ここで $\Delta \phi$ はマルチパス波の位相遅れ、 α は振幅比である。このとき、搬送波位相のマルチパス誤差 $\delta \phi$ は次のようになる。

$$\delta \phi = \arctan \left\{ \frac{\sin \Delta \phi}{(1/\alpha + \cos \Delta \phi)} \right\} \quad (4. 15)$$

式 4. 15 の導出は以下の通りである。

$$\begin{aligned}
 (1) \quad S_{LOS} &= A \sin(\omega_0 t) \\
 (2) \quad S_{M1} &= \alpha_1 A \sin(\omega_0 t + \Delta_1) \\
 (3) \quad S_{total} &= A \sin(\omega_0 t) + \alpha_1 A \sin(\omega_0 t + \Delta_1) \\
 (4) \quad S_{total} &= A \sin(\omega_0 t) + \alpha_1 A \sin(\omega_0 t) \cos \Delta_1 + \alpha_1 A \cos(\omega_0 t) \sin \Delta_1 \\
 (5) \quad S_{total} &= (1 + \alpha_1 \cos \Delta_1) A \sin(\omega_0 t) + \alpha_1 \sin \Delta_1 A \cos(\omega_0 t) \\
 (6) \quad S_{total} &= \alpha_c A \sin(\omega_0 t + \Delta_c) \\
 (7) \quad S_{total} &= \alpha_c \cos \Delta_c A \sin(\omega_0 t) + \alpha_c \sin \Delta_c A \cos(\omega_0 t)
 \end{aligned}$$

上式の (5) と (7) より、各係数を等しいとして、

$$\begin{aligned}
 8) \quad 1 + \alpha_1 \cos \Delta_1 &= \alpha_c \cos \Delta_c \\
 9) \quad \alpha_1 \sin \Delta_1 &= \alpha_c \sin \Delta_c \\
 10) \quad \Delta_c &= \arctan \left(\frac{\alpha_1 \sin \Delta_1}{1 + \alpha_1 \cos \Delta_1} \right)
 \end{aligned}$$

となる。最後の (10) が搬送波位相におけるマルチパス誤差である。この式からもわかるように、搬送波位相におけるマルチパス誤差も、マルチパス波の直接波に対する振幅比と遅延距離 (位相差) に依存している。図 4. 24 より、搬送波位相のマルチパス誤差の最大値は、振幅比が限りなく 1 に近い場合は、直接波とマルチパス波の位相差が限りなく 180 度に近いときに生じており、その値は約 4.8cm である。これは L1 帯の波長の 4 分の 1 であり、搬送波位相のマルチパス誤差はこの値を超えることはない。よって、コードのマルチパス誤差と比較すると 2 桁のオーダーで小さいことがわかる。

4. 3 4 章のまとめ

GPS におけるマルチパスの電磁的側面とコード測距で生じるマルチパス誤差について述べた。特に、GPS 受信機の中で広く使用されているトラッキンググループの概要とコードのマルチパス誤差が発生するメカニズムについて説明した。一般的に、携帯電話等の受信で問題になるマルチパス波は、統計的な処理で扱われることが多いが、GPS 測位では、統計的な処理を用いずに、直接波とマルチパス波そのものを分離したい要求が大きい。これは、GPS がスペクトラム拡散通信を測距で用いているためである。GPS 衛星からの信号の帯域幅を無限に大きくすることは不可能なので、それによって、地上側の受信機で獲得することのできる最高測距精度が決定される側面がある。受信機で獲得できる最高測距精度を目指したコリレータの様々な工夫に関しては、次の第 5 章で述べる。

第4章 GPS信号におけるコードマルチパス誤差

参考文献

- 飯田尚志 編著：ウェーブサミット講座 衛星通信、オーム社、1999年8月
- 電波伝搬ハンドブック編集委員会：電波伝搬ハンドブック、リアライズ社、1999年1月
- 電気工学ハンドブック改版委員会：電気工学ハンドブック、電気学会、1988年2月
- 館田良文：GPS測位におけるマルチパスの影響の研究、東京商船大学博士論文、2001年
- P.J.G. Teunissen and A. Kleusberg, GPS Receivers and Observables in GPS for Geodesy, second edition, pp.151-186, Springer-Verlag, Berlin, 1997.
- Pratap Misra and Per Enge, GLOBAL POSITIONING SYSTEM, Signals, Measurements, and Performance, Ganga-Jamuna Press, 2001.
- Elliott D. Kaplan, Understanding GPS Principles and Applications, Artech House Publishers, 1996.
- B.M. Hannah, Ph.D. thesis, Receiver Correlation and Discrimination in Modelling and Simulation of GPS Multipath Propagation, the Cooperative Research Center for Satellite Systems, Queensland University of Technology, Brisbane, Australia, March 2001.

第 5 章 代表的なマルチパス誤差低減技術について

本章では、代表的なマルチパス誤差低減技術についてまとめた。マルチパス削減に対する処理は大きく空間的な処理と時間領域による処理に分けられる。空間的な処理は、直接波と反射波を分離するために、あらかじめ既知の伝搬特性を考慮してアンテナの設計を工夫するものである。一方、時間領域による処理は、マルチパスを含んだ信号に対して、受信機内部の処理によってマルチパスの効果を低減するものである。本章では特に代表的な時間領域によるマルチパス誤差低減技術について述べる。

1990 年代付近より、マルチパス誤差を低減するための様々なコリレータ技術が開発されてきた。1991 年に Narrow Correlator が開発され、それまでのマルチパス誤差を大幅に削減することが可能になった。さらに Early-late slope 技術、Strobe Correlator が開発され、最近では Multipath Estimating Delay-Lock Loop (MEDLL) 及び Multipath Mitigation Technology (MMT) が開発されている。この中で MMT 技術以外は、全て実用化されている技術である。現在、高精度用 GPS 受信機において広く利用されている技術は、Strobe Correlator と同類のものが多く知られている。

5. 1 Narrow Correlator 方式

5. 1. 1 Narrow Correlator 方式の概要

GPS におけるマルチパス誤差を受信機内の処理によって大幅に削減した最初の技術がこの Narrow Correlator 方式である。1990 年代初頭に実用化された。それまで、多くの受信機は GPS 衛星からの拡散信号をほぼ包含する 2MHz の帯域幅で設計されてきた。帯域幅とは、受信機の帯域特性を支配している中間周波フィルターにおける帯域幅のことである。これらの受信機はコードトラッキンググループにおいて、early と late の幅が 1 チップのものを使用していた。しかしながら、1992 年の論文で、帯域幅を広げスペーシングを狭めることにより、マルチパスが存在する場合でも存在しない場合でも、大幅に測距精度が向上することが確認された。これらの事実は、当時 GPS 周辺の技術者の間では認識されておらず、画期的な発見であった。

2MHz の帯域幅は、直接波の相互相関関数のピーク付近を非常になまらせている原因であった。図 5. 1 に帯域幅が 2MHz の場合の相関波形の例を示す。結果的に、マルチパス波の相関関数により、容易に直接波のピーク付近がずれていた。8MHz の帯域幅を使用すると、直接波の相互相関関数のピーク付近がより鋭くなり、マルチパス波によってピーク付近の位置が容易にずれなくなった。図 5. 2 に帯域幅が 8MHz の場合の相関波形の例を示す。さらに、大きな帯域幅とより鋭いピークは受信機熱雑音による乱れに対しても効果があることが示された。

大きな帯域幅のもう 1 つの利点は、コードトラッキンググループにおける early と late のスペーシングを、ループのゲインを削減することなしに、狭めることが可能になったことである。このことに由来して、この技術は Narrow Correlator と呼ばれている。スペーシングが狭まることにより、early 相関値と late 相関値における雑音の相関性が高まり、結果的に雑音を抑制することにつながった。付加的な利点として、コードトラッキンググループが、相関関数のピーク付近のマルチパスによってのみ影響を受け、ピーク付近から離れたマルチパスの影響をそれほど受けなくなったことが挙げられる。

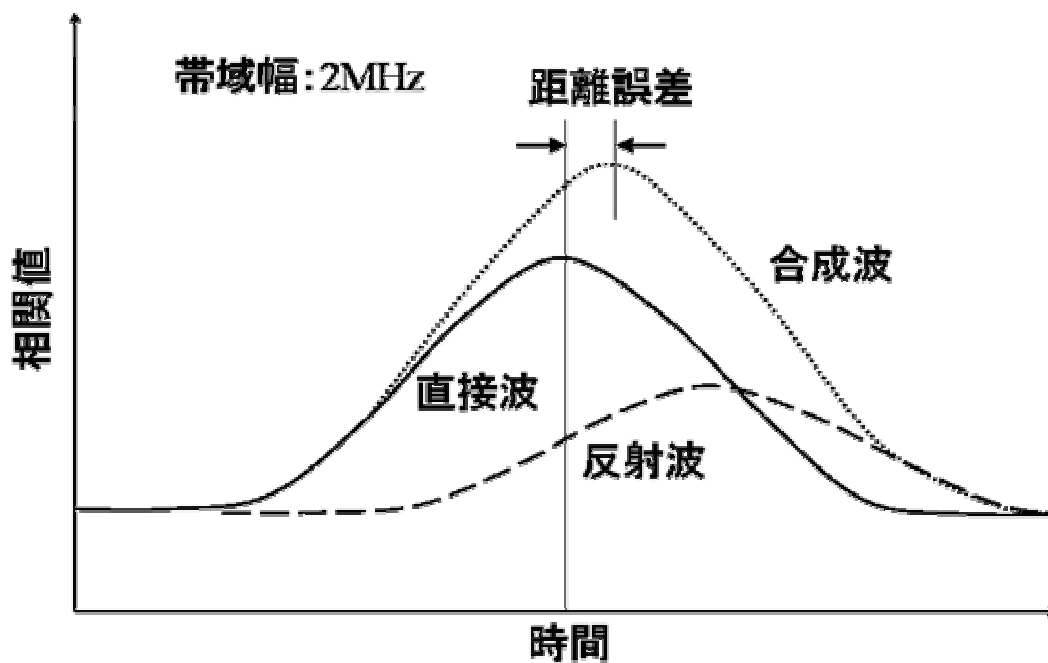


図5. 1 相関波形におけるマルチパスの影響 (帯域幅: 2MHz)

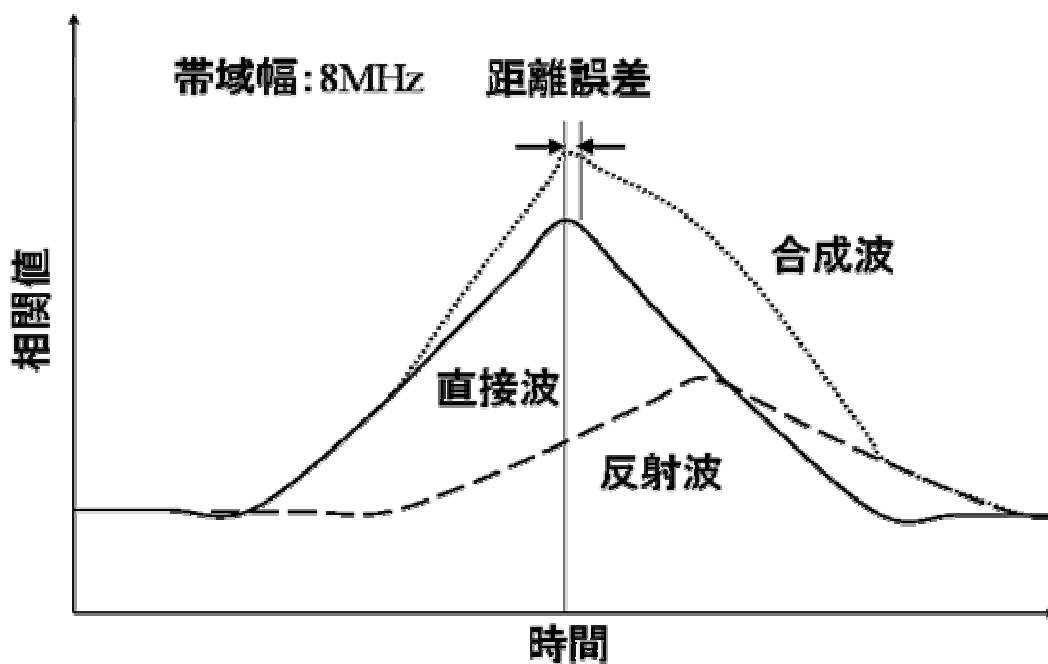


図5. 2 相関波形におけるマルチパスの影響 (帯域幅: 8MHz)

5. 1. 2 Narrow Correlator 方式の仕組みと性能

コードトラッキンググループについては、すでに前の第4章で述べた。ここでは、Narrow Correlator の仕組みについて簡単に述べる。まずスペーシングが通常の 1chip の場合に、マルチパス存在下でどのようにトラッキングが行われるかを図 5. 3 に示す。なお帯域幅は無限とし、マルチパス波は同相で 0.2chip 遅れ (約 60m)、振幅比 0.25 とした。

図 5. 3 を見ればわかるように、early と late の相関器のスペーシングが 1chip であり、お互いの相関値の差が 0 になるようにトラッキングしていることがわかる。ちょうどそのスペーシングの真ん中がトラッキングポイントになるため、マルチパス波が存在すると必ず左右どちらかに中心ポイントがずれることになる。このずれがマルチパス誤差となる。

図 5. 4 にスペーシングが 0.1chip の場合のトラッキングの様子を示す。ただし、図 5. 3 と同じように全体の相関波形を示さずに、ピーク付近の相関波形のみを示している。同じマルチパス波にもかかわらず、明らかに 0.1chip スペーシングのほうが、マルチパス誤差が小さいことがわかる。これはスペーシングを短くした結果である。上記にも述べたが、ピーク付近の相関波形がなまっていると、短いスペーシングで正確にトラッキングすることは困難なので、帯域幅を 8MHz 程度以上確保して、相関波形のピーク付近を鋭くする必要がある。またスペーシングを 1.0chip から 0.1chip に短くすることにより、生じるマルチパス誤差の最大値が 1.0chip の場合よりも非常に小さくなっている (約 10 分の 1)。

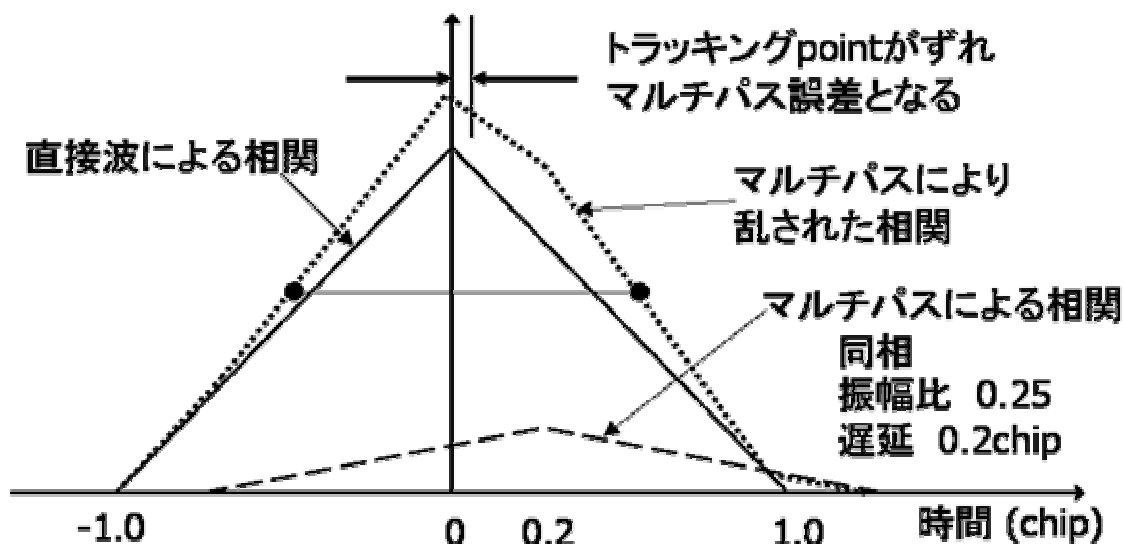


図 5. 3 スペーシングが 1chip の場合のトラッキング

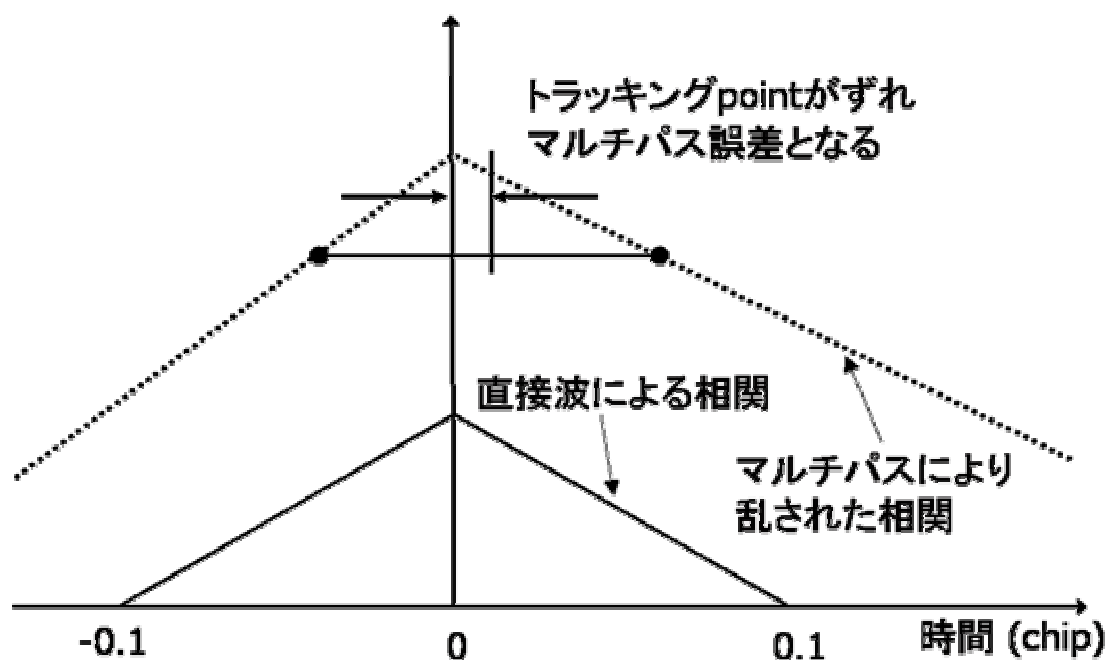


図5. 4 スペーシングが0.1chipの場合のトラッキング（ピーク付近のみ図示）

上記では、ある特定のマルチパス波が存在する場合に生じるマルチパス誤差について述べたが、次にマルチパス波の遅延距離と位相が時々刻々変化したときに生じるマルチパス誤差について述べる。Narrow Correlator方式の効果を明確にするために、1.0chipの場合と比較したものを示す。遅延距離と位相の関係はL1帯の波長より計算した。ちょうどマルチパス波の遅延距離がL1帯の波長（約0.19m）ごとに位相が360度回転するものとした。反射による位相の変化は無視している。マルチパス波の直接波に対する振幅比は0.2とした。図5. 5に位相が同相（0度）の場合と逆相（180度）の場合の遅延距離とマルチパス誤差の関係を示した。マルチパスによるトラッキング誤差の最大値（正）と最小値（負）は、それぞれ位相差が0度のときと180度のときに起こっている。このことは、マルチパスの遅延距離とマルチパス誤差の関係を示す時に、位相差が0度と180度のときのみを評価すれば十分であることを意味している。位相差が変化した場合のトラッキング誤差は全て、上記で与えた包絡線の範囲内に入っている。

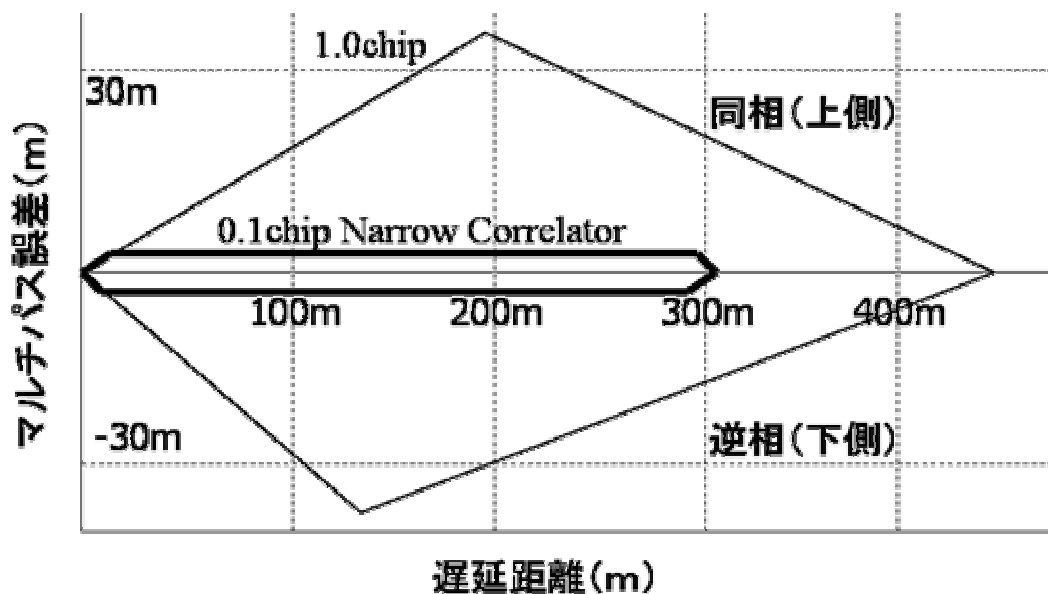


図5. 5 遅延距離とマルチパス誤差の関係

図5. 5より、0.1chip のスペーシングの場合、遅延距離が 30m 程度以上のマルチパス波に対して大幅にマルチパス誤差を削減できている。100m 程度の遅延距離を伴うマルチパス波が存在する場合（都市部で大きなビルに反射した場合など）、1.0chip スペーシングの場合は、20m 程度のマルチパス誤差を生ずる可能性があるのに対して、0.1chip スペーシングの場合は、最大で 4m 程度のマルチパス誤差に抑えられている。ここでは、マルチパス波の直接波に対する振幅比を 0.2 と仮定しているが、実際の環境において、例えば平らで十分に大きなコンクリートに反射した場合、入射角とコンクリートによる反射減衰量（約 8.0dB から 10.0dB の損失）を考慮すると、振幅比は 0.2 より大きくなることもある。

ここまで Narrow Correlator における理論と実際の性能について述べてきた。通常の 1.0 チップ幅の DLL よりも大きな利点を持っていることがわかった。この利点はマルチパス環境下においても発揮されることを確認した。以下に簡単にまとめる。ノイズに対する性能は、十分な pre-correlation の帯域幅が与えられれば、チップ幅のルートに比例することがわかった。Non-coherent の DLL において、マルチパス誤差の最大値はチップ幅に比例しているが、pre-correlation の帯域幅が十分に与えられていることが条件である。0.1 チップ幅（8MHz の帯域幅をもつ）の C/A コードによるコリレータの性能は P コードの受信機に迫っている。今後、pre-correlation の帯域幅を 20MHz に上げ、コリレータのチップ幅を 0.05 チップにすれば、さらに良い性能が獲得できると思われる。

5.2 Early-late-slope 方式

5.2.1 Early-late-slope 方式の概要

ここでは、特に Early Late Slope (ELS) 方式を利用したマルチパス誤差低減技術について述べる。この技術は MEDLL の直前に開発されている。この ELS 技術の出現前に 5.1 節で述べた Narrow Correlator 方式の技術が開発され、大幅にコードのマルチパス誤差とノイズを削減することができるようになった。しかし、この Narrow Correlator 方式を利用して、依然としてマルチパス誤差によるバイアスは残っており、測位結果に悪い影響を与えていた。そこで、相関波形の観点からさらにマルチパスに強い技術を既存の Narrow Correlator 方式に実装することを試みた。試験結果によると、従来の Narrow Correlator 方式よりも測位結果で 25%から 50%程度の改善を達成している。

5.2.2 Early-late-slope 方式の仕組みと性能

GPS は距離測定システムなので、直接波のみを受信し処理することが望まれる。マルチパス波が存在すると、この処理がうまく作動しない。それは受信機が双方の信号の相関をとることを試みてしまうからである。図 5.3 及び図 5.4 を見るとその事象がわかる。これらの図の双方の結果から注目すべき重要なことは、直接波とマルチパス波の合成波による相関波形が歪まされ、非対称になっている点である。通常 DLL は early と late の相関パワーが等しくなるような方法でフィードバックをかける設計がなされているので、歪まされた相関波形ではバイアスが生じることになる。逆に考えると、マルチパス信号は相関波形における歪みが原因であるので、相関波形における歪みを正確に測定すればするほど、マルチパス誤差分の補正量をより正確に計算することが可能であるといえる。

ELS 技術を説明するにあたって、帯域幅が無制限で相関波形がきれいな三角形である理想的な状態を想定する。図 5.6 は、遅延距離が 0.2chip、振幅比が 0.5 で、位相差が同相の場合の相関波形を示している。図 5.7 は位相差のみ逆相 (180 度ずれた場合) とした場合の相関波形を示している。図 5.6 及び図 5.7 における結果には、2 つの重要な共通の特徴がある。1 つ目は、波形は歪まされているものの、望まれる正確なトラッキングポイントが双方のケースで最大ピークの部分であること。2 つ目はピークの両側における相関波形の傾きが等しくないという点である。図 5.8 に 2 つのコリレータをもつ相関波形のピーク付近を拡大したものを示す。図 5.8 において、 y_1 , y_2 は early 及び late の相関値、 a_1 は early 側の傾き、 a_2 は late 側の傾きである。 d はコリレータ間の幅である。これらの傾きの情報を利用することにより、DLL の判別器はより正確に相関波形のピークを探ることができるようになる。理想的な状態でのトラッキング誤差を計算すると以下のようなになる。

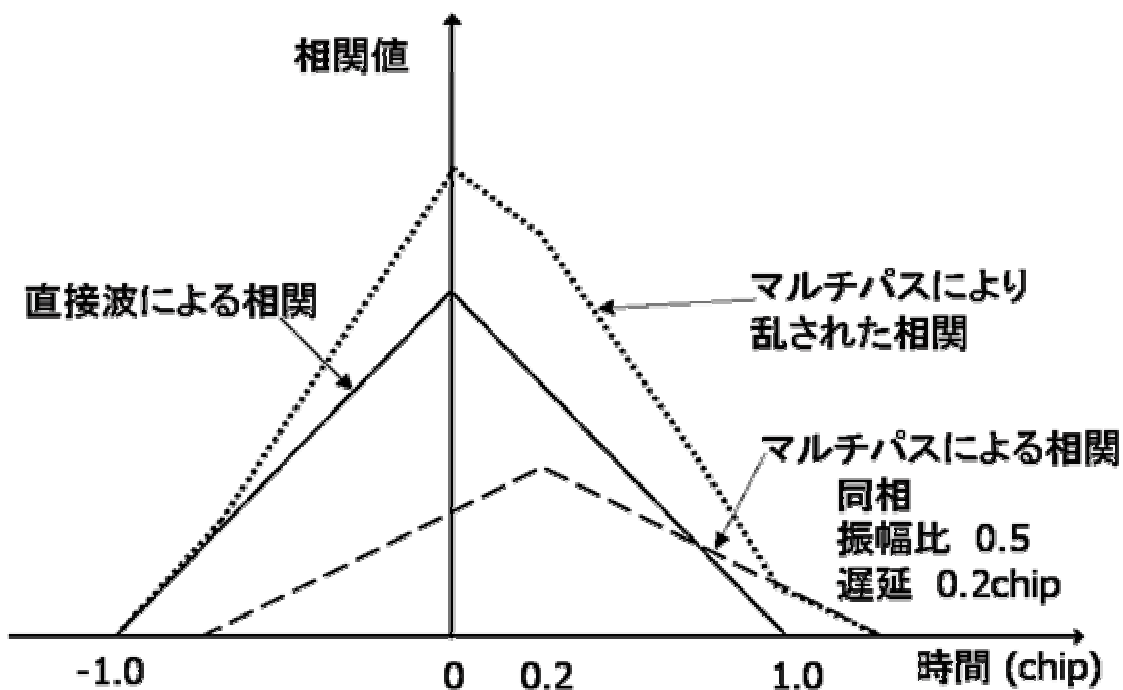


図 5. 6 直接波と同相のマルチパス波が存在する場合の相関波形（帯域幅は無限）

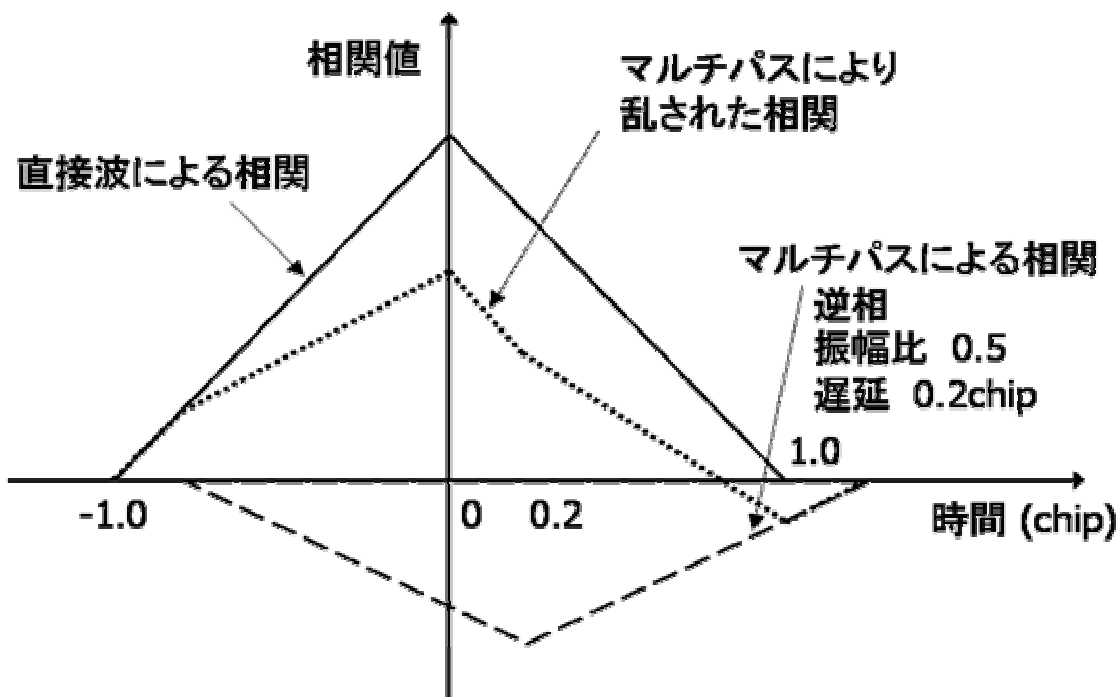


図 5. 7 直接波と逆相のマルチパス波が存在する場合の相関波形（帯域幅は無限）

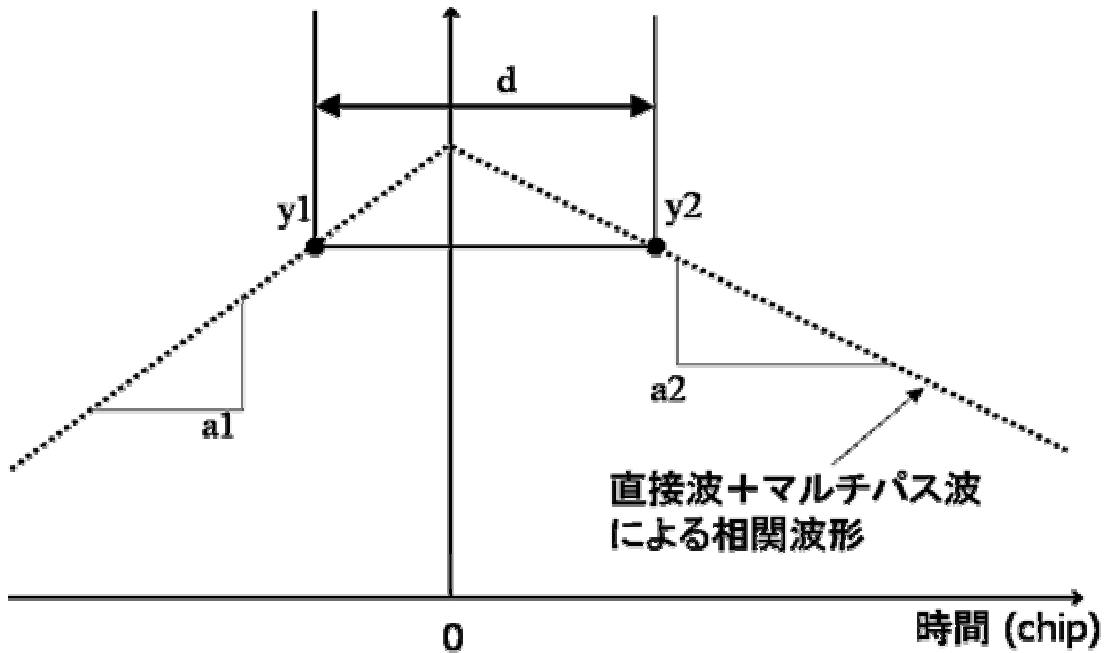


図5. 8 相関波形のピーク付近を拡大した図（帯域幅は無限）

ここで、理想的な状態でのトラッキング誤差を図5. 8から計算すると以下のようになる。

$$T = \frac{[(y1 - y2) + d/2(a1 + a2)]}{(a1 - a2)}$$

トラッキング誤差は、相関波形のピークの時刻と、スペーシングの真ん中にあたる時刻との差として表される。トラッキング誤差は、2つのコリレータが相関ピークから同じ距離にあるとき、上記のTは0となる。Tが0でないとき、すなわちマルチパス波によって波形が歪まされているとき、early と late のコリレータのちょうど真ん中をトラッキングポイントとして調整されるようになっている。理想的なDLLにおいては、ピーク付近の傾きからピークそのものを正確に推定することが可能である。しかしながら、実際のDLLでは帯域制限があるため、ピーク付近の相関波形はなまっておき、さらに遅延距離の短いマルチパス波が存在する場合などは、正確にピーク付近のearly と late での傾きから測定することは困難である。

このDLLを実際の帯域制限のある場合に適用するとどうなるか見ていく。図5. 9に遅延距離が0.05chip程度の同相のマルチパス波が存在する場合の概念図を示す。Early と late の傾きを計算するために、ピーク付近の両側に2つのコリレータがそれぞれ付加されている。内側の2つのコリレータは相関波形のピーク付近でのフラットな部分の影響を受

けないようにやや広めの間隔で配置されている。この図からわかるように 0.1chip の Narrow

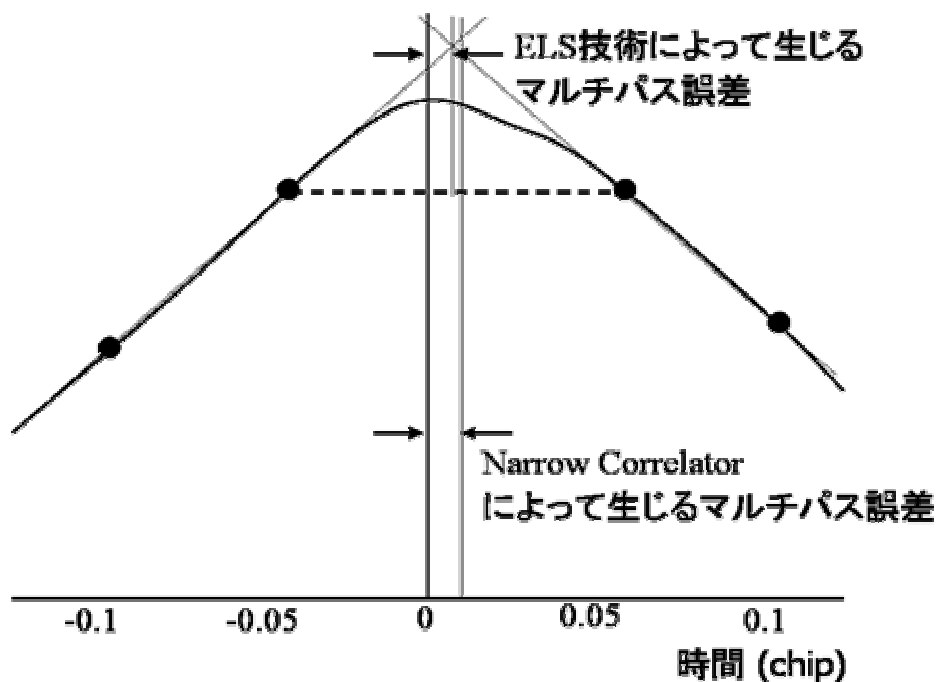


図 5. 9 ELS 技術によるトラッキングの概念図 (遅延距離は 0.05chip 程度)

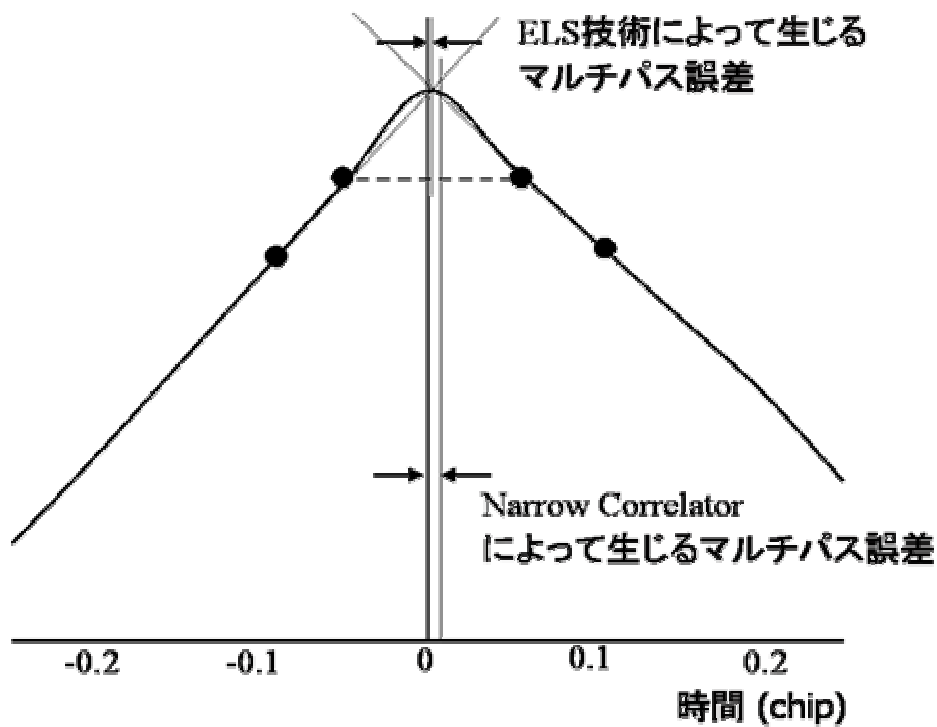


図 5. 10 ELS 技術によるトラッキングの概念図 (遅延距離は 0.2chip 程度)

Correlator と、生じるマルチパス誤差に関しては大きな差がないことがわかる。次に遅延距離が 0.2chip 程度の同相のマルチパス誤差が存在する場合の概念図を図 5.10 に示す。横軸の目盛りの時間間隔が大きくなっていることに注意する。0.2chip 付近にマルチパス波が存在する場合は、Narrow Correlator によって生じるマルチパス誤差と比較すると、明らかに ELS 技術によって生じるマルチパス誤差が大幅に削減されている。

ELS 技術を利用した DLL は従来の 8MHz（帯域幅）の Narrow Correlator 方式に対してどの程度精度が改善しているのかを次に示す。このことを調査するために、8MHz の帯域幅をもつ相関波形を想定して、Narrow Correlator 方式の場合（点線）と ELS 技術の場合（実線）のマルチパス誤差と遅延距離の包絡線を描いた。この包絡線はマルチパス波の振幅比が 0.5、遅延距離が 0 から 1.1 チップまで変化させた場合についてシミュレーションしている。誤差はマルチパス誤差が最大になる同相（位相差 0 度）のときと逆相（位相差 180 度）のときの結果を示している。図 5.11 はマルチパス誤差の包絡線である。この図より、ELS 技術を用いたほうが 0.1 チップの Narrow Correlator 方式よりも約 30%から 70%の改善が見られる。

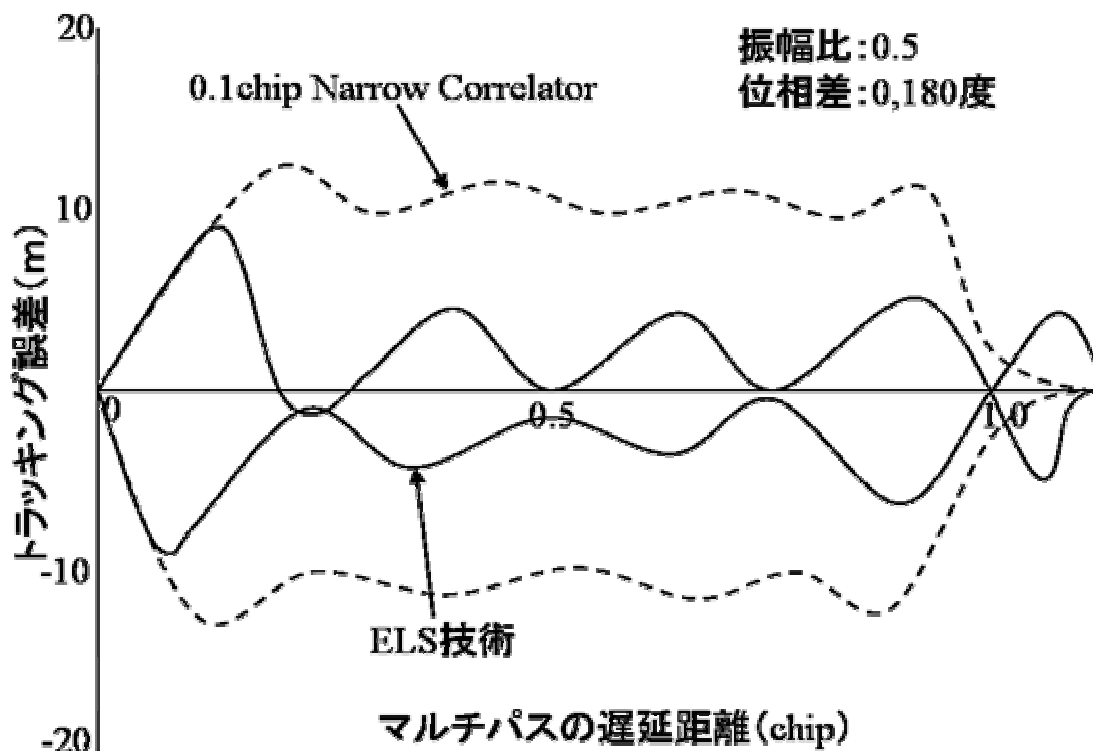


図 5.11 マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と ELS 技術の比較)

5. 3 Strobe Correlator 方式

5. 3. 1 Strobe Correlator 方式の概要

ここでは、Strobe Correlator 方式について述べる。Strobe Correlator 方式は Strobe Correlator と Enhanced Strobe Correlator という名前で知られている Ashtech 社（現在 Thales 社）の技術である。前者はコードマルチパス誤差のみ削減する技術であるのに対して、後者は搬送波マルチパス誤差も削減することで知られている。この技術を利用することにより、現在まで削減することが困難であった遅延距離が 30m 程度以上のマルチパス波に対して影響をほとんど受けなくなる。さらに遅延距離の短いマルチパス波に対しても 5. 1 項と 5. 2 項で述べた技術より低減効果がやや大きい。NovAtel 社が開発した Pulse Aperture Correlator や Gated Correlator の名前で知られているものも、これと同様の技術である。他のマルチパス削減技術によく見られる、コリレータの煩雑さやノイズの上昇等のマイナス面はできるかぎり低く抑えられている。以下に Strobe Correlator 方式について述べる。

5. 3. 2 Strobe Correlator 方式の仕組みと性能

この技術は今までに利用してきたマルチパス低減技術と同じ規範を利用している。それは直接波がマルチパス波に対して常に先行しているという事実である。さらにこの技術は、次に挙げるいくつかの基本的な原理を満たしている。それはマルチパス削減技術の実装の際に、ロバスト性、効率性そして実装の容易性が必要だからである。

- いかなるマルチパスモデルにもよらない。
- いかなるマルチパスパラメータも推定しようとしない。
- トラッキングレベルで全てのチャンネルを独立に補正するものである。
- マルチパス波の数に関わらず、ファームウェアでの処理が最小になるように抑えている。このことは幅広い多くの GPS 受信機やアプリケーションにおいて、この技術を実装できることを意味する。

さらに以下の点に焦点をあてて開発されている。

- コードと搬送波の理論的なマルチパス誤差の包絡線
- 実際のデータによる DGPS の測位誤差
- マルチパスが存在する場合としない場合におけるコードと搬送波の二重位相差の値
- コードと搬送波の二重位相差のノイズに対する性能

次に Strobe Correlator がどのような仕組みなのかを説明する。図 5. 11 の 2 つの方

式によるマルチパス誤差の包絡線を見る。ここで Narrow Correlator 方式と ELS 技術ではマルチパスの遅延距離がおよそ 1.0 チップ（約 300m）まで影響することに注意する必要がある。実際の使用環境においては、より遅延距離が短いマルチパス波を削減することが重要である。GPS 信号は近くに存在する建物や金属物に反射される可能性が非常に高い。より遅延距離の短いマルチパス波に対して有効なコリレータを作る 1 つの手段は、相関をとる部分のパターンを短くすることである。それは、今まで述べてきた Narrow Correlator の特徴を利用することによって可能である。図 5. 1 2 に示すように、Narrow Correlator の相関波形（early-late power の判別器出力）における最初の傾きの部分は、コリレータの幅とは独立している。平坦な部分の最大の相関値は Narrow Correlator のチップ幅に比例している。実線が 0.1chip の場合で、点線が 0.1 の半分の 0.05chip の場合である。

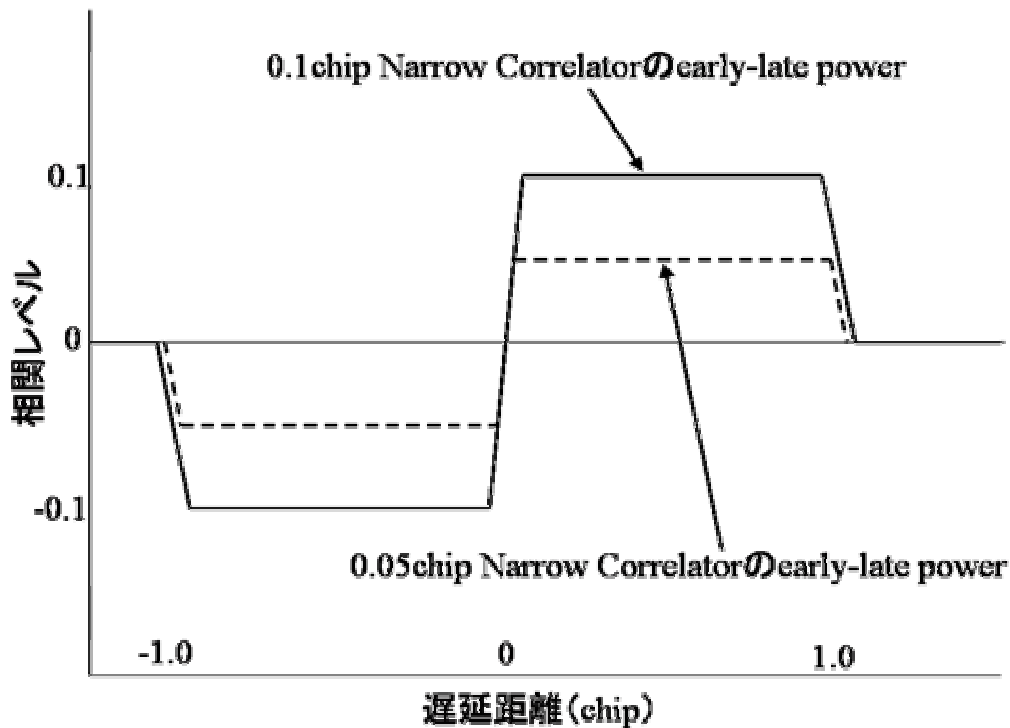


図 5. 1 2 スペーシングの異なる Narrow Correlator の判別器出力

上記のような特徴から、以下のように 2 つの Narrow Correlator の線形的な結合を実装してみる。

$$2 \times \text{narrow}(d/2) - \text{narrow}(d)$$

ここで narrow(d) は、スペーシングが d に相当する Narrow Correlator の相関波形を意味する。図 5. 1 3 に上記の線形結合による相関パターンを示す。d は 0.1chip としている。

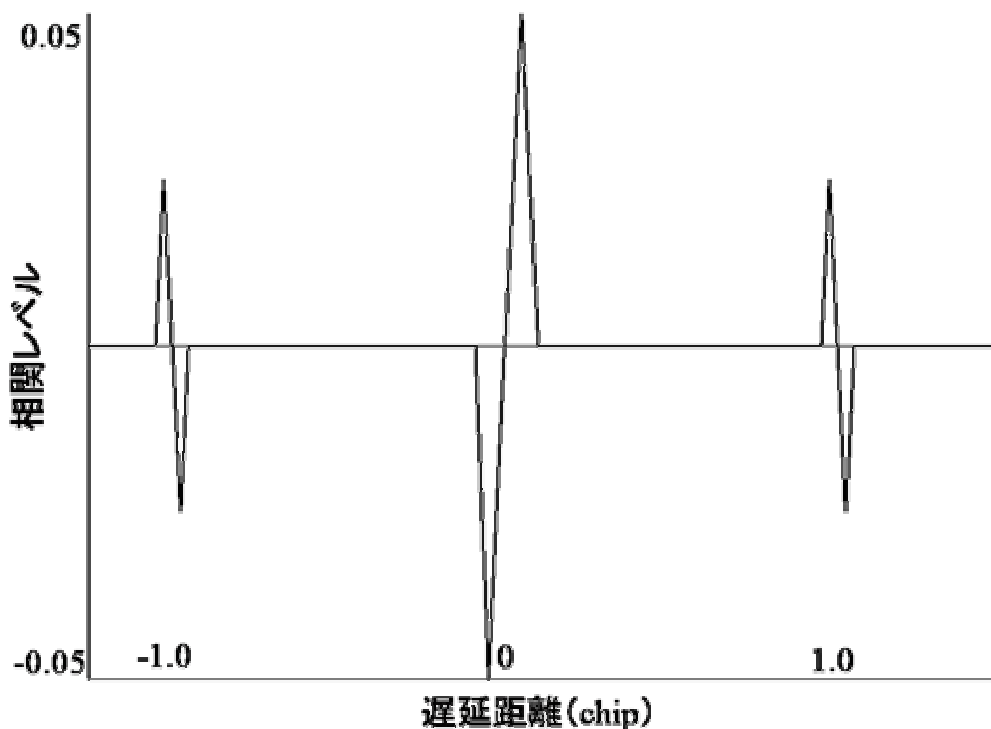


図5. 1 3 線形結合による相関パターン (Strobe Correlator の相関パターン)

上記の線形結合による結果は、トラッキングポイント周辺で非常に短い区間0でない値をとり、それ以外の区間でのマルチパス信号による影響をかなり削減した相関波形となっている。実際に Narrow Correlator の異なるスペーシングによる線形結合による効果は予見されていた。-1.0chip と+1.0chip 周辺に見られる半分程度の振幅の相関が問題になるかもしれないが、この点に関してはあまり問題にならないと判断される。それは、1chip 程度 (約 300m) 遅れてくるマルチパス波で直接波に影響を与えるような信号強度をもつものはあまり現実的ではないからである。実質的に 0.1chip 程度以上の遅延距離のマルチパス波に対して、この Strobe Correlator 方式は非常に有効である。

Strobe Correlator 方式を利用した DLL は従来の Narrow Correlator 方式に対してどの程度精度が改善しているのかを次に示す。このことを調査するために、Narrow Correlator 方式の場合 (点線) と Strobe Correlator 方式の場合 (実線) のマルチパス誤差と遅延距離の包絡線を図5. 1 4に描いた。この包絡線はマルチパス波の振幅比が 0.5、遅延距離を 0 から 1.1chip まで変化させた場合についてシミュレーションしている。誤差はマルチパス誤差が最大になる同相 (位相差 0 度) のときと逆相 (位相差 180 度) のときの結果を示している。帯域幅は無限としている。

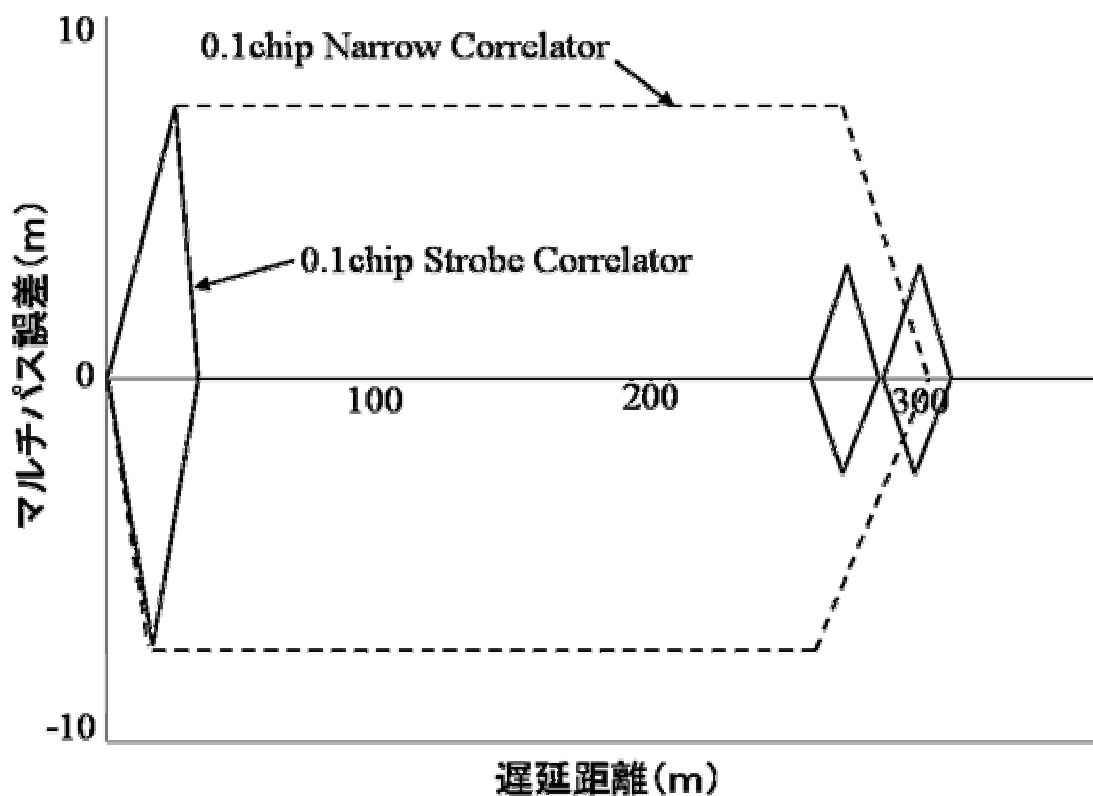


図5. 14 マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と Strobe Correlator の比較)

上記の図より、明らかに Strobe Correlator のほうがマルチパス誤差を低減する能力が高いことがわかる。遅延距離が 30m 程度までは Narrow Correlator 方式と変わらないが、それ以上の遅延距離のマルチパス波に対してはほとんど影響を受けていない。5. 2項で述べた ELS 技術と比較しても、その優位性は変わらない。

この Strobe Correlator の技術は、現在の最新の GPS 受信機においても広く利用されているものである。依然として遅延距離の短いマルチパス波に対する弱点が残っているが、実際の環境において、例えば、30m 程度以上離れた場所にしか障害物が存在しないような環境においては、その効果を発揮するものである。さらに、実環境において、ある程度開けた場所であれば、コードのマルチパス誤差とノイズを確実に 1m 以内に抑制することが可能である。よって搬送波位相を利用した高精度測位に必要となる、アンビギュイティ決定をより早く信頼性を保って行うことが可能である。

5. 4 MEDLL 方式

5. 4. 1 MEDLL 方式の概要

ここでは、MEDLL(Multipath Estimating Delay Lock Loop)の技術を通してこの方式によるマルチパス誤差削減技術について紹介する。前項までに述べたように、Narrow Correlator と Strobe Correlator の出現で、かなりのマルチパス誤差を削減できることが可能となった。MEDLL 技術が前項までの技術と大きく異なる点は、直接波とマルチパス波の信号のパラメータ（振幅、遅延、位相）を同時に推定するところにある。では実際にどのようにマルチパス波のパラメータを推定していくのかを以下で述べる。

5. 4. 2 MEDLL 方式の仕組みと性能

ここでは MEDLL の技術の背景について簡単に述べる。マルチパス存在下において、GPS 受信機が受信した信号は以下のように表される。

$$r(t) = \sum_{i=0}^M a_i p(t - \tau_i) \cos(\omega t + \theta_i) + n(t) \quad (5. 1)$$

ここで、Mは到来信号の数、tは時刻、n(t)は白色雑音、 a_i は信号の振幅、 τ_i は信号の遅延、 θ_i は信号の位相を表す。GPSの場合において重要なパラメータは直接波の振幅、遅延、位相である。しかしながら、マルチパス波により従来のDLL(Delay Lock Loop)はこれらのパラメータを正確に推定することができない。MEDLLはこの問題をマルチパス信号のパラメータを考慮することにより解決しようとしている。最尤推定理論に従って、MEDLLは以下の式にある平均二乗誤差が最小になるように、パラメータを推定している。

$$L(\hat{a}, \hat{\tau}, \hat{\theta}) = \int_{t-\tau}^t [r(t) - s(t)]^2 dt \quad (5. 2)$$

$$s(t) = \sum_{i=0}^M \hat{a}_i p(t - \hat{\tau}_i) \cos(\omega t + \hat{\theta}_i)$$

ここで s(t)は直接波とマルチパス波の合成波の推定値である。式(5. 2)はLの偏微分値を0にするように計算される。この式の結果は以下のようになる。

$$\hat{\tau}_i = \max_{\tau} \left[\operatorname{Re} \left\{ \left[R_X(\tau) - \sum_{m=0, m \neq i}^M a_m R(\tau - \hat{\tau}_m) \exp(j\hat{\theta}_m) \right] \exp(-j\hat{\theta}_i) \right\} \right]$$

$$\hat{a}_i = \operatorname{Re} \left\{ \left[R_X(\hat{\tau}_i) - \sum_{m=0, m \neq i}^M a_m R(\hat{\tau}_i - \hat{\tau}_m) \exp(j\hat{\theta}_m) \right] \exp(-j\hat{\theta}_i) \right\} \quad (5. 3)$$

$$\hat{\theta}_i = \arg \left[R_X(\hat{\tau}_i) - \sum_{m=0, m \neq i}^M a_m R(\hat{\tau}_i - \hat{\tau}_m) \exp(j\hat{\theta}_m) \right]$$

上の式(5.3)において、 $R_x(\tau)$ は同相と90度遅れた位相でダウンコンバートされた相関関数を示し、 $R(s)$ はレファレンス用の相関関数である。基本的にMEDLLの式を解くことは、非線形のカーブフィットを解くことに似ている。これは受信信号の相関関数に最もフィットするような(確率的に可能性の高い)レファレンスの相関関数(振幅、遅延、位相を見つける)を見つけ出すことである。本質的には、従来のGPS受信機は同じことを行っているが、それは直接波の信号に対してのみである。マルチパスが存在するとき、MEDLLは推定する信号の数を増やすことによりカーブフィットを改善することが可能であり、それによって直接波とマルチパス波を分離することが可能となる。実用化されている受信機では、相関関数を少なくとも1秒以上平均化し、マルチパス波を2つまで(直接波をいれて3つ)推定していることが知られている。また、通常のearly-lateのGPS受信機では、2つか3つのコリレータによりトラッキングを行っているが、MEDLLのアルゴリズムを適用する場合は10個以上のコリレータが必要であることが知られている。MEDLL方式による結果として、マルチパスによって影響を受けたコードと搬送波の誤差が大きく削減されることになる。最終的に、雑音のみが達成しうる限界値を基準とするため、以下にコードと搬送波における雑音による限界値を計算する概略式を示す。

$$\begin{aligned}\sigma_{DLL} &= \sqrt{\frac{B_L d}{c/n_0}} \lambda_c \\ \sigma_{PLL} &= \sqrt{\frac{B_L}{c/n_0}} \frac{\lambda}{2\pi}\end{aligned}\quad (5.4)$$

ここで、 B_L はトラッキンググループの雑音帯域幅(Hz)、 c/n_0 は信号強度(C/N_0 の単位がdB-Hzのとき、 $10^{(C/N_0)/10}$ として計算される)、 λ_c は1チップ長(m)、 λ は搬送波位相の波長(m)、 d はコリレータ間のスペーシング(チップ)を示す。典型的なGPS受信機においては、 C/N_0 が40から50dB-Hz、 d が0.1から1、搬送波トラッキンググループの B_L が0.5から16Hz、コードトラッキンググループの B_L が0.05から0.5Hzとなっている。これらのパラメータの値より式(5.4)を計算すると、搬送波位相のノイズの精度は0.1mmから1mm程度、コード位相のノイズの精度は数cmから1.5m程度となる。従来のGPS受信機はこれらのノイズによる最低精度誤差より大きな誤差を受けることが知られている。MEDLLの役割はこの理論と実際の誤差のギャップを埋めることにあると言える。

MEDLLは従来のノバテル社製GPS受信機に実装されている。ダウンコンバート後、受信信号は複数の相関器で相関処理され、入力用の相関値を得る。複雑さを排除するために、受信機には従来の搬送波位相トラッキンググループが組み込まれている。位相推定値は位相や周波数の誤差を補正するために使用され、また入力用の相関サンプルからデータを排除す

るためにも使用される。最後に、**相関サンプルは MEDLL の計算終了後 1 秒以上にわたって平均化される。** 遅延推定値は直接波の相関ピークのタイミングを維持しているコード発生器を制御するために使用される。MEDLL の処理に加えて、**0.1 チップコリレータ**を使用した通常の DLL の相関処理も行われている。この方法で、MEDLL による結果と従来の DLL による結果を比較することができる。MEDLL の重要な側面は、**マルチパス波による波形の歪みを検知するための正確なレファレンス用の相関関数にも存在する。** 正確な相関関数を得るために複数のコリレータが必要である。実際に使用されている相関関数は **400 秒にわたって平均化することによって生成されている。** また測定はマルチパスの非常に少ない場所で行われている。

MEDLL 技術を利用した DLL は従来の 8MHz (帯域幅) の Narrow Correlator 方式に対してどの程度精度が改善しているのかを次に示す。このことを調査するために、8MHz の帯域幅をもつ相関波形を想定して、Narrow Correlator 方式の場合 (点線) と MEDLL 技術の場合 (実線) のマルチパス誤差と遅延距離の包絡線を描いた。この包絡線はマルチパス波の振幅比が 0.5、遅延距離が 0 から 1.1 チップまで変化させた場合についてシミュレーションしている。誤差はマルチパス誤差が最大になる同相 (位相差 0 度) のときと逆相 (位相差 180 度) のときの結果を示している。図 5. 1 5 はマルチパス誤差の包絡線である。この図より、MEDLL 技術を用いたほうが 0.1 チップの Narrow Correlator 方式や ELS 方式よりもマルチパス誤差が削減されていることわかる。

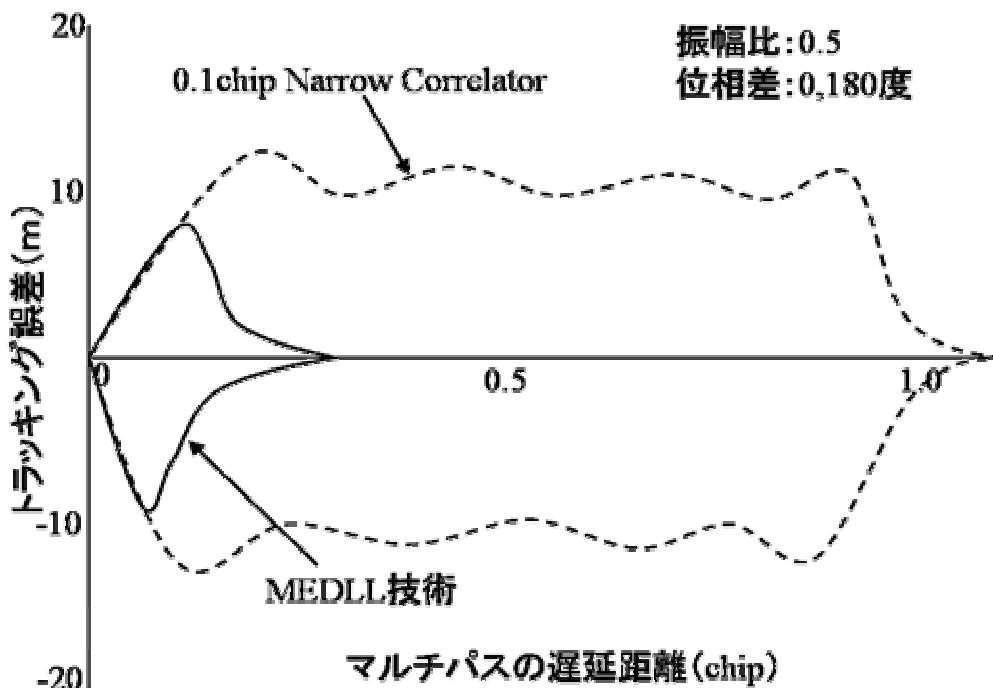


図 5. 1 5 マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と MEDLL 技術の比較)

5.5 5章のまとめ

これまでに紹介してきたマルチパス誤差低減技術について以下の表5.1にまとめた。なお、誤差に関しては、マルチパスの直接波に対する振幅比が0.5（同相）で帯域幅が8MHz程度の場合を想定している。

表5.1 各種マルチパス誤差低減技術の比較

方式	技術概要	最大誤差	遅延距離に対して
1.0chip-Correlator	Early-Late の相関レベルが等しくなるように動作し、その中心位置がトラッキングポイントとなる。Early-Late の時間幅は1chip長である。	75m程度	1.5chip（約450m）遅れまで影響。
Narrow-Correlator	Early-Late の時間幅を1chip以下（通常0.1chip程度）としている。	8m程度	1.1chip（約300m）遅れまで影響
Early-Late-Slope	相関ピーク付近の両側の相関値の傾きを利用してトラッキングポイントを推定。	7m程度	0.2chip（約60m）遅れまで影響。その後の影響は小さい。
Strobe-Correlator	自己相関パターンを変更する（狭める）ことにより、マルチパスの影響を受けにくくしている。	7m程度	0.2chip（約60m）遅れまで影響。その後の影響はほとんどなし。
MEDLL	マルチパス波の特徴を直接推定することにより、誤差を低減させている。	7m程度	0.2chip（約60m）遅れまで影響。その後の影響はほとんどなし。

ここでは示さなかったが、基本的にMEDLLとStrobe-Correlatorの場合、帯域幅を16MHz以上とした場合に、30m程度以上の遅れのマルチパス波の影響は受けない。また最大誤差は上記の表の半分程度（約3.5m）になる。よって、現在の耐マルチパス誤差のターゲットは遅延距離が短いもの（約30m未満）に対してどのように対策するかである。本章でも示し

たが、擬似距離のノイズの限界が最低信号強度で約 1m 程度であるので、最終的にはこのレベルまでマルチパス誤差を低減できる可能性は残されている。理論上では、マルチパス誤差を 1m 程度まで低減させる方式も発表されている。その方式は基本的に MEDLL 方式と同様に、最尤推定法を用いてマルチパス波の振幅や遅延量を推定するものである。

参考文献

- Van Dierendonck, A.J., Fenton, P. and Ford, T., Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver Navigation, Journal of the Institute of Navigation, USA, Vol.39, No.3, Fall 1993, pp.265-283.
- B. Townsend, P. Fenton, A Practical Approach to the Reduction of Pseudorange Multipath Errors in a L1 GPS Receiver, ION GPS-94, Salt Lake City, September 1994.
- L. Garin, Dr. F. van Diggelen, J.M. Rousseau, Strobe & Edge Correlator - Multipath Mitigation for Code, ION GPS-96, Kansas City, KS, September, Part1, pp.657-664.
- L. Garin, J.M. Rousseau, Enhanced Strobe Correlator Multipath Rejection for Code & Carrier, ION GPS-97, Kansas City, KS, September, 1997, pp.559-568.
- B. Townsend, D.J van Nee, P. Fenton, and K. Van Dierenconck, Performance Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop, ION GPS-94, Salt Lake City, September 1994.
- Braasch, M.S., Chapter14, Multipath Effects, in Global Positioning System: Theory and Applications AIAA, Washington,DC, 1996.
- Lawrence R. Weill, How Good Can It Get with New Signals? Multipath Mitigation, GPS World (2003), vol.14, no.6, pp106-113.
- Jason Jones, Pat Fenton, Brian Smith, Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator, <http://www.novatel.ca/> 2004.

第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法

本章では、本研究で提案するコードマルチパス誤差（以下、マルチパス誤差）低減技術についてまとめた。まず、問題となっているマルチパスの影響を調べるために、あらかじめ決めた場所で GPS の生データを取得しマルチパスの影響を調査した。次にマルチパス対策用コリレータを簡易的に開発するために、独自で開発したマルチパス誤差推定シミュレーションについて紹介する。すでに第5章で、現存するマルチパス対策用コリレータ技術については述べたので、ここではその結果も利用している。次に本研究で提案するマルチパス対策技術を紹介する。第5章で示したように、マルチパス波の直接波に対する遅延距離が 30m 程度以上の信号に対しては、すでにそのマルチパス誤差を大幅に削減できることが知られている。ゆえに、本章では特に遅延距離の短いマルチパス波による誤差の削減を目的とした。大きく分けて2通りの手法を考案した。1つ目は、信号強度や擬似距離そして搬送波位相といった、GPS の生データの変動を利用して誤差を増大させるマルチパス波を検出し防ぐものである。2つ目は、生の相関波形の値を利用することによるマルチパス誤差低減手法である。今回提案した手法が、どの程度の効果を発揮するかを、シミュレーションと実環境でチェックしたので報告する。

6. 1 実環境におけるマルチパスの状況

6. 1. 1 マルチパスの評価手法

ここでは、実環境におけるマルチパスの状況の評価手法について述べる。以下の節において、実際にGPSアンテナをいくつかの場所に設置し、必要な生データを取得するが、その生データのうち、マルチパスの評価のために以下の情報を利用することにした。ただし全てを利用することはなく、環境に応じて適した情報を選択した。

1	擬似距離と搬送波位相の差分値 (cc-difference値)
2	信号強度
3	可視衛星数
4	マルチコリレータによる相関値
5	アンテナ周辺の地図データと衛星の仰角、方位角

ここで、1の擬似距離と搬送波位相値の差分値は、コードのマルチパス誤差を評価するために頻繁に利用される値である。基本的に、搬送波位相がマルチパスの影響をほとんど受けない (L1帯で最大でも約4.8cm) ことを利用した技術である。単純に擬似距離と搬送波位相値の差分をとっただけでは、マルチパス誤差やノイズ以外に電離層遅延量の影響が残存するが、2周波のデータを利用することにより電離層遅延の影響を排除している。2の信号強度はマルチパス誤差と時間方向、振幅方向の両方に関して強い相関を持つことが知られており、十分に利用できると考えられる。可視衛星数は、取得状況の概要を知るために用いた。マルチコリレータによる相関値は、中心ポイントの値が信号強度に相当すること、大きなマルチパス波の遅延距離を見分けることが容易であることから利用した。さらにアンテナ周辺の地図データと衛星の仰角、方位角情報は、アンテナと衛星の幾何学的配置を知る上で非常に有効であるので用いた。ただし、3D地図の精度は不明 (場所にもよるが水平誤差は5m未満程度) で、特に高さ方向は実物とは全く一致していない。

マルチパスの評価を行うために、以下のように大きく分類を行った。

1	直接波と地面からの反射波による環境
2	直接波と上方からの反射波による環境
3	反射波と直接波の回折による環境

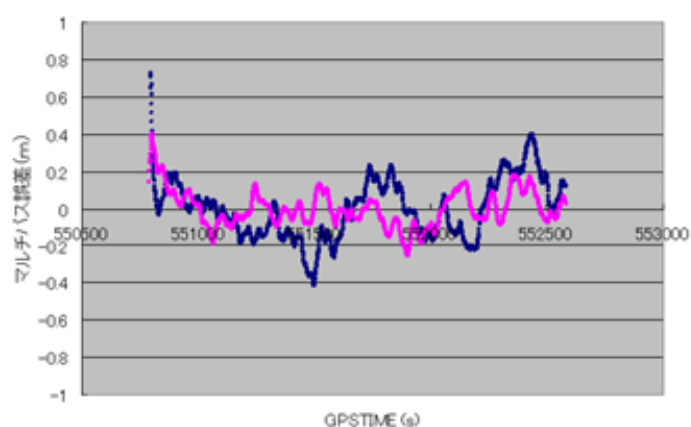
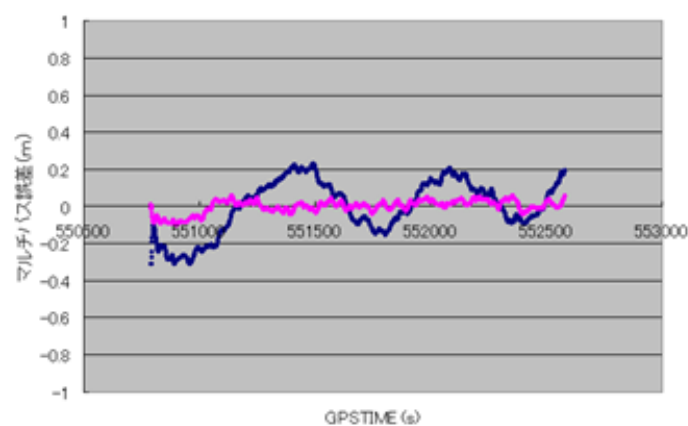
ここで、1は周囲が開けており、基本的にアンテナ上方（仰角10度程度以上）では、反射波が入射されない理想的な環境を意味している。具体的には、基準局のアンテナを屋上や広場に設置する場合、ナビゲーション用のアンテナを飛行機の上部や船の最上部に設置する場合はこのような状況である。2は一般的な使用で最も頻繁に起こる現象である。直接波が届いているが、さらに障害物により反射したマルチパス波が入射される環境である。受信機内部のマルチパス対策技術の性能にもよるが、数10m以内の近距離に大きな障害物がある場合、非常に大きなマルチパス誤差を生じる可能性は高い。逆に言えば、それほど大きな障害物がアンテナ周辺になければ、それほど大きなマルチパス誤差を生じることはない。以下では、大きなマルチパス誤差を生じる場合について評価している。3は都市部や建物の並んだ非常に狭い道路等において起こる状況である。直接波の視線方向は障害物に遮られており、アンテナに届くものは回折されたものである。この回折された直接波に、反射波が加わった場合を想定している。都市部の道路では、10階建て以上のビルが多いため、道路の両側ともに仰角50度から60度程度まで遮られており、道路の端のほうにアンテナがある場合、このような電波環境になることがある。

6. 1. 2 直接波と地面からの反射波による環境

東京海洋大学のグラウンドでデータを取得した。グラウンド中央部は、仰角20度以上程度は十分に開けており、ほぼ地面からの反射以外のマルチパスの影響を受けていないと考えられる。地面からの高さの影響を確認するために、アンテナ高を約2mにした場合と20cmにした場合でデータを同時に取得した。双方のアンテナの影響を避けるために、20m程度離して設置した。使用受信機は基準局と移動局の2つともOEM3である。移動局のアンテナは双方ともGPS600である。解析時間は約30分である。このときの3つの衛星のcc-difference値を図6. 1に示す。仰角の高さに応じて3つの衛星を選択した。17番衛星は71度から56度、8番衛星は39度から30度、21番衛星は13度から24度への仰角の推移であった。17番衛星と8番衛星のcc-difference値より、明らかにアンテナ高が小さいほうが、マルチパス誤差が小さいことがわかる。これは、遅延距離の非常に短い（10m未満）マルチパスにおいて、遅延距離が伸びるほどマルチパス誤差が大きくなることに一致している。21番衛星は20cm高のアンテナのほうのマルチパス誤差がやや小さい程度であるが、その傾向は見られる。仰角に応じてマルチパス誤差に違いが見られるのは、遅延距離とともに、マルチパス波の振幅の違いによるものである。直接波に対するマルチパス波の振幅が大きい（1に近づくほど）ほど、マルチパス誤差が大きくなることは既知である。基本的に地面に反射しているので、反射係数は仰角に少し依存する程度であるが、アンテナのパターンによる減衰効果も仰角

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

が高くなるほど大きくなることがわかっている（仰角が高くなると、反射波はアンテナのより真下から入射されることになり、アンテナパターンから真下方向の入射波はかなり減衰されている）。これらの理由と、仰角が低い場合は、グラウンドにおいても、電灯や木の影響をどうしても避けることができないことから、21番衛星のマルチパス誤差がどちらの場合も大きくなっていると予想される。図6. 2に、アンテナ高の違いによるDGPS測位結果を示す。マルチパス誤差の影響の違いにより、水平方向の2drmsで15cm以上の差が見られる。以上のことから、周囲が開かれて、障害物が極端に少ない環境では、アンテナ高を地面に対して低くすればするほど、マルチパス誤差も削減され、測位結果も改善されることがわかる。これは地面をアンテナのグラウンドプレーンとして活用した効果によるものであるといえる。さらに周囲が開かれた環境では、DGPSの水平方向の誤差（2drms）で50cm程度を得ることは困難ではないことがわかった。



第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法

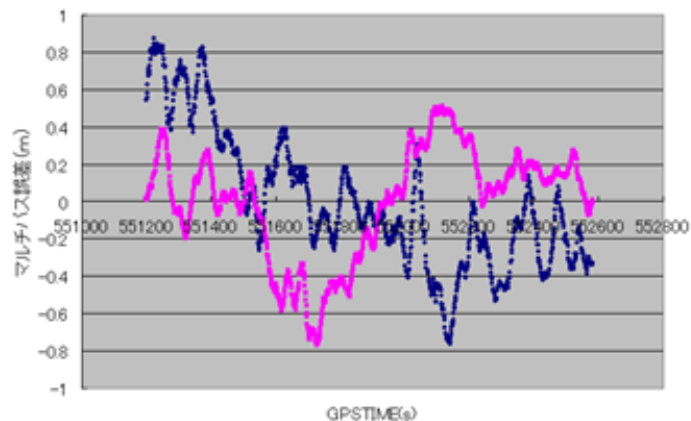


図6. 1 各衛星のcc-difference値（上から17番、8番、21番衛星）

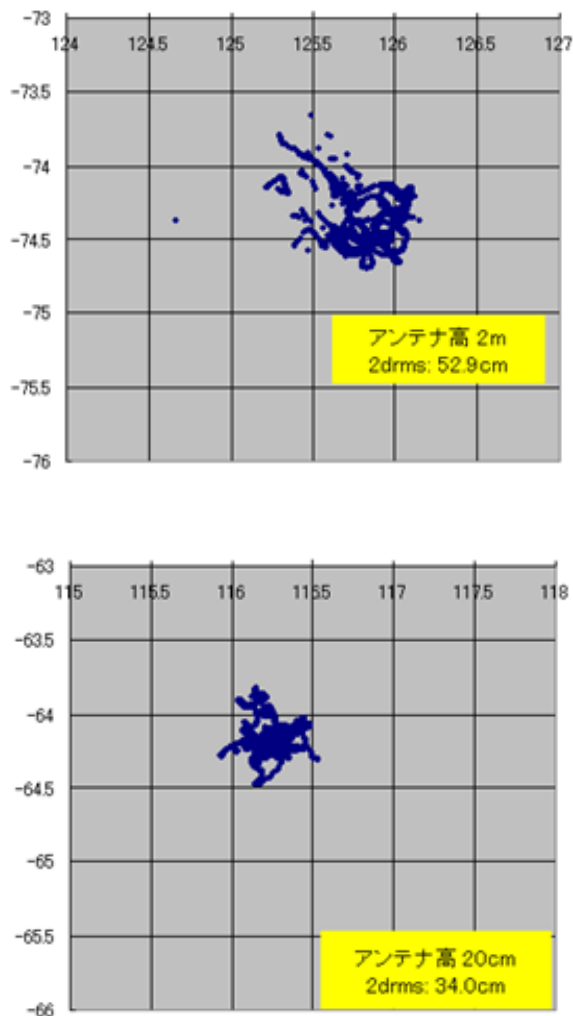


図6. 2 DGPS測位結果（上がアンテナ高2m、下が20cm）

6. 1. 3 直接波と上方からの反射波による環境

東京海洋大学の大学院棟の横でデータを取得した。図 6. 3 に取得場所の水平図を示す。

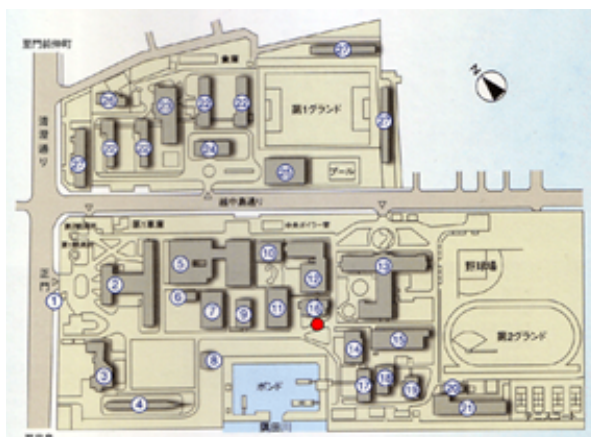
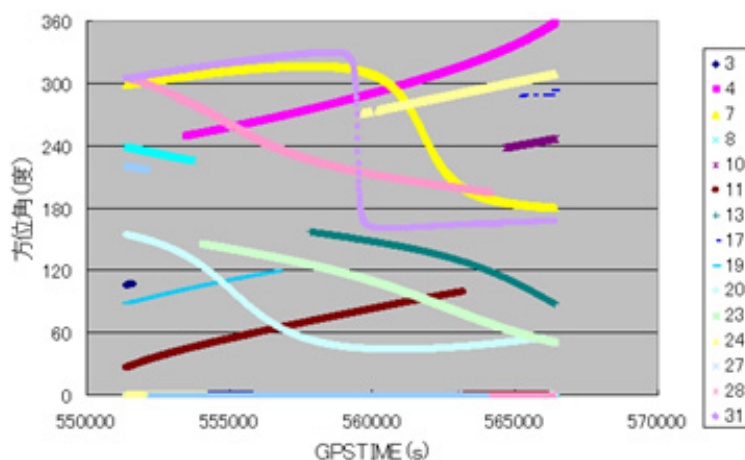


図 6. 3 取得場所の水平図 (東京海洋大学越中島校舎)

上図の 16 番が大学院棟である。アンテナは大学院棟の南西側の道路に、壁よりちょうど 8 m 離して設置した (上図の赤丸)。周囲は大学院棟以外にも建物が並んでいるが、大学院棟の南西側にはポンドがあるだけで、それほど大きな障害物はない。アンテナに面した方向の大学院棟の大きさは、横が 25m 程度、高さが 35m 程度であり、比較的突起物の少ないガラスとコンクリートの表面である。取得時間は約 5 時間である。使用した受信機は基準局が OEM4、移動局が OEM4 と EURO-3M である。使用アンテナは双方ともに GPS702 である。取得時間帯の仰角、方位角情報を図 6. 4 に示す。ここで、仰角と方位角の情報より、大学院棟の壁に反射されていると思われる、7 番、24 番そして 28 番の 3 つの衛星を選択した。図 6. 5 に選択した衛星の cc-difference 値をそれぞれ示す。全て 0 平均化されている。



第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法

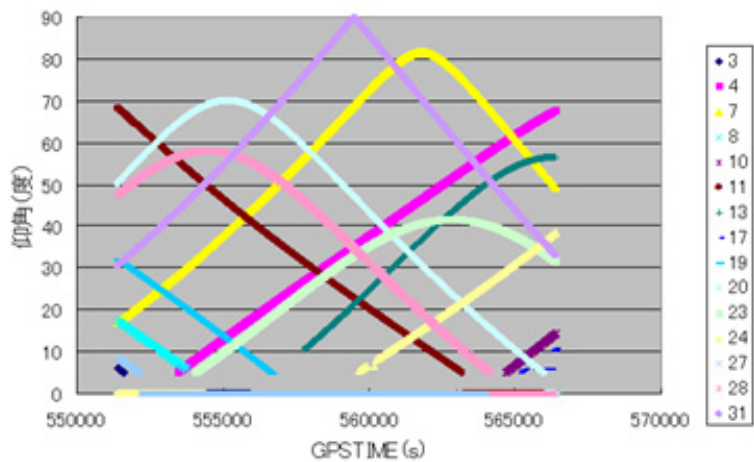
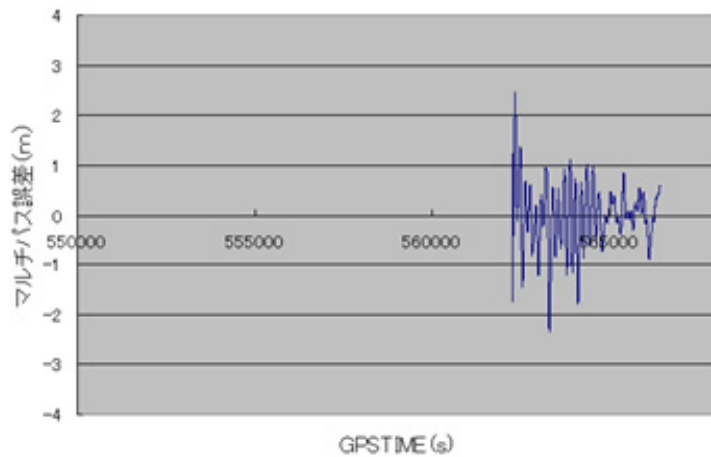
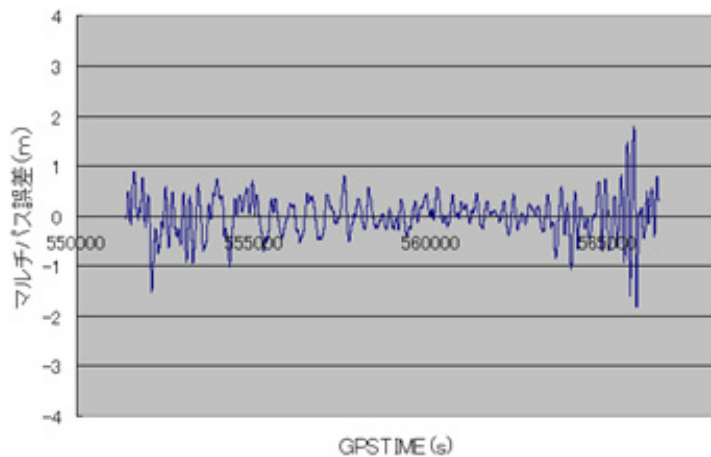


図6. 4 取得時間帯の各衛星の方位角（上）と仰角（下）



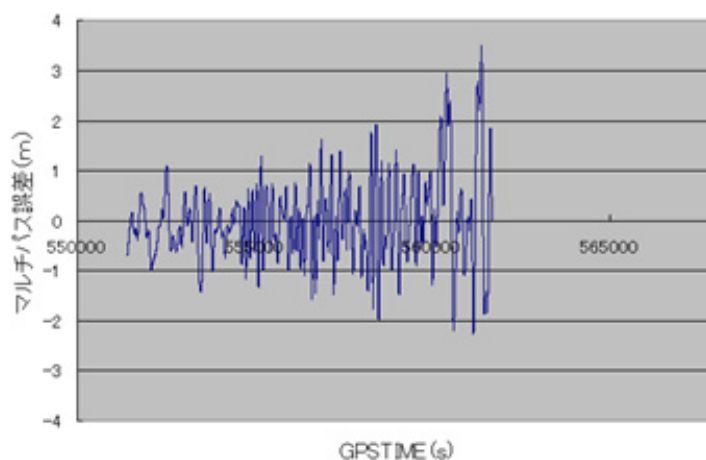


図6. 5 反射の影響を受けている衛星のcc-difference値（上から7、24、28番衛星）

図6. 5より、1m以上の上下方向の周期的な誤差が見られることから、各衛星ともに、近接の壁によるマルチパス波の影響を受けていることがわかる。時間帯に応じてマルチパス誤差の大きさは変化している。28番衛星は、最大で振幅が6mに達するマルチパス誤差を受けている。これは、大学院棟の壁がきれいな鏡面反射の役割を果たしていたことによるものである。このときの水平方向のDGPS測位結果を図6. 6に示す。なお衛星の配置による悪影響をある程度無視するために、HDOPが3未満の場合の結果のみを示した。ここで中心の原点は、後処理の精密測位で求めた位置を基準としている。前のグランドの結果を比較すると、近接の障害物の影響により、大きなマルチパス誤差を受けていることがわかる。上記で示した3つの衛星のマルチパス誤差の影響も、当然ながら、このDGPS測位結果に含まれていることになる。大学院棟が北東の方向の衛星をほとんど遮っているため、そちらの方向の測位結果が悪く出ていることも確認できる。

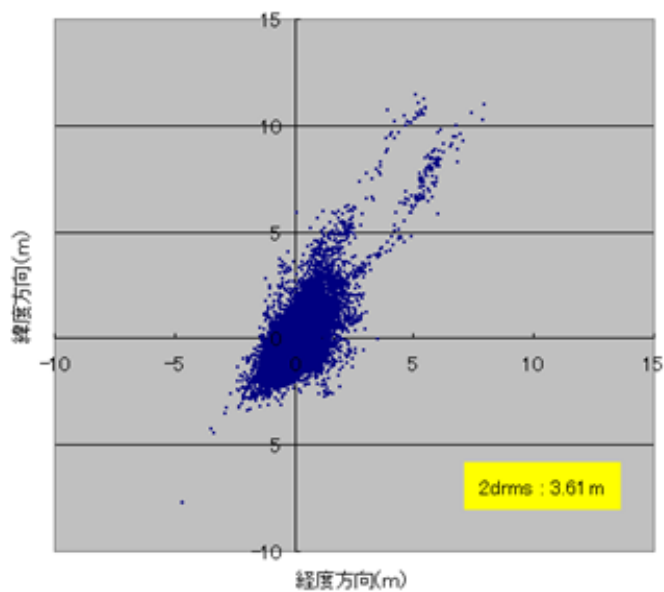


図6. 6 水平方向のDGPS測位結果 (HDOPが3未満)

図6. 5の28番衛星のマルチパス誤差の結果のうち、振幅が大きい時間帯の結果を拡大したものを図6. 7に示す。この図において、2つの黄色で囲んだ部分の各エポックの相関波形のピーク付近の値を図6. 8に示す。なおそれぞれ、5秒間の5回分のデータを列挙している。

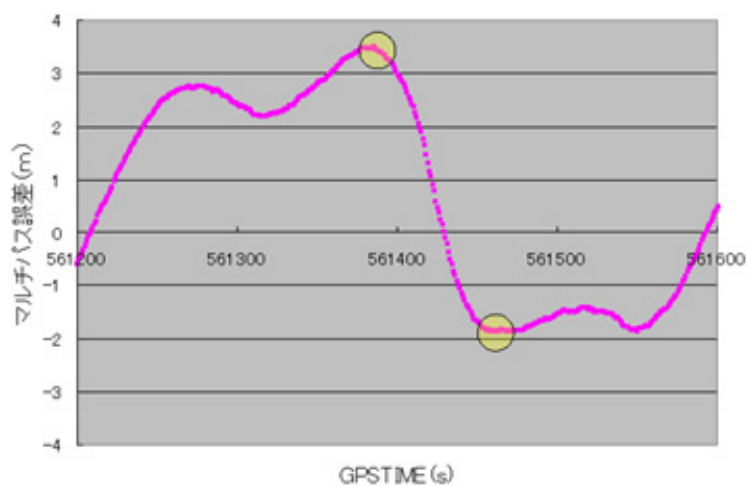


図6. 7 28番衛星のcc-difference値 (任意の時間帯)

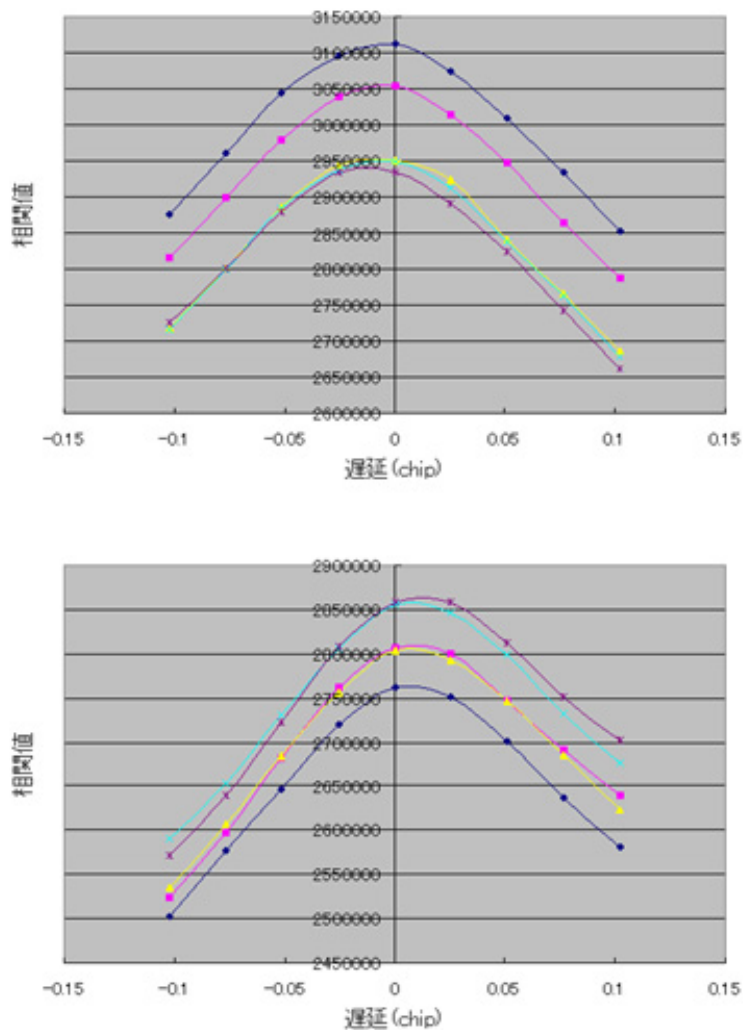


図 6. 8 相関波形（上が最初の黄色、下が後の黄色の時間帯）

図 6. 5 で示されているマルチパス誤差を、擬似距離から引くことにより、より真の擬似距離の近づくことがすでに既知である。実際に、図 6. 8 の相関波形を見ると、前者の黄色の時間帯の結果より、遅延距離の比較的短い、負の位相のマルチパス波が混入していることがわかる。これは、マルチパス誤差が擬似距離に対してマイナスの方向に働くことを意味している。一方、後者の黄色の時間帯の結果より、遅延距離の比較的短い、正の位相のマルチパス波が混入していることがわかる。これは、マルチパス誤差が擬似距離に対してプラスの方向に働くことを意味している。これらの結果は、明らかに、先に示した図 6. 7 のマルチパス誤差の変化に対応したものになっている。なお、図 6. 8 の相関値の大きさは受信機内部のビット数やサンプリング周波数によって異なる値となる。

6. 1. 4 反射波と直接波の回折による環境

東京都中央区の銀座でデータを取得した。車にアンテナや受信機等を設置し、反射波が主に受信されそうな場所と時間を前もって調査してデータを取得した。取得場所の概要を水平図と3D図に分けて、図6. 9に示す。車を松屋百貨店の反対側に停車させ、40分ほどデータを取得した。このとき、4番、7番そして31番の衛星が北西の方向から入射しており、ちょうど松屋のビルに反射したマルチパス波が車のアンテナに入射される状況であった。取得時間帯の各衛星の仰角と方位角を図6. 10に示す。さらに可視衛星数変化を図6. 11に示す。図と各情報からわかるように、北西の方向から入射し、かつ仰角の高い4番と7番の衛星は松屋のビルによる強い反射波を受けている。直接波はわずかであると予想される。さらに南の方向から入射し、かつ仰角の高い31番衛星は左のビルに反射したマルチパス波と直接波の両方を受けていると予想される。可視衛星数を見てもわかるように、常に受信している衛星は4個か5個程度で、時折、ビルの谷間から受信される衛星が存在している。

ここで上記の予想を確認するために、4番、7番及び31番衛星の信号強度を図6. 12に示す。比較を容易にするため、基準局で取得したデータも示した。今回の実験では、同じアンテナと受信機、そして、ほぼ同じ長さのケーブルを用いているため、信号強度は基準局においても、移動局においても基本的にはほぼ一致しているはずである。



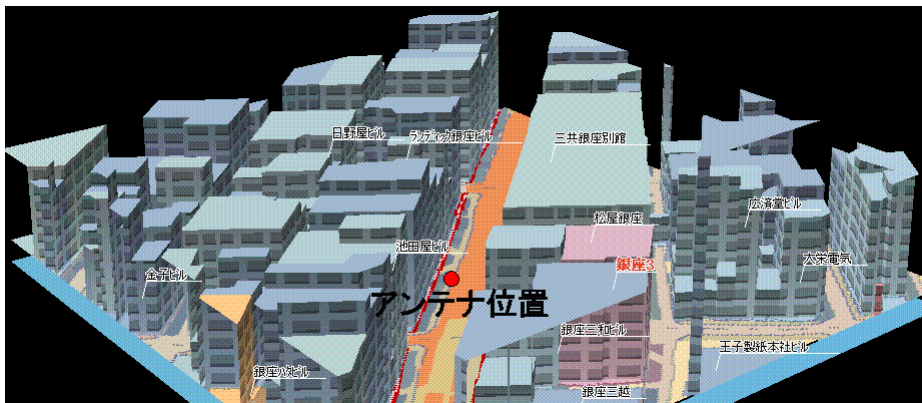


図 6. 9 取得場所の概要図（上が水平図、下が3D図）

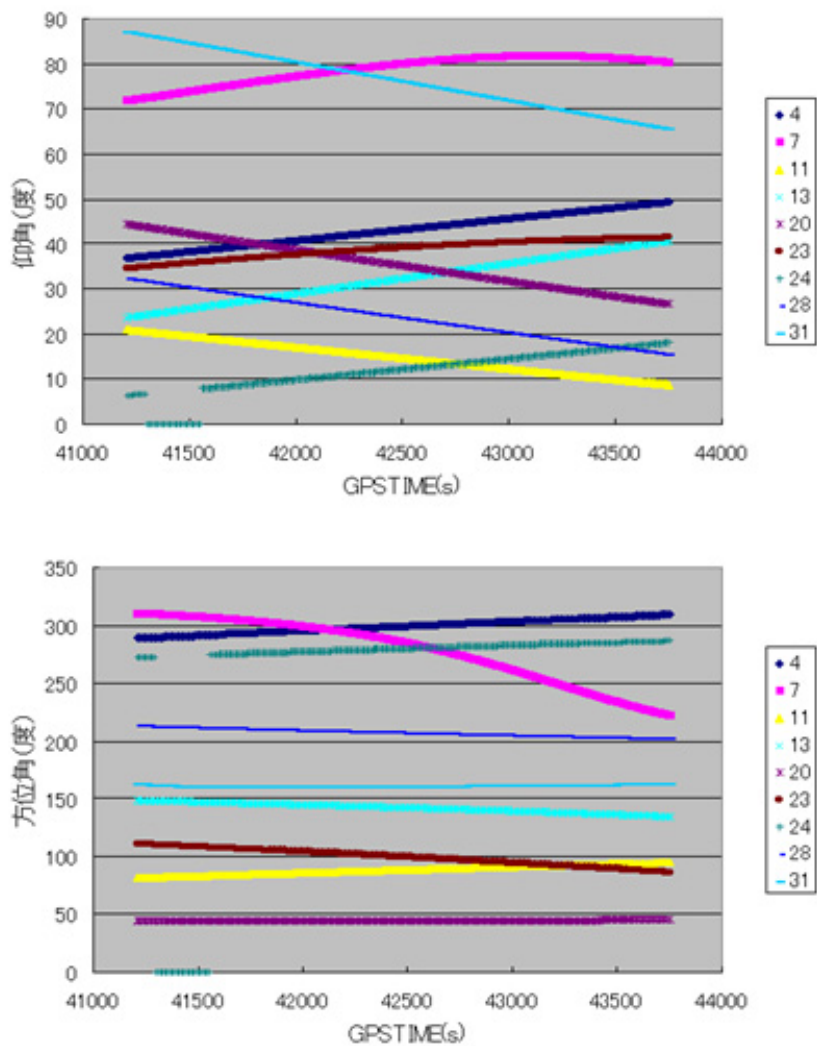


図 6. 10 取得時間帯の各衛星の仰角（上）と方位角（下）

第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法

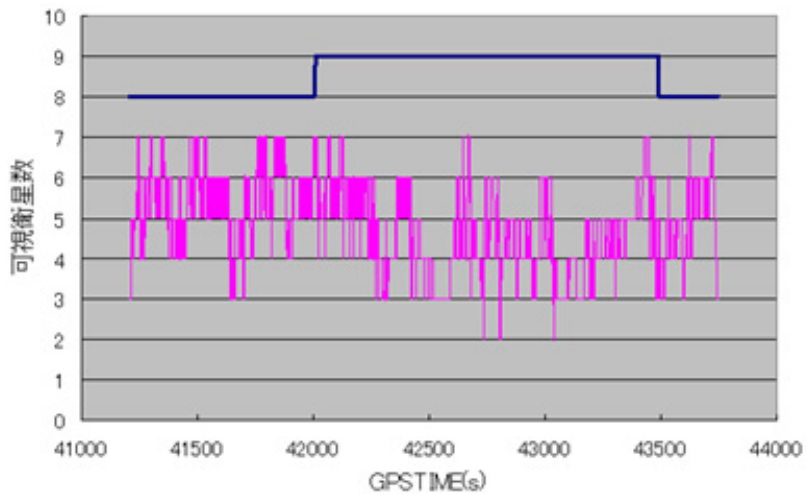
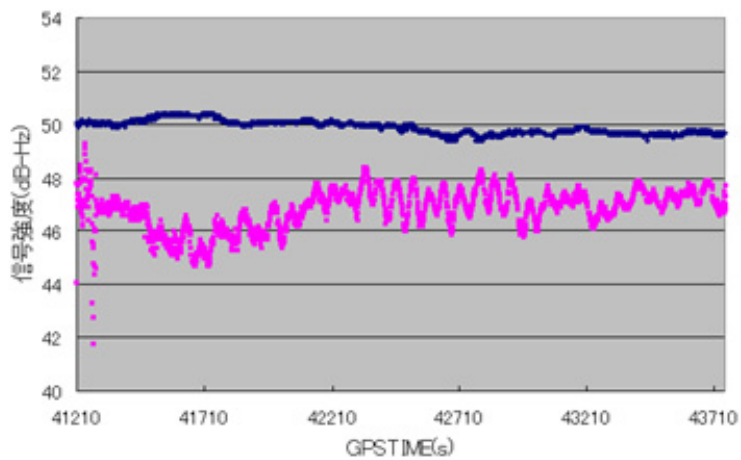
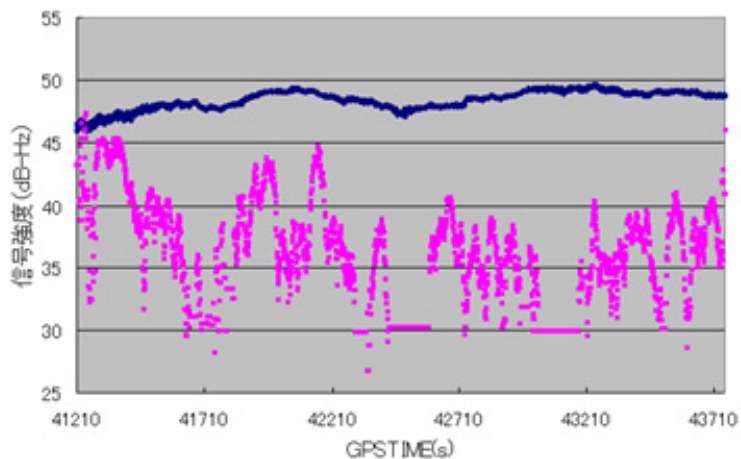


図6. 1 1 可視衛星数 (青が基準局、赤が移動局)



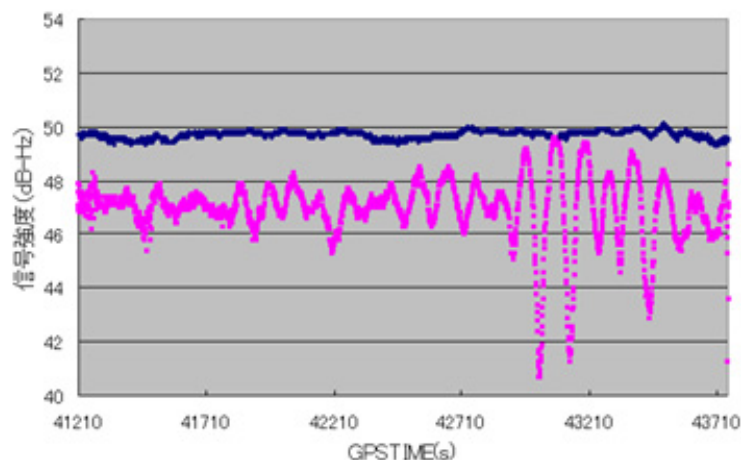


図6. 1 2 信号強度の変化（青が基準局、赤が移動局、上から4番、7番、31番衛星）

わずかではあるが、移動局のほうがややケーブルが長かったため、信号強度はやや低い値になっている。ただし1 dB未満の大きさの差である。図6. 1 2の信号強度の変化より、基準局と比較して、仰角が高いにもかかわらず、大きなマルチパス誤差を受けていることがわかる。4番衛星は、左側のビル方向から入射し、仰角が40度付近から50度付近へ推移しており、直接波がアンテナに届くことは困難である。届いたとしても大きく回折された電波である。ただし、右側のビルに反射したマルチパス波を受信していることが図よりわかる。大部分の時間帯で10dB以上の反射による減衰効果を受けている。またマルチパス波の位相の変化により、マルチパス波でよく見受けられる信号強度の上下動も観測されている。7番衛星は、左側のビルの方向から入射されているが、仰角が70度以上と非常に高いため、直接波は弱い回折を受けている。また4番衛星と同様に、右側のビルによるマルチパス波も混入しているため、やや振幅の小さい信号強度の上下動が見られる。31番衛星は基本的に7番衛星と同様で、直接波が右側のビルにより弱い回折を受け、左側のビルによるマルチパスの影響もを受けている。反射を受けているビルが近接にあるため、一部の時間帯では大きな鏡面反射を受けていることがわかる。このときの水平方向のDGPS測位結果を図6. 1 3に示しておく。衛星の配置による悪影響をある程度無視するために、HDOPが3未満の場合の結果のみを示した。精密位置を算出するのに時間を要するので、ここでは、基準局である研究室屋上を原点とした座標で表している。

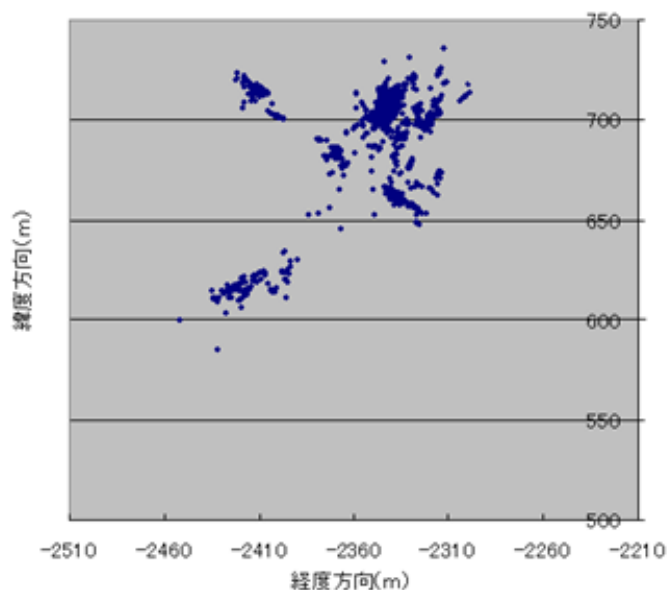


図6. 13 水平方向のDGPS測位結果 (HDOPが3未満)

HDOPが3未満の測位結果を抜きだしているため、通常の直接波とマルチパス波の合成によるマルチパス誤差では、100mに及ぶような測位結果のずれを生じることはない。よって、反射波のみを受信し、本来の直接波による擬似距離から数十mずれた擬似距離で計算していることがわかる。

以上の3種類の結果より、アンテナを設置する環境によって、全く同じ性能の受信機とアンテナを用いた場合でも、測位結果の差は非常に大きく現れていることが確認された。また測位誤差を減少するためには、マルチパス誤差を削減するだけでなく、反射波のみを受信している衛星の検知を行うことも重要であることがわかった。

6. 2 各種コリレータに応じたマルチパス誤差推定シミュレーション

ここでは、後の節で利用するマルチパス誤差推定シミュレーションの方法について述べる。4章の最後でも述べたが、GPS信号の自己相関関数は信号の帯域幅に依存している。よってコリレータの違いによるマルチパス誤差を正確に評価するためには、自己相関関数に基づいた評価をする必要がある。そこでシミュレーションの方法とそれによる結果をこの節で示すことにする。

6. 2. 1 シミュレーションの方法

ここでは、MATLABを用いて様々な帯域幅に応じた自己相関関数を生成し、その後、その相関関数を利用して、プログラミングで各種コリレータに応じたマルチパス誤差推定シミュレーションツールを生成する。MATLABを利用する理由は、フィルターの設計が非常に簡便であるからである。以下に全体の手順を示す。

- 1) 使用する帯域幅とフィルターの種類、サンプリング周波数を設定する
- 2) 解析したい衛星番号を入力する。
- 3) 出力された自己相関関数をファイルに保存する
- 4) C言語のプログラムで、そのファイルを読み込む
- 5) 各種コリレータを設定し、任意のマルチパスを発生させる
- 6) 遅延距離とマルチパス誤差の関係を出力する（同相と逆相の場合）

図6. 14に実際に計算した10番衛星の自己相関関数を示す。帯域幅は20MHz、10MHz、4MHz、2MHzの4通りである。100次のFIR（有限インパルス応答）フィルターを用いた。上が全体を表した図で、下がピーク付近を拡大した図である。

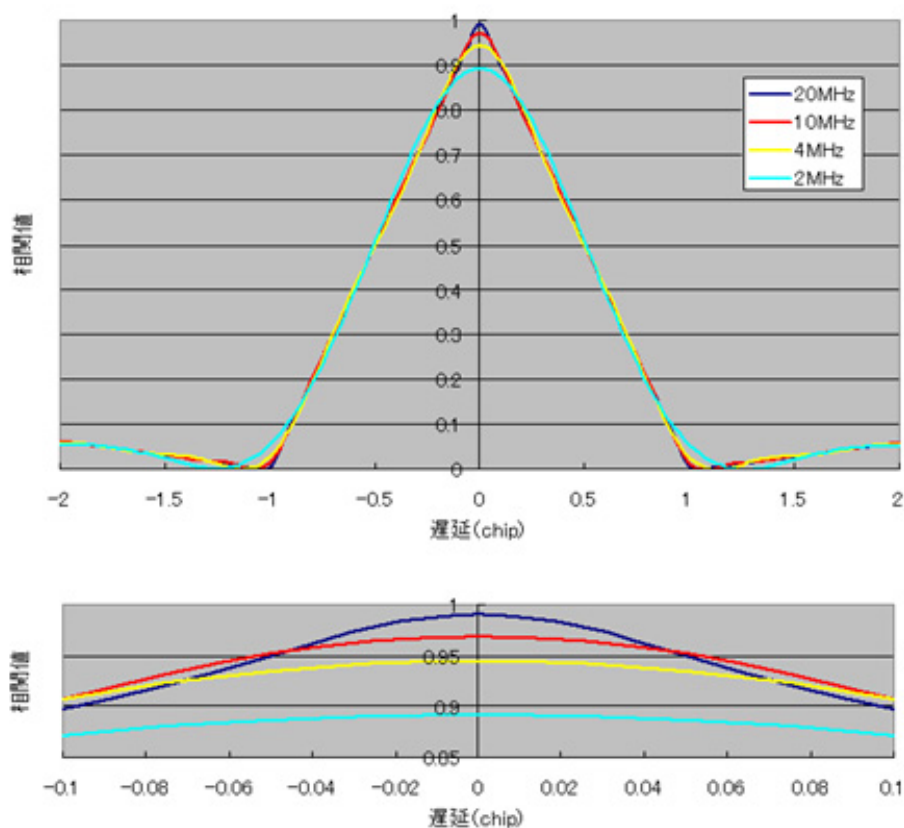


図6. 14 実際に計算した10番衛星の自己相関関数（4つの帯域幅のケース）

図を見ればわかるように、帯域幅が狭い場合、ピーク付近が非常になまっており、逆に帯域幅をひろげると、より三角形に近い鋭い形状に近づいている。

次にプログラムの流れを説明する。

- ・ まず上記で求めた自己相関関数を読み込む。サンプリング周波数を81.84MHzに設定しているため、0.0125チップ毎の相関値を読み込む。
- ・ 発生させたいマルチパス波の直接波に対する振幅を決定し、上記の自己相関関数に振幅比を掛け合わせたものを生成しておく。マルチパス波は何個設定してもかまわない。ここで、各相関値に対して擬似距離雑音をランダムに加えておく。擬似距離雑音の値は通常のDLLによる雑音計算式を利用している。詳細は第8章の8.1式に示す。
- ・ 遅延距離を0.0125チップずつ0チップからずらしながら、直接波の自己相関関数とマルチパス波の自己相関関数を足した合成波を生成する。
- ・ 合成波に対して、どのような種類のコリレータでトラッキングを行うかを決定する。
- ・ 例えば、0.1チップのナローコリレータを選択した場合、合成波の左端(-2.0チップ)から、earlyとlateの相関値を引き算した値をストックしながら、遅延距離を0.0125チップずつずらしていく。ここでearlyとlateの幅は0.1チップである。
- ・ earlyとlateの差の関数と時間軸方向の軸との交点を求め、0チップからの差を求める。この差がマルチパス誤差に対応することになる。
- ・ 最後に、遅延距離とマルチパス誤差の関係を示す。

以上がシミュレーションの方法についての概要である。次に実際のシミュレーション結果を示す。

6.2.2 実際のシミュレーション結果

ここでは、前の手法を用いて、実際に3つのコリレータを使用して計算したマルチパス誤差と遅延距離の関係図を示す。使用したコリレータは、代表的な0.5チップコリレータ、0.1チップのナローコリレータ、そして0.1チップのストロボコリレータである。帯域幅の効果を示すために、0.5チップコリレータの場合は2MHzの場合と10MHzの場合を計算した。0.1チップの場合は、帯域幅は10MHzのみとした。さらに、マルチパス波の直接波に対する振幅比の影響も示すために、各コリレータにおいて、振幅比が0.75、0.5、0.25、0.125の場合を計算した。通常のコングリートの鏡面反射では、仰角にもよるが、振幅比は0.25程度であることが知られている。0.5チップのコリレータは、通常の安価なGPS受信機で用いられている代表例である。0.1チップコリレータは最近の性能の良いGPS受信機では広く用

いられており、ストロボコリレータの性能は、高精度GPS受信機の1つの指標となっていると考えられるものである。

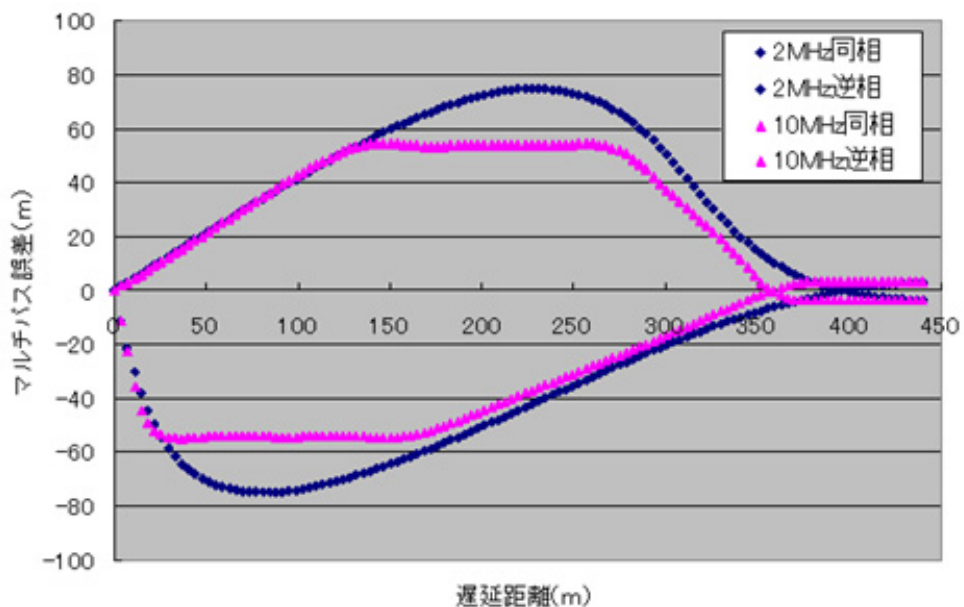


図6. 15 0.5チップコリレータのマルチパス誤差 (振幅比0.75)

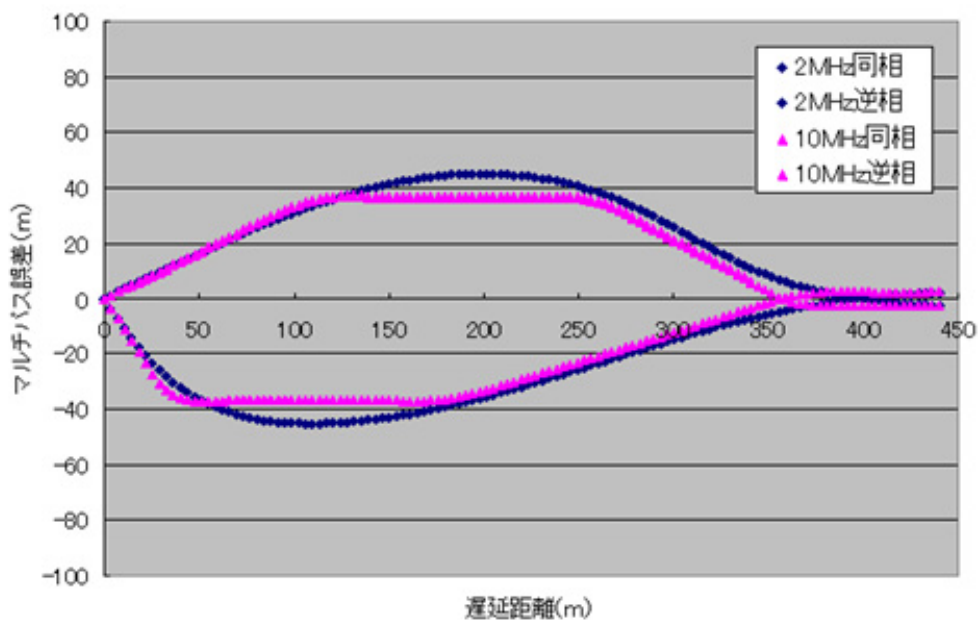


図6. 16 0.5チップコリレータのマルチパス誤差 (振幅比0.5)

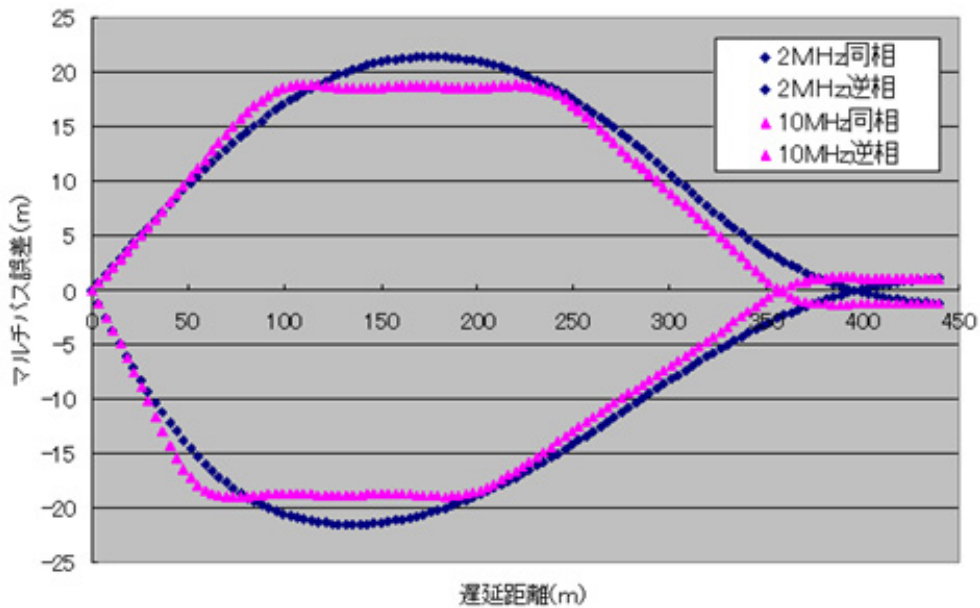


図6. 17 0.5チップコリレータのマルチパス誤差 (振幅比0.25)

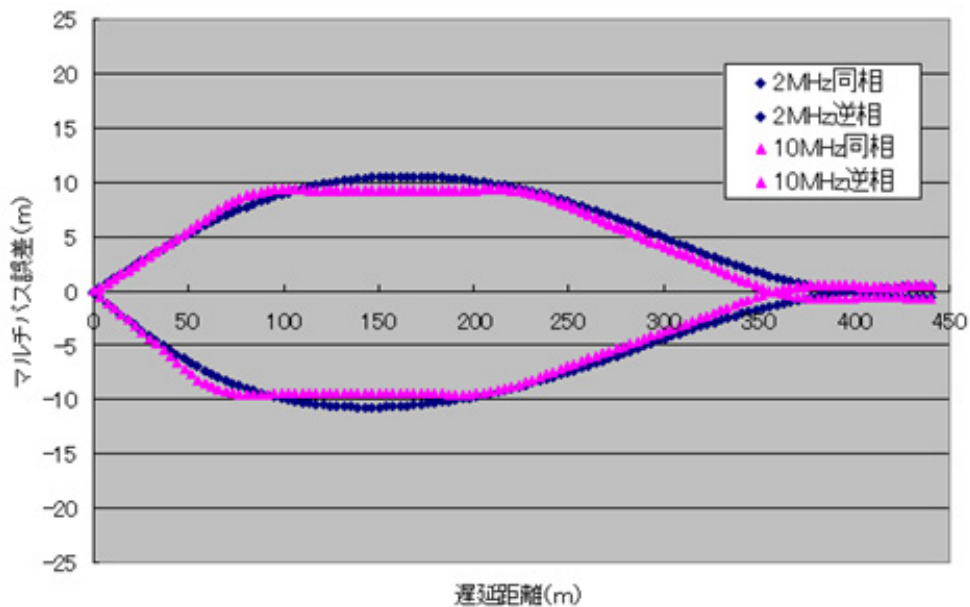


図6. 18 0.5チップコリレータのマルチパス誤差 (振幅比0.125)

図6. 15から図6. 18を見ればわかるように、0.5チップのコリレータでは、数10m以上に及ぶ非常に大きなマルチパス誤差を、0mから400m程度の遅延距離にわたって発生することがわかる。また図6. 15において顕著であるが、帯域幅が2MHzの場合と10MHzの場合では、最大で20m程度マルチパス誤差に差が見られる。帯域幅を広げるほど、マルチパスの影響を受けにくくすることが可能であるといえる。次に0.1チップナローコリレータの場合の結果を示す。

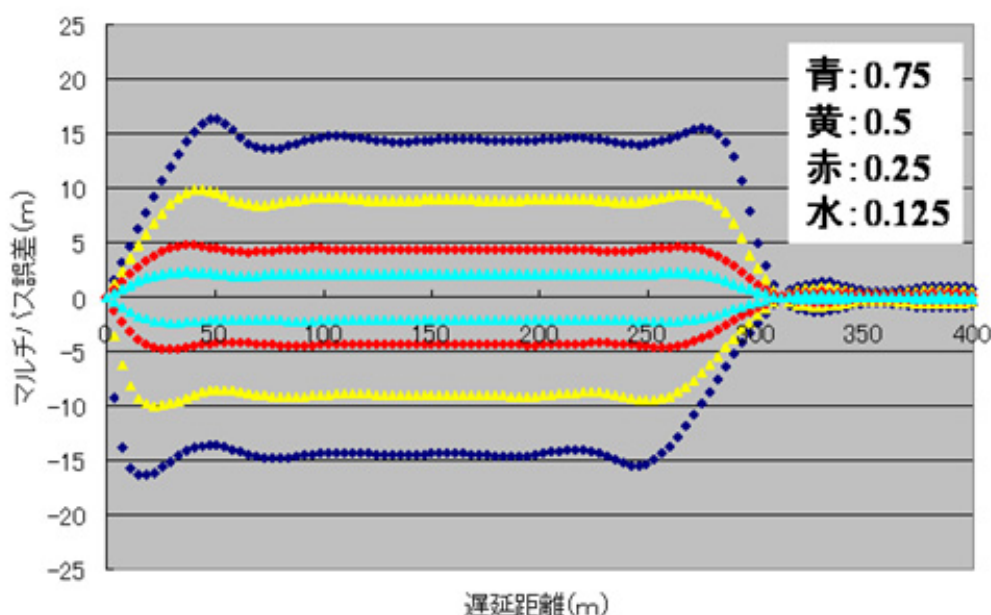


図6. 19 0.1チップナローコリレータのマルチパス誤差（振幅比は4通り）

図6. 19より、コリレータの幅を狭めることによる効果が明らかである。マルチパス誤差は振幅比が0.75のときでも、最大で16m程度である。ただ、依然として、振幅比が0.5を越えるような状況においては、広範な遅延距離に対して、マルチパス誤差を10m以上受けていることがわかる。通常、都市部で頻繁に起こりうる振幅比が0.25の場合でも、広範な遅延距離に対してマルチパス誤差を5m程度まで受けている。次にストロボコリレータの場合の結果を示す。

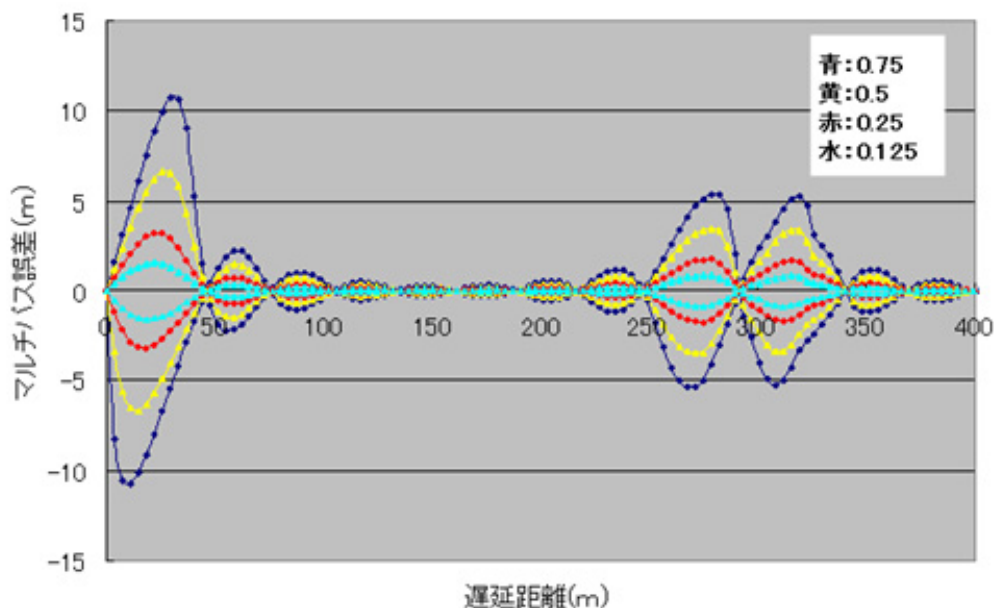


図6. 20 0.1チップストロボコリレータのマルチパス誤差（振幅比は4通り）

図6. 20より、ストロボコリレータによる効果が明らかである。マルチパス誤差は振幅比が0.75のときでも、最大で11m程度である。また遅延距離が50m程度から250m程度にかけてほとんどマルチパスの影響を受けていないことがわかる。特に振幅比が0.25未満の場合は、短い遅延距離のマルチパスでも最大3m程度のマルチパス誤差で収まっており、遅延距離が50m程度以降では、無視できる大きさとなっている。ただし、遅延距離の短いマルチパス波で、振幅比が0.5以上程度の大きいものに関しては、依然として削減することが困難であることがわかる。実際の都市部の環境では、振幅比が0.5に達することはあまり頻繁ではないが、起こる可能性は十分にある。

6. 3 実験に使用した受信機

6. 3. 1 各受信機の特徴について

ここで実験に使用した各受信機の特徴についてまとめておく。第1章の「はじめに」で示した表を再掲する。表中の受信機の特徴について順番に説明する。本章で提案したマルチパス誤差低減技術は、以下のOEN3受信機とSQM受信機から出力される生データ情報を用いて実現されるものである。具体的には、0.2チップナローコリレータとマルチコリレータ（0.025チップ幅）の双方の機能を有する受信機であれば実現できる。

GPS 受信機	特徴	製造元
OEM3	ナローコリレータ	NovAtel 社
OEM4	ストロボコリレータ	NovAtel 社
EURO-3M	マルチコリレータ出力	NovAtel 社
SQM	マルチコリレータ出力	古野電気

- ・ **OEM3** 2周波 (L1、L2) の精密測位用受信機。チャンネル数はL1で12 (12個の衛星)、L2で12。データ出力レートは20Hz。この受信機は0.1チップのナローコリレータを有しており、トラッキングの際、1.0チップでトラッキングしてから0.1チップのトラッキングに推移する。相関前部で確保されている帯域幅は8MHzである。移動体で利用できるように開発されているため、衛星の見え隠れに対して素早く反応するために、一度トラッキングした衛星のパラメータ情報 (ドップラーやコードの調整値) を保持し、信号を再受信した際に1秒以内で再捕捉することを可能にしている。また擬似距離算出部において、コードループの雑音帯域幅を狭めることにより、擬似距離の雑音を大幅に削減している (数mから10cm程度まで)。ただし雑音帯域幅を狭めるとループの応答が遅くなるため搬送波位相追尾ループによる擬似距離変化率の正確な推定値を利用している。この技術はキャリアスムージングという名前でも知られており、高精度受信機では広く利用されているものである。これ以外にもカルマンフィルター等が利用されている部分は存在するが、主に擬似距離と搬送波位相を出力した後の測位計算部においてである。
- ・ **OEM4** 2周波 (L1、L2) の精密測位用受信機。基本的に上記のOEM3の持つ機能を全て持ち合わせている後継機である。唯一の違いは、コリレータの違いで、ストロボコリレータの機能 (pulse aperture correlatorと呼ばれている) を有している。また帯域幅も8MHzから16MHzに広げられている。
- ・ **EURO-3M** 1周波の静止用マルチコリレータ対応受信機。OEM3と同様にナローコリレータの機能を有する。ナローコリレータでトラッキングしたポイントを中心に、-0.1チップから0.1チップまで0.025チップごとの相関値を出力することができる。チャンネル数は8である。またMEDLLの機能を有し、受信機内部でチャンネルごとに1つのマルチパス波を推定することが可能である。静止用 (安定かつ信頼性の高い信号が入力されるまでトラッキングを続ける) なのでOEM3やOEM4と比較すると、信号品質を確保するために、トラッキングに多くの時間を要する。帯域幅は16MHz。データ出力レートは1Hz。
- ・ **SQM** 1周波のマルチコリレータ対応受信機。0.1チップのナローコリレータを有しており、トラッキングしたポイントを中心に、0.025チップごとの相関値を128ポイントまで

出力できる。L1の12チャンネルであるが、マルチコリレータ機能については選択した2衛星について出力する。データ出力レートは5Hz。

6. 4 提案するマルチパス誤差低減技術

これまでに述べてきたように、マルチパス波の直接波に対する遅延距離が40m程度以上の信号に対しては、すでにそのマルチパス誤差を大幅に削減できることが知られている。また、実際の都市部の環境では、直接波が届くとは限らずマルチパス波のみ届く状況も考えられる。ゆえに、本節では遅延距離の短いマルチパス波による誤差を削減する手法を示すことと、反射波のみ届くような環境において、その衛星を検知する手法を示すことを目的とした。遅延距離の短いマルチパス波による誤差を削減するために、マルチコリレータの出力を利用することにした。反射波のみのマルチパス波を検知するために、信号強度等の受信機出力による生データを利用することにした。

6. 4. 1 受信機出力の生情報を用いた使用不可衛星の検知手法

本章の6. 1. 4項で示したように、反射波のみの信号が受信される場合は、信号強度が通常よりも低いことが容易に予想される。ここで周囲が十分に開けた環境において測定した、仰角とL1帯の信号強度の関係を図6. 21に示す。1Hzで24時間取得した全衛星のデータを元にして、仰角1度ごとに示している。使用したGPS受信機はOEM4で、アンテナはGPS702である。ケーブル長は約20mで減衰量は1mあたり約0.5dBである。マスク角は10度とした。

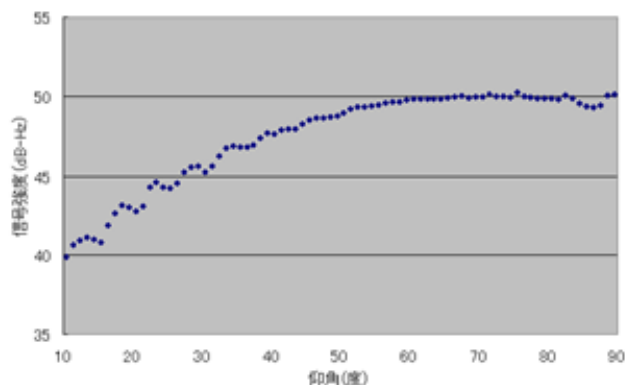


図6. 21 信号強度と仰角の関係図 (24時間平均)

図6. 21において、仰角が30度未満の領域で、やや信号強度が揺れている箇所がみられ

るが、これは地面からのマルチパス波による影響を受けたものであり、もしアンテナに高性能のチョークリングを採用していれば、これよりも滑らかになることが予想される。全体としては、仰角10度において、40dB程度存在し、仰角60度程度まで漸近的に50dB程度まで上昇し、それ以降は50dB程度で一定となっている。この結果については、同じような設備を用いて実験すれば、同様の結果が得られることは明らかである。次に、コンクリートの反射減衰量を示す。

表6. 1 コンクリートの反射減衰量 (dB)

周波数	無筋コンクリート		有筋コンクリート			
	普通	軽量	普通	軽量	普通+磁気 気 TILE	気泡入
700MHz	7.5	7.5	9.5	8.5	9.0	7.0
1GHz	7.5	7.5	9.5	9.5	8.5	12.0
6GHz	8.0	7.0	8.0	7.0	7.0	16.0

上の表の値は、全て電波が鏡面反射した場合の減衰量を示している。実際の状況では、鏡面反射することはまれで、一部のエネルギーが反射されることが多い。よって、GPSにおいて、反射波のみ受信する場合は、少なくとも7dB程度は減衰されていることが予想される。もちろん、平らな鉄製の物体に反射された場合は、減衰量はこの値よりも少ないことが予想されるがまれである。よって、反射波のみを受信しているかどうかの判断基準として、信号強度は有力な1つであるといえる。問題点としては、GPSの電波は、樹木に遮られたり、障害物の回折の影響を受けている場合においても、信号強度が容易に減衰することである。ただし、このような状況下では、直接波の信号もすでに乱されており、その衛星の擬似距離の精度は劣化しているので、使用しないほうが良いといえる。

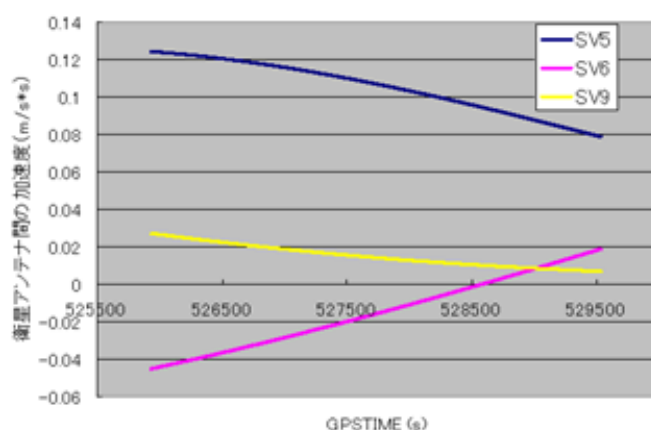
次に擬似距離の変化率について述べる。2章の2. 6式ですでに表したように、GPSにおける擬似距離のモデル式を再掲する。

$$\rho = r + c[\delta_u + \delta^s] + I_\rho(t) + T_\rho(t) + \varepsilon_\rho$$

ここで、エポックごと（例えば1秒ごと。移動体ではエポック間隔は1秒以内である）の擬似距離の変化率を考える。まず大気圏効果の電離層と対流圏の遅延量は、通常の状態では、その変化率は数cm以内である。次にマルチパス誤差とノイズについてであるが、ノイズによる誤差は10cm以内（ただしコードループの帯域幅を狭めた場合）で、その性質上、エポック間での時間依存はない。マルチパスによる誤差は環境の悪い場所では、

エポック間で数10cm程度変化することがあるが、通常の状態ではエポック間の変化は数cmである。衛星の時計誤差は、エポック間の変化は数cm以内であり、受信機の時計誤差は、エポック間の変化は数cmから1m程度である。最後に、真の距離のエポック間の変化は、衛星が非常に速いスピードで動いているので、視線方向で1秒間に数100mである。また自身のアンテナが動いている場合も1秒間に視線方向で数m程度変化することになる。よって、エポック間の変化率として大きいものは、衛星が動くことによる変化と自身のアンテナが動くことによる変化であるといえる。ここで、さらに変化率の変化率(加速度)を想定すると、GPS衛星が動いている効果と自身のアンテナが動いている場合の効果以外は、完全に無視してよいと考えられる。

以下に、GPS衛星が動いている効果と自身のアンテナの移動の効果のみを考慮したシミュレーションを行った。アンテナが静止している場合と、時速50kmで北及び東方向にそれぞれ等速で移動している場合の擬似距離の変化率の変化率(加速度)を調査した。さらに自身が加速している場合も考慮して、時速0kmから100kmまで10秒間で急加速し、5秒間で急停止した場合の擬似距離の変化率の変化率(加速度)も調査した。衛星の位置はエフェメリスよりエポックごとに計算した。解析時間は等速運動の場合が1時間で、加速運動の場合が1分とした。エポックは1秒間隔である。仰角と方位角に応じて3つの衛星をバランスよく選択した。図6. 22に静止の場合、図6. 23に急加速・急停止の場合の結果を示す。



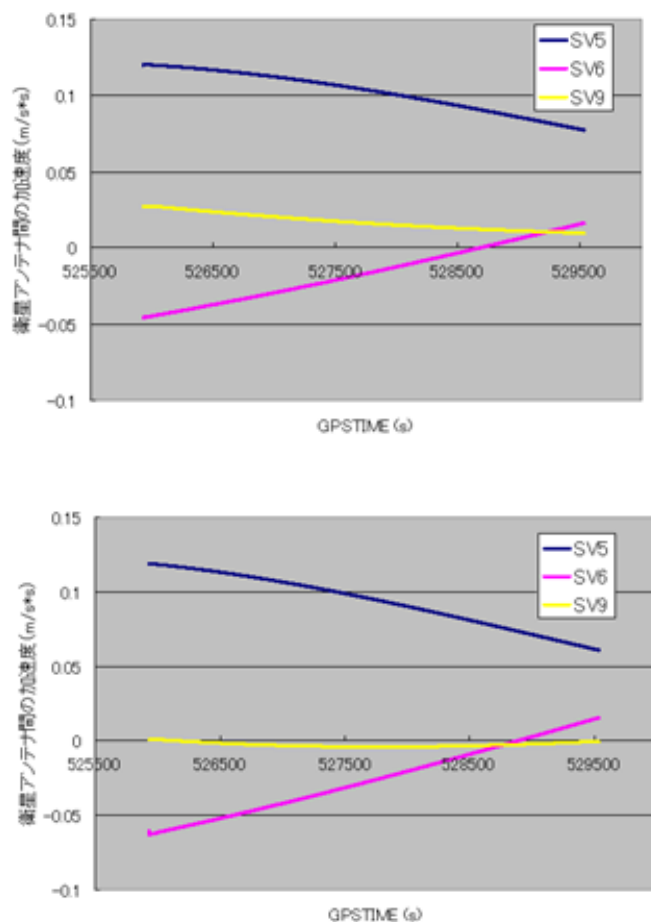


図 6. 2 2 衛星－アンテナ間の加速度（上から自身が静止している場合、北方向に時速50kmで移動している場合、東方向に時速50kmで移動している場合）

上の3つの結果より、自身のアンテナが静止している場合は、衛星アンテナ間の加速度大きくて10cm程度である。

次に、車等の移動体で、急加速と急停車をした場合の結果を示す。衛星は均等に4つ選択し、北方向と東方向で評価した。仰角の高い順に、SV1 (311度)、SV6 (123度)、SV5 (51度)、SV16 (236度)である。括弧内は方位角である。下の2つの図より、車等の移動体で、急加速または急停車する場合は、衛星アンテナ間の加速度は大きく変化することがわかる。実際に上記のような急加速・急停車を行うことはまれであるが、移動体においてはこのように数m程度まで大きく変化することを考慮する必要がある。ただし、車から方位センサーと車速センサーを取り出せる場合は、上記の数mの変化を1m程度まで容易に補正することができる。

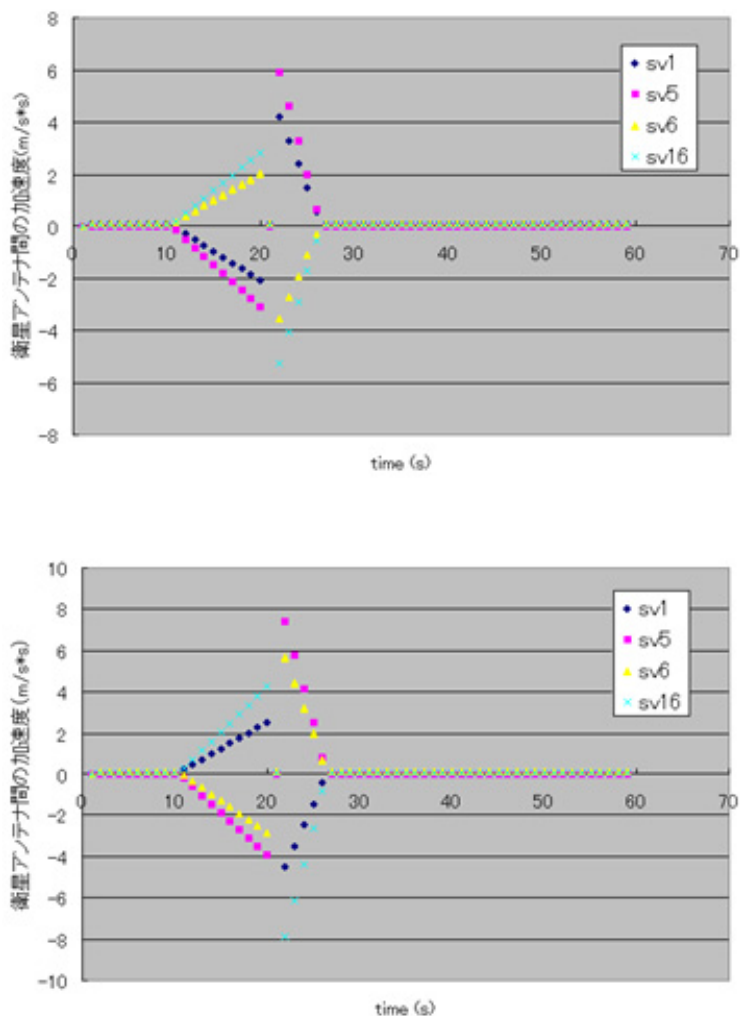


図6. 23 衛星－アンテナ間の加速度（上が北方向に急加速急停車している場合、下が東方向に急加速急停車している場合）

実際に、反射波のみの受信をする場合は、周囲の環境にもよるが、突然受信する場合と、徐々に直接波の信号強度が落ちて反射波のみの受信になる場合等がある。通常に直接波を受信していて、突然反射波のみを受信する場合は、トラッキングがうまく動作しない可能性もある。これらのことを考慮して、反射波のみを受信したときの衛星を、擬似距離変化率の変化率（加速度）から検知することになる。このような現象は主に都市部で起こるが、特に道路の幅が広く建物の高い場所では、直接波と反射波の経路長の差が大きいので、容易に判別することが可能である。都市部でも、道路の幅が狭く、建物に近接している場合は、検知するための閾値をうまく設定する必要がある。受信機出力の生情報を用いた実際の衛星検知評価については、次の節で紹介する。

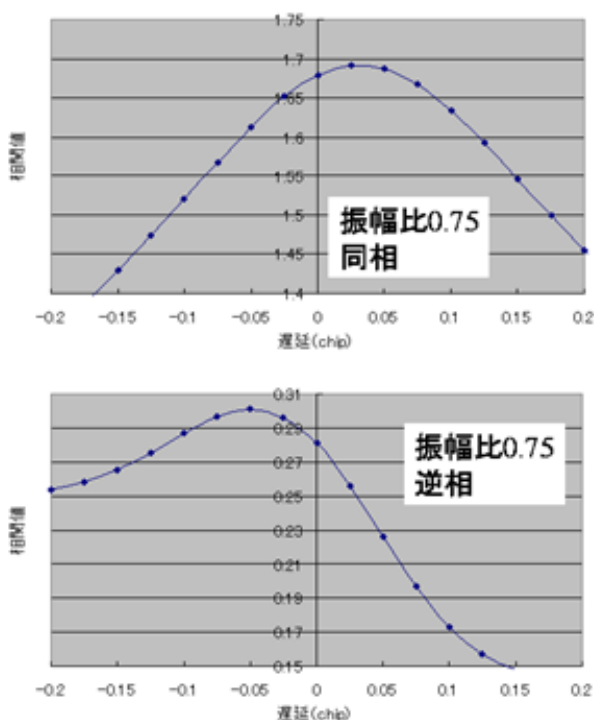
6. 4. 2 相関波形を利用したマルチパス誤差低減手法

6. 4. 2. 1 相関波形についてと低減手法の概要

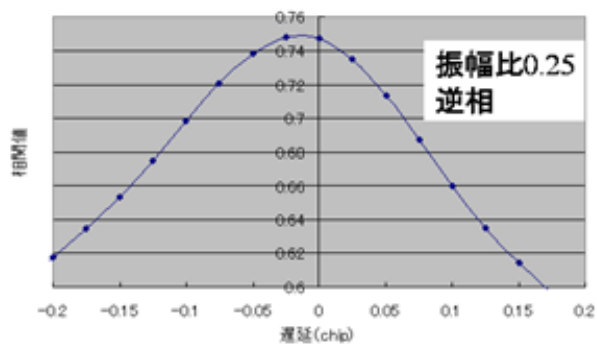
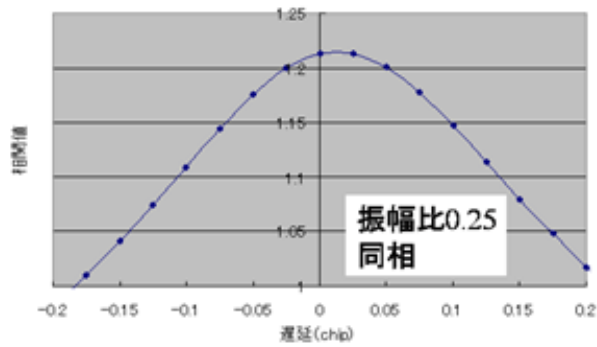
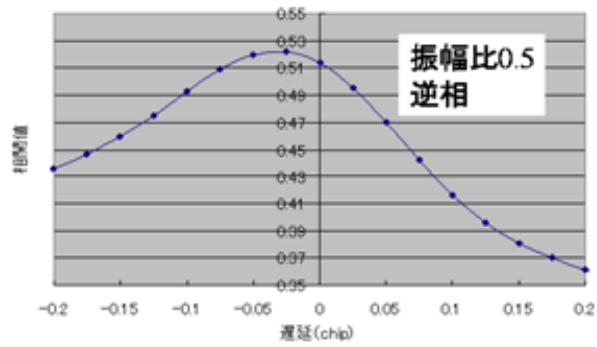
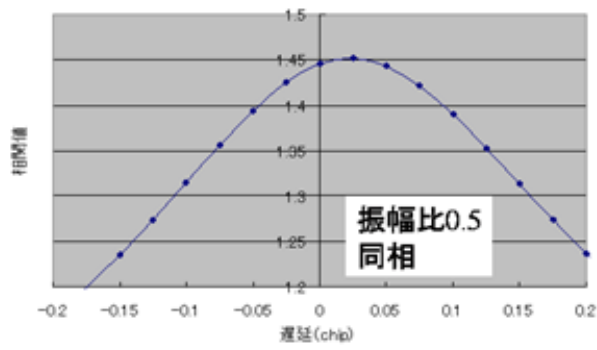
前節の6. 2. 2項で紹介したように、遅延距離の短いマルチパス波で、マルチパス波の直接波に対する振幅比の大きいものは、数mの誤差を引き起こす要因となっている。実際にマルチパス波が問題となる都市部においては、マルチパス波の遅延距離は場所にもよるが、それほど大きい値にはならず50m程度未満の場合がほとんどである。ただし、新宿等の超高層ビル街では、遅延距離が50m以上になることも頻繁にあるので、そのようなマルチパス波は現在のストロボコリレータで対処することが可能である。ここでは、このストロボコリレータでも対処できない遅延距離の短いマルチパス波による誤差を低減する手法について説明する。

6. 2項で紹介したツールを用いて、次のようなマルチパス波（同相と逆相のみ）が存在するときの相関波形を図6. 24に示す。帯域幅は10MHzとした。遅延距離が短いことから、ピーク付近を拡大したもののみを示す。直接波の中心付近の最大相関値を約1.0としている。帯域幅による効果を示すために振幅比が0.5の場合のみ、帯域幅が20MHzのときの結果も図6. 25に示す。

- ・遅延距離：約22m (0.0075チップ)
- ・振幅比：0.75、0.5、0.25、0.125



第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法



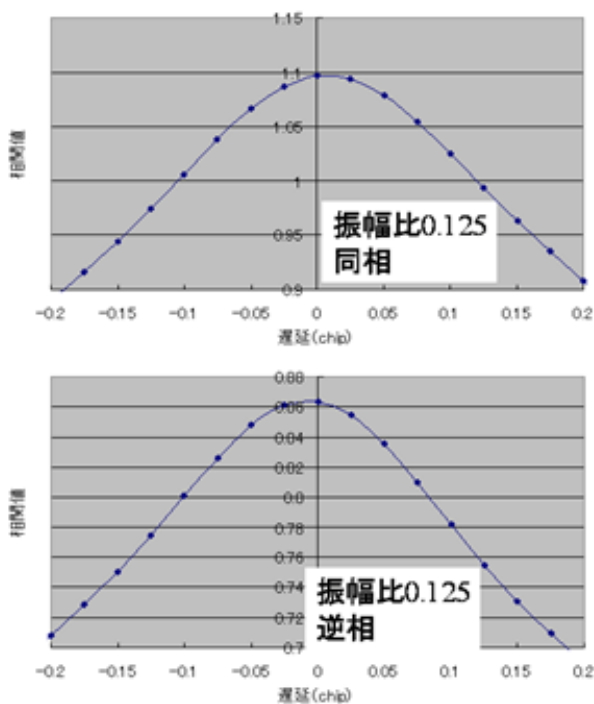


図6. 24 様々なパラメータによる相関波形（上から振幅比が0.75, 0.5, 0.25, 0.125）

図6. 24の結果からわかるように、振幅比が0.25を越えるあたりから、真のトラッキングポイント（遅延が0chipの場所）からずれた部分にピークがきている。大きなマルチパス波が存在すると、正確なトラッキングポイントを見つけることが非常に困難であることがわかる。下に帯域幅が20MHzの場合の1つの例を示す。

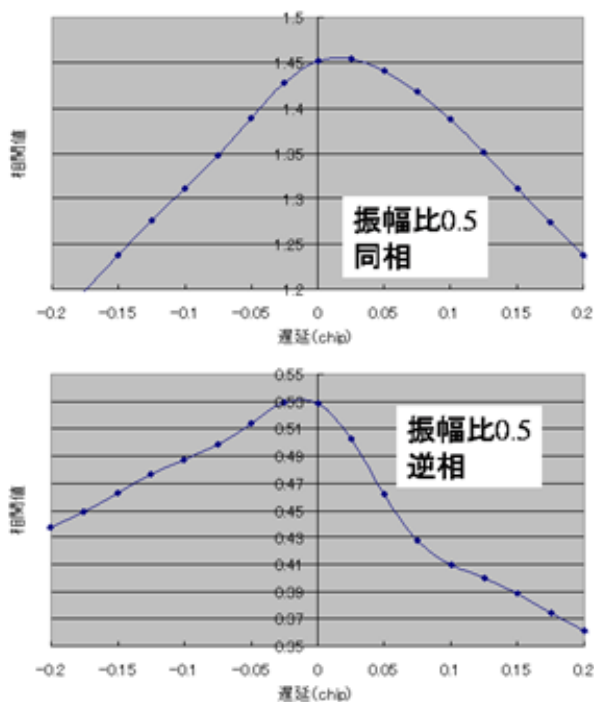


図6. 25 帯域幅が20MHzのときの相関波形（振幅比は0.5）

帯域幅が10MHzのときの結果と比較すると、ピーク付近がより鋭く捉えられていることがわかる。よってストロボコリレータ等を利用する場合は、帯域幅が20MHzのほうがマルチパス誤差は低減できることがわかる。実際に比較した結果を図6. 26に示す。ただし、相関波形のピーク自体は、帯域幅が10MHzのときと同様に、正確なトラッキングポイントからややずれている。図6. 26を見るとわかるように、帯域幅が20MHzの場合は、遅延距離が30m程度以上でマルチパスの影響を受けなくなっている。一方、10MHzの場合は、50m程度までマルチパスの影響を受けており、誤差の大きさは約1.5倍程度であることがわかる。よって、これ以降では、帯域幅を20MHzにした場合を想定して話を進める。

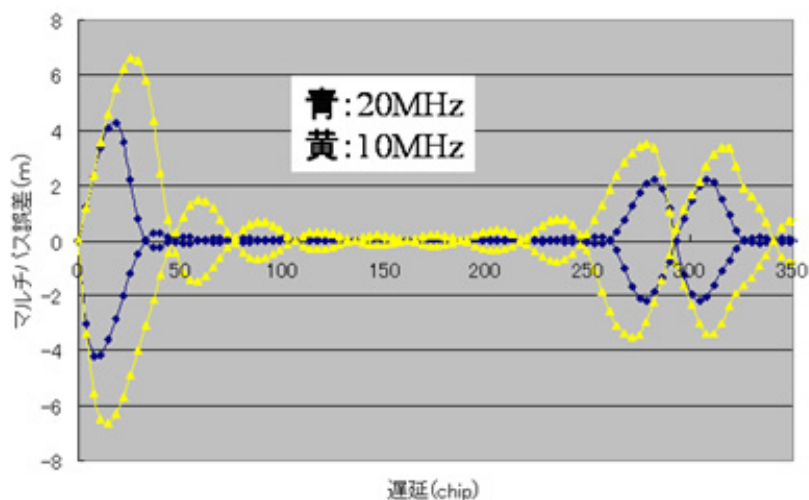


図6. 26 帯域幅の違いによるマルチパス誤差の比較（振幅比は0.5）

マルチパス誤差を推定する上で重要なことは、マルチパスのパラメータをより正確に推定することである。特に5. 4節のMEDLL技術の例を見れば、そのことは明らかである。マルチパスの係数は、振幅、遅延そして位相差の3つである。アンテナで受信されているマルチパス波の数だけ、これらのパラメータが存在することになる。実際の推定では、パラメータのうち、位相差は振幅比に効いてくるので正しい振幅比を推定できれば、位相差を推定することは特に必要ではない。実環境では、複数のマルチパス波が受信されることは多々あるが、それらの複数のマルチパス波のうち、トラッキングの誤差に数m程度の大きな影響を与えているマルチパス波は1つであることが多い。つまり支配的なマルチパス波を推定できれば、ある程度マルチパス誤差を低減することが可能である。

マルチパス誤差低減手法の概要

では、その支配的なマルチパス波をどのように推定するかについて提案した手法の概要を述べる。推定の流れは以下の通りである。実際の推定手法については後の6. 4. 2. 2以降で説明している。

- ・ マルチコリレータ受信機により、相関波形を取得する。
- ・ 支配的なマルチパス波の振幅比を推定する。
- ・ 支配的なマルチパス波の遅延距離を推定する。
- ・ 最小二乗法により、再度上記のパラメータを推定する。
- ・ 推定したパラメータより、生じたマルチパス誤差を計算する。

マルチコリレータ受信機としては、0.025チップ間隔で-0.5チップから0.5チップ程度まで出力できるものが望ましい。最初のマルチパス波のパラメータの推定では、パラメータの初期値を与えている。初期値の推定精度はおおよそ振幅比で0.1未満、遅延距離で20-30m未満である。さらに初期値を中心にして決めた範囲内で最小二乗法により、より正確なマルチパス波のパラメータを推定する。

既存の技術との違いについて

GPS測位における最小二乗法を用いたマルチパス波を推定する技術は、既に論文では提案されている。MEDLLとMMT (Multipath Mitigation Technology) の2つである (本章の参考文献参照)。第5章で紹介したように、唯一市販されているMEDLL受信機の性能は、既存のストロボコリレータの性能と同等もしくはそれ以下であることが知られている。さらに実際にマルチパス波を探索するのに要する時間は膨大であり (理論上では可能である)、1衛星の場合でも推定時間を1秒以内にするには困難である。本手法では、まずマルチパス波のパラメータの初期値を求めることにより、探索範囲を絞り込み、推定時間の大幅な短縮と推定誤りの低減を図っている。さらに実データを用いた検証において、その精度がストロボコリレータの機能を有する受信機よりも高いことを実証することができた。

6.4.2.2 マルチパス波の振幅比の推定方法

次のようなマルチパス波を想定したときの、相関波形の各ポイントでの隣同士の傾きを調査した。チップ幅は0.025チップである。位相差は同相と逆相のみとした。これは同相と逆相時に、マルチパス誤差が最大になるからである。

- ・ 遅延距離が約15m、振幅比が0.0から0.9
- ・ 遅延距離が約60m、振幅比が0.0から0.9
- ・ 遅延距離が約120m、振幅比が0.0から0.9

遅延距離が15mのときに振幅比を変化させたときの、相関波形の傾きを図6.27 (同相)と図6.28 (逆相)に示す。なお0チップ以降を示している。

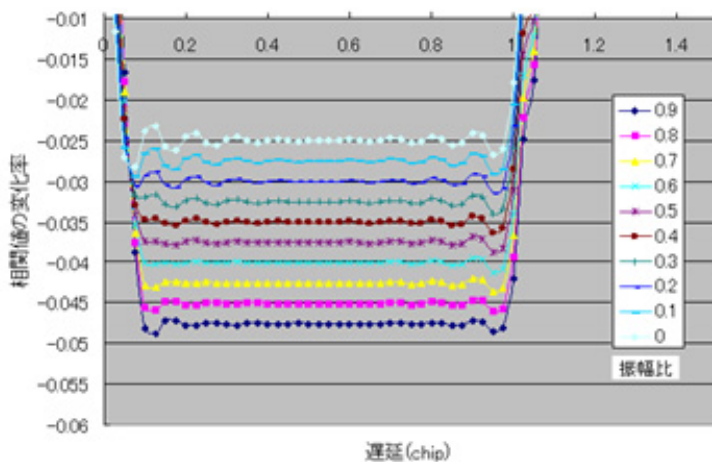


図6. 27 相関波形の各ポイントでの傾き（同相、遅延約15m）

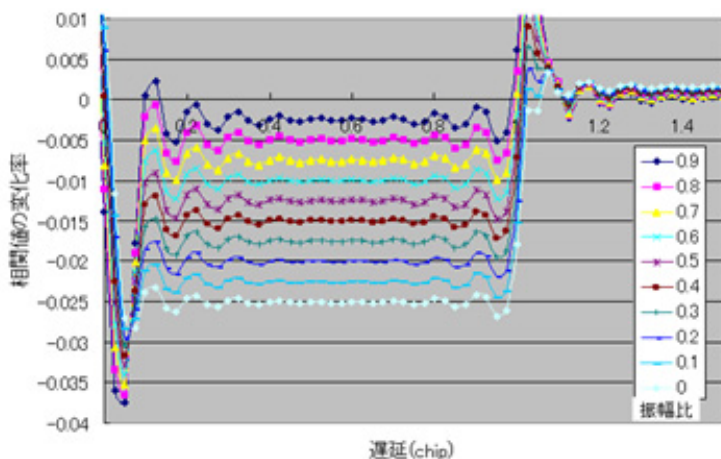


図6. 28 相関波形の各ポイントでの傾き（逆相、遅延約15m）

上の2つの図より、変化率が一定になっている部分では、マルチパス波の振幅比に相関波形の各ポイントでの傾きが比例していることがわかる。実質的にマルチパス波の存在しない振幅比0の場合、約-0.025となり同相と逆相で一致していることがわかる。問題は、変化率が平らになっている部分をきちんと判別できるかであるが、遅延距離の短い支配的なマルチパス波が存在する場合、急峻な変化率をもつ部分は、両端に限られるので比較的容易であることが予想される。残りの遅延が60mの場合と120mの場合の結果を以下に示しておく。同相と逆相の振る舞いについては、すでに上で示されているので、同相の場合のみを示した。図6. 29より、ちょうど遅延距離に対応した0.2チップ付近に急激な変化が見られる

が、それ以降は、上記と同様に1チップまで平らな部分が見られる。図6. 30も同様である。振幅比に対応した相関値の傾きは、マルチパス波の遅延距離が変化しても一定であることがわかった。よって、マルチコリレータによる相関波形を取得できれば、それらの値より、支配的なマルチパス波の振幅比を推定する手段の1つであることがわかる。

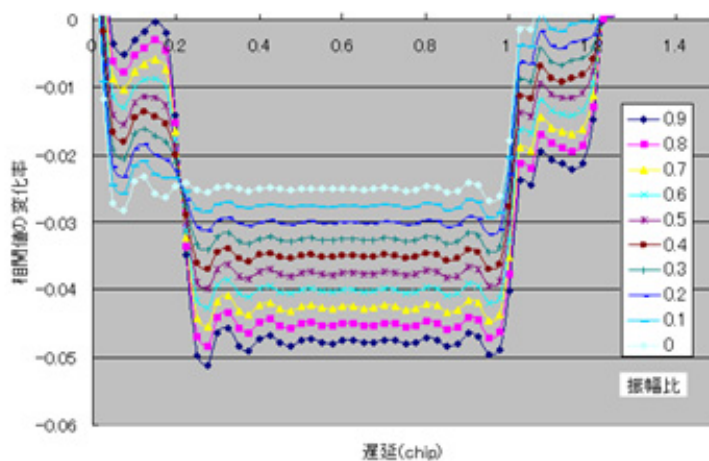


図6. 29 相関波形の各ポイントでの傾き（同相、遅延約60m）

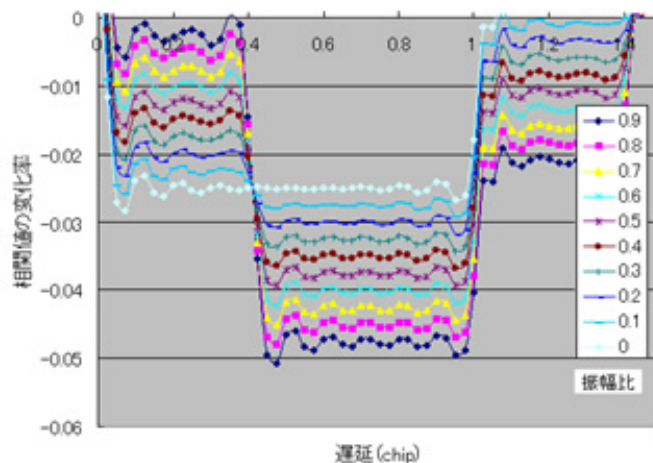


図6. 30 相関波形の各ポイントでの傾き（同相、遅延約120m）



図6. 3 1 マルチコリレータの相関ピーク値と仰角との関係

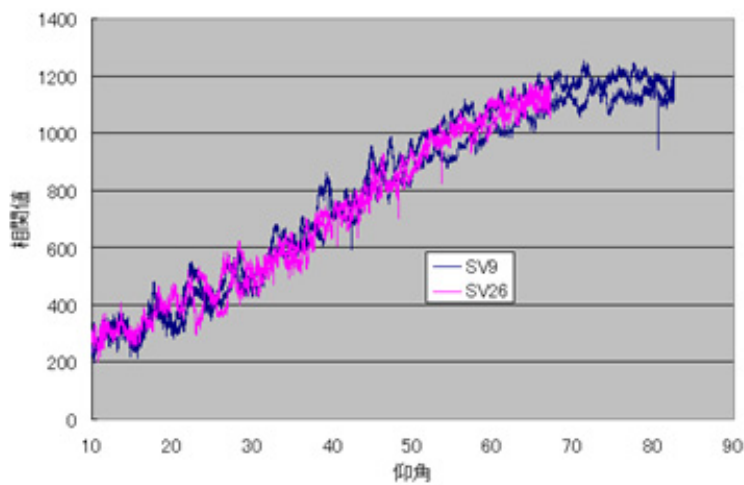


図6. 3 2 横軸を仰角にしたときの相関ピーク値との関係（衛星は9番と26番）

マルチパス波の振幅比の推定に関する注意点

上記の推定方法は、直接波の振幅を1.0と仮定していることに注意しなければならない。もし、直接波の振幅が0.9であれば、直接波のみの傾きは約-0.0225になる。さらに半分の強さのマルチパス波が存在する場合、その振幅は0.45となり、傾きは約-0.03375となる。よって、振幅比を推定する際には、直接波のピーク値がどの程度の値かを前もって知る必要がある。この値は、使用する受信機とアンテナごとに、仰角依存で求めておくことが望ましい。実環境では、直接波のピークの振幅値が、回折などにより仰角依存からはずれる場合が容易に想定される。直接波の振幅よりも、マルチパス波の振幅のほうが大きいこともある（反射波のみ受信の特殊場合も含む）ので、直接波の振幅値を未知数として取り扱う必要がある。実際にマルチパスの少ない環境（研究室屋上で周囲にはアンテナや避雷針が存在）で取得したマルチコリレータのピーク値と仰角との関係図を図6.31に示す。受信機はSQM受信機で、アンテナはGPS702である。約10時間取得したデータより、できるだけ長い間可視であり続けた2つの衛星（SV9とSV26）について抜き出した。図6.32に横軸を仰角、縦軸を相関値としたときの図も載せておく。選択した2つの衛星ともに、雑音はやや大きいですが、仰角に対して同様の相関値であることがわかる。仰角が60度付近までは直線的に比例し、60度付近から天頂にかけて収束傾向が見られる。

マルチコリレータ用のGPS受信機から得ることのできる情報は、直接波とマルチパス波を足した複数の相関値のみであり、実際には、直接波を常に1.0に固定することはできない。直接波による相関値もマルチパス波による相関値もダイナミックに変化している。そのような場合を想定して、0チップにおける相関値を利用して推定する。0チップにおける相関値は直接波とマルチパス波が加算された値になっており、直接波の相関値が未知でも、大きく変動しないと仮定できれば、その短い周期での変動はマルチパス波によるものである。そこで、数百秒の間隔の平均値（静止又は歩行者の場合に適用可能）を常に計算することにより、その平均値に対する実際の相関値より振幅比を推定する。実際の例は実データによる評価（6.5項）で説明する。

6.4.2.3 マルチパス波の遅延距離の推定方法

ここでは、遅延距離の推定方法について述べる。振幅比を推定した場合と同様に、相関波形の傾きを利用して最初におおよその推定を行う。図6.33に0.2チップ遅れで振幅比0.5のマルチパス波が存在するときの相関波形とその傾きを示す。

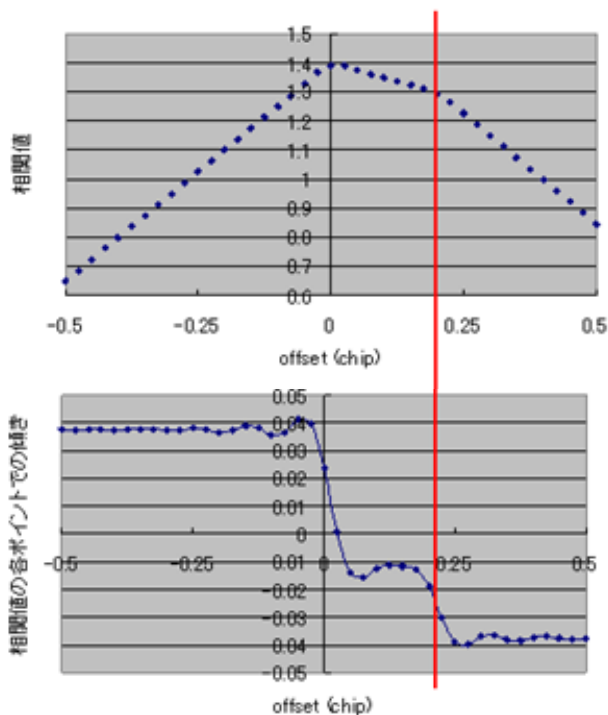


図6. 3.3 相関波形と各ポイントでの傾き
(上が相関波形で下が各ポイントでの傾き)

相関波形の各ポイントでの隣同士の傾きより、どのくらいの遅延距離で支配的なマルチパス波が混入しているかを予測する。相関値の各ポイントでの隣同士の傾きが一定になる直前を、支配的なマルチパス波の遅延距離の初期推定値とする。10m程度の精度で把握して以下に進む。上図の赤線はちょうど0.2チップを指している。ただし、マルチパス波の振幅比が非常に小さい場合（0.1未満）に推定することは困難なので、無理に推定することはしない。

6. 3. 2. 4 最終的なパラメータの推定方法

これまでにマルチパス波の振幅比と遅延距離をある程度の精度で推定してきたので、より正確にマルチパスのパラメータ推定を行う。推定したマルチパス波の振幅比と遅延距離より、マルチパス波の相関波形を生成する。直接波の相関波形についても同様に生成する。人工的に生成した直接波とマルチパス波を足した相関波形が、実際に取得した相関波形に最も近づく時のパラメータ変動量を決定する。

最終的なパラメータの推定方法の概念図を図6. 3.4に示す。推定した直接波とマルチパス波のパラメータを前後にずらすことにより、実際の相関波形に最も近づく場合を探す

ことになる。振幅比に関しては、直接波、マルチパス波ともに0.01刻みで-0.1から0.1までずらす。遅延距離に関しては、直接波は観測した相関波形の中心ポイントに対して-15mから15m程度までずらし（0.1チップナローコリレータで生じる最大誤差程度）、マルチパス波は推定した遅延距離を中心に-20mから20m程度までずらす。ずらす変動量の最大及び最小値は、最初のマルチパス波の推定精度を考慮して決定する必要がある。元の相関値の間隔は、通常ハードウェアの制限があり、0.025チップ程度の間隔である。自身で生成するマルチパス波については、できるだけ細かい間隔で生成し（1m未満）ずらすことにする。ただし計算量が膨大なので、実時間で処理できるハードウェアの能力とのバランスによる。実際に上記の探索を行うと、1つの波形当たり数100msecを要する（CPU:Pentium4 2.8GHz OS:WinXP 動作環境:VisualC++6.0）。もし本手法のようにマルチパス波の初期推定を行わずに、全ての領域に渡って探索すると、リアルタイムに推定することが困難であることがわかる。さらに探索する領域が広がるほど推定を誤る可能性が高まることになる。

観測した相関波形より、直接波とマルチパス波のパラメータを推定することができたならば、マルチパス誤差の推定に移る。マルチパス誤差の推定に際して、2通りの方法が考えられる。1つ目は、求まる直接波の遅延方向のずれをそのまま本手法で推定したマルチパス誤差とする。2つ目は、推定したマルチパス波を観測した相関波形から引き、残った直接波（推定したもの）を元に新たに通常のコリレータ等でピークの中心を求めてマルチパス誤差を求めるものである。本手法で実データを処理する際には、1つ目の方法を用いている。

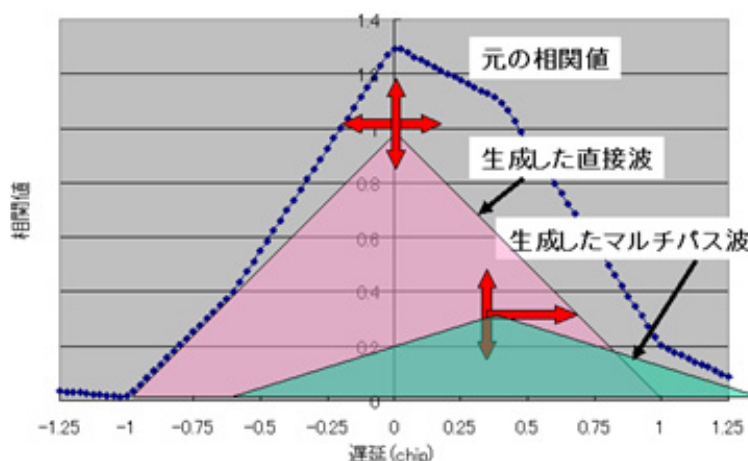


図6. 34 パラメータの推定方法の概念図

6. 4. 2. 5 パラメータ推定精度の検証

実際に任意のマルチパスをシミュレーションで発生させて（0.025チップごとに誤差推定を行う）、本手法でどの程度マルチパス誤差を低減できるのかを示す。いずれも遅延距離の短い領域をターゲットにし、任意のマルチパス波として6つのシナリオを設定した。シナリオ1から4は全体の推定精度を見るものであり、シナリオ5は、複数のマルチパス波が到来したときの推定精度を見るものである。シミュレーションで生成する相関波形は、帯域幅を20MHzとし、相関値のノイズを考慮して（信号強度とコードループのバンド幅で考慮。コリレータ幅は0.1とした）計算した。遅延距離を推定する目盛りの細かさは、0.1チップの640分の1（約45.8cm）とした。またマルチパス波の振幅比を推定する目盛りの細かさは0.01とした。

シナリオの概要

- 1) マルチパス波は1つ。マルチパス波の振幅比（0.1、0.25、0.5）を一定にして遅延距離（0mから75m程度まで）を変動させた場合の推定精度。実際に推定した振幅比と遅延距離の精度についても示す。コードノイズが小さいとき（10cm未満：50dB-Hz）を想定。
- 2) マルチパス波は1つ。マルチパス波の振幅比（0.1、0.25、0.5）を一定にして遅延距離（0mから75m程度まで）を変動させた場合の推定精度。実際に推定した振幅比と遅延距離についても示す。コードノイズが大きいとき（20cm程度：35dB-Hz）を想定。以下のシナリオは全てコードノイズが大きいときを想定している。
- 3) マルチパス波は1つ。マルチパス波の振幅比（0.495から0.499まで0.002ずつ変化。推定誤りの場合も試す）を一定にして遅延距離（0mから75m程度まで）を変動させた場合の推定精度。このシナリオは、振幅比を推定する際に、推定最小目盛りより細かい場合の誤差解析と、推定を誤った場合の誤差解析である。
- 4) マルチパス波は1つ。遅延距離（約7m、約15m、約29m）を一定にしてマルチパス波の振幅比を変動させた場合の推定精度。このシナリオは、実際に壁近傍にアンテナを設置し、鏡面反射を受ける環境を想定している。
- 5) マルチパス波は2つ。1つ目は遅延距離が約15m。2つ目は遅延距離が約4m。マルチパス波の振幅比は任意に変動（位相差で）。1つの建物と地面からの反射を想定。

任意のマルチパス波を発生させて直接波+マルチパス波の相関波形を生成する手順を以下に簡単に示す。

- ・ 帯域を考慮した衛星の自己相関関数を利用して相関波形を生成する。
- ・ この相関波形より、直接波とマルチパス波を生成する。マルチパス波の生成時には。設定したマルチパス波の振幅比を使用する。双方の相関波形を生成する際に、ランダムに設定したノイズ（コードトラッキングにおけるノイズを利用して計算）を加える。
- ・ マルチパス波の遅延距離を0.025チップずつずらして、直接波と加算し、各遅延距離の相関波形を生成しておく。
- ・ 生成した直接波+マルチパス波の相関波形に対して、本手法を適用し、直接波とマルチパス波を推定する。この時、計算時間とのバランスを考慮して、遅延距離方向にずらす目盛りの細かさは約0.46m、振幅比方向にずらす目盛りの細かさは0.01とした。

1つ目のシナリオの結果

1つ目のシナリオの結果を図6.35から6.37に順番に示す。比較のために、同じ条件でのストロボコリレータとナローコリレータの結果を載せている（以降のシナリオは全て同様）。図の上が遅延距離とマルチパス誤差の関係図で、下の2つが本手法で推定した遅延距離と振幅比の推定精度を表している。マルチパス波を生成した際にその振幅比と遅延距離が既知なのでその値との差を推定精度として示している。

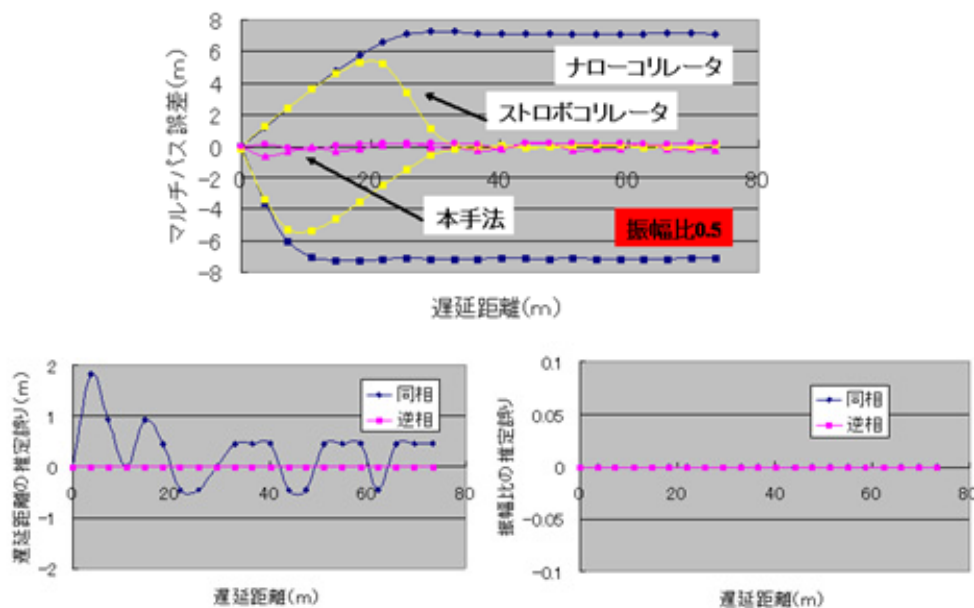


図6.35 遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度（ノイズ小、振幅比0.5）

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

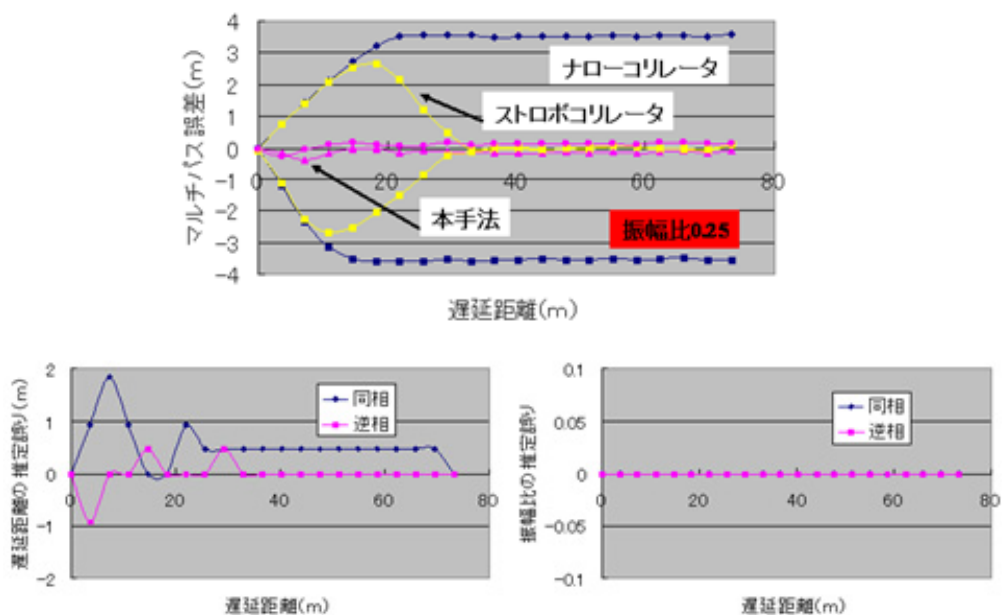


図 6. 3 6 遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ小、振幅比0.25)

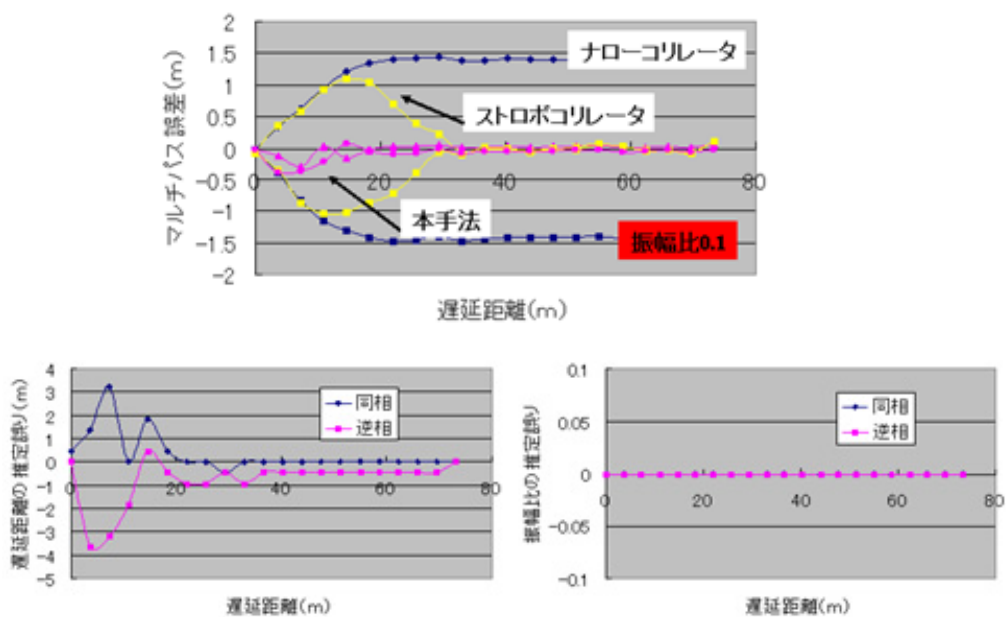


図 6. 3 7 遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ小、振幅比0.1)

上の3つの結果を見ればわかるように、ノイズが小さくきれいなマルチパス波が混入する場合、遅延距離の短い領域でも本手法でマルチパス誤差を低減することが十分に可能である。遅延距離の推定精度を見ると、マルチパス波の振幅比が小さくなると推定精度がやや

悪くなっているが、5m未満程度で推定できればマルチパス誤差を十分に低減できていることがわかる。マルチパス波の振幅比に関しては完全に推定されている。

2つ目のシナリオの結果

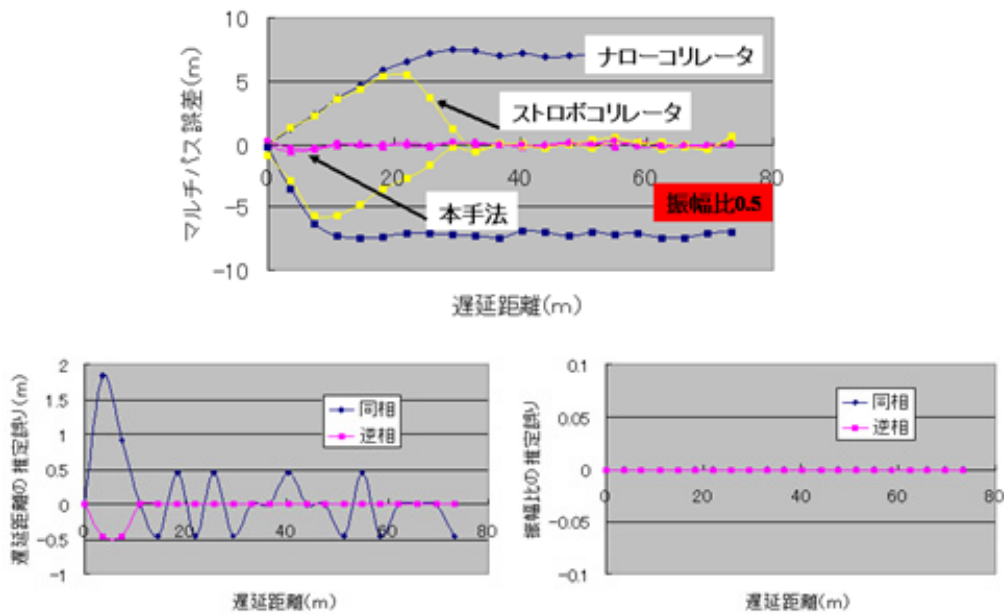


図6. 38 遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ大、振幅比0.5)

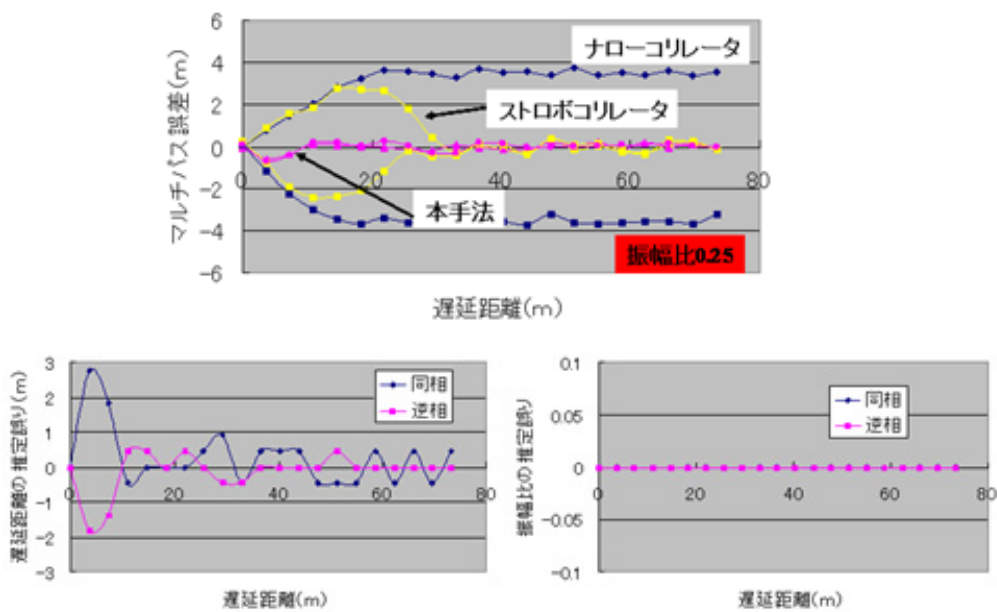


図6. 39 遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ大、振幅比0.25)

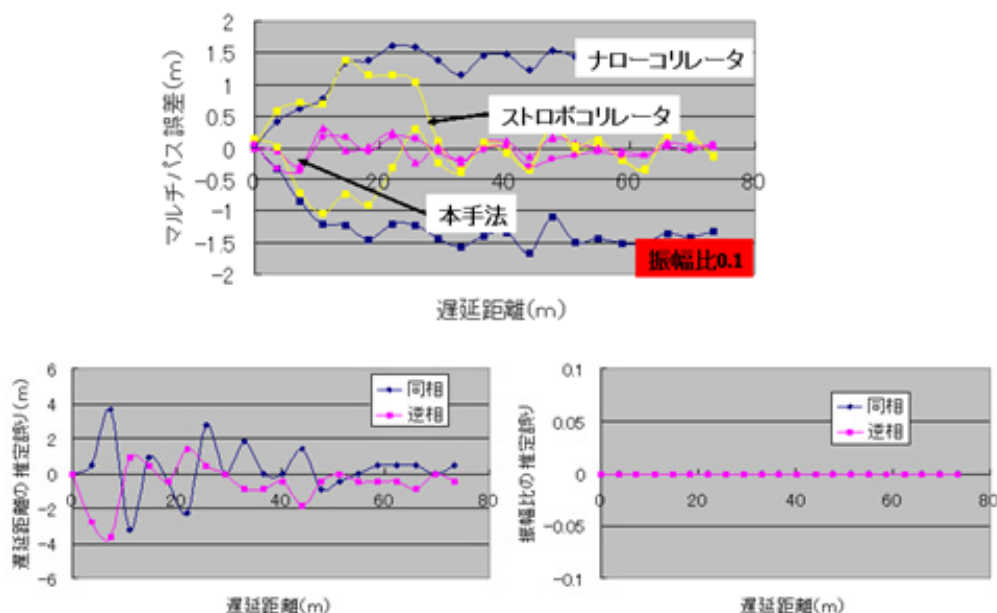


図6. 40 遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度（ノイズ大、振幅比0.1）

上の3つの結果を見ればわかるように、ノイズが小さい場合と比較すると、本手法だけでなく他のコリレータの結果もばたついている。マルチパス誤差の大きさは、ノイズが小さい場合と同様に、本手法により1m未満に低減されている。遅延距離の推定精度にも多少ばらつきは見られるが、その推定誤差は5m前後に収まっていることがわかる。マルチパス波の振幅比はここでも完全に推定されている。

3つ目のシナリオの結果

これまでのシナリオは、マルチパス波の振幅比をちょうど推定時にずらす目盛りと一致するように設定していたが、ここでは実環境を想定し、あえてマルチパス波の振幅比を推定目盛りに合わないようにして推定を試みた。よって完全にマルチパス波の振幅比を推定することは不可能である。マルチパス波の振幅比は0.495から0.499まで0.002ずつ変化させている。推定時にずらす量は0.01である。示した結果は、それぞれの場合の遅延距離とマルチパス誤差の関係図であるが、マルチパス波の振幅比が0.495のときのみ遅延距離とマルチパス波の振幅比の推定精度も示した。また、探索範囲（ここでは0.4から0.5とした）に実際のマルチパス波の振幅比（0.39と0.51）が入っていなかった場合についても調査した。

第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法

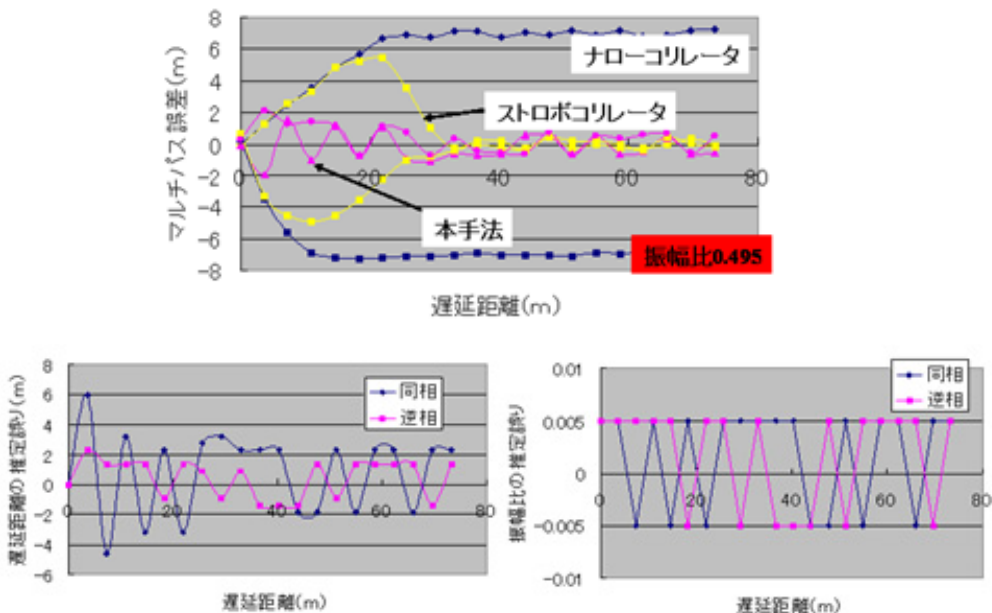


図6. 4 1 遅延距離とマルチパス誤差の関係と推定精度 (ノイズ大、振幅比0.495)

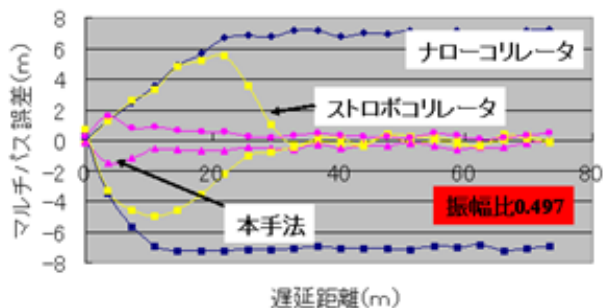


図6. 4 2 遅延距離とマルチパス誤差の関係 (ノイズ大、振幅比0.497)

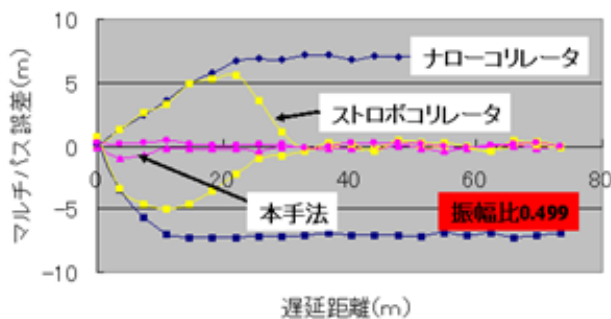


図6. 4 3 遅延距離とマルチパス誤差の関係 (ノイズ大、振幅比0.499)

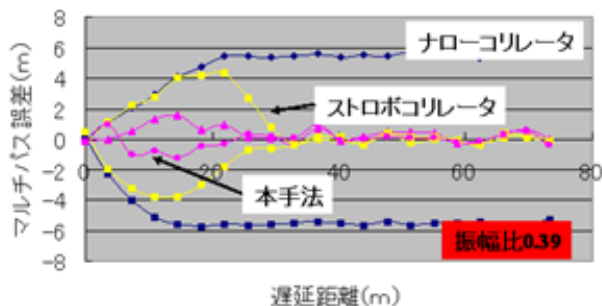


図 6. 4 4 遅延距離とマルチパス誤差の関係 (ノイズ大、振幅比0.39)

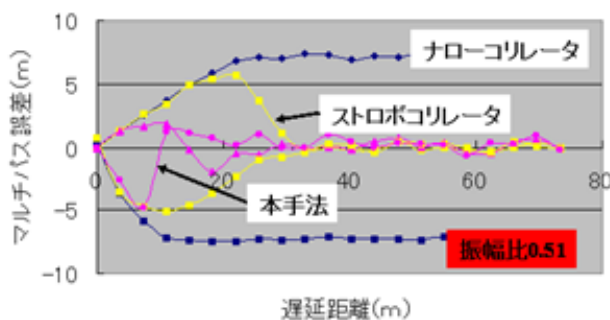


図 6. 4 5 遅延距離とマルチパス誤差の関係 (ノイズ大、振幅比0.51)

図 6. 4 1 を見ると、マルチパス波の振幅比を完全に推定することが不可能なため、その分マルチパス誤差に反映されていることがわかる。ただし、他のコリレータと比較すると、依然としてその誤差は低減されていることもわかる。実際に遅延距離とマルチパス波の振幅比の推定精度を見てもシナリオ 1 や 2 では見られない大きな誤差となっている。後で解析する実データにおいても、本手法ではマルチパス波の振幅比を 0.01 の間隔で推定しているため (実時間処理を想定して)、実際のマルチパス波の振幅比と比較して、最大で 0.005 まで、このような誤差を生じることになる。図 6. 4 4 と 6. 4 5 は、振幅比の探索範囲に実際のマルチパス波の振幅比が入っていなかった場合の結果である。0.4 から 0.5 で探索を行ったため、推定したマルチパス波の振幅比はそれぞれ 0.4 と 0.5 であった。よって 0.01 誤った場合の結果になっている。いずれの場合もマルチパス誤差は増大するものの、ストロボコリレータよりは優位であることがわかった。ただし、マルチパス波の振幅比を大きく誤って推定した場合には、ストロボコリレータやナローコリレータよりもマルチパス誤差が増大することに注意しなければならない。

4つ目のシナリオの結果

遅延距離（約7m、約15m、約29m）を一定にしてマルチパス波の振幅比を変動させた場合の推定精度。このシナリオは、実際に壁近傍にアンテナを設置し、鏡面反射を受ける環境を想定している。アンテナは静止しているため、壁とアンテナ間の距離が10m程度であれば、遅延距離は数分で1波長程度（L1帯で約19cm）しか変化しない。よって、遅延距離を固定したときに振幅比だけ位相に応じて変化する状況に良く似ている。以下の結果の図で、横軸はマルチパス波の振幅比の変動に対応している。横軸の数値で0が振幅比0、40が振幅比0.5、80が0、120が-0.5、160が0である。ちょうどsin波形（振幅は0.5）の1周期分を160等分した振幅比ごとに計算を行っていることになる。

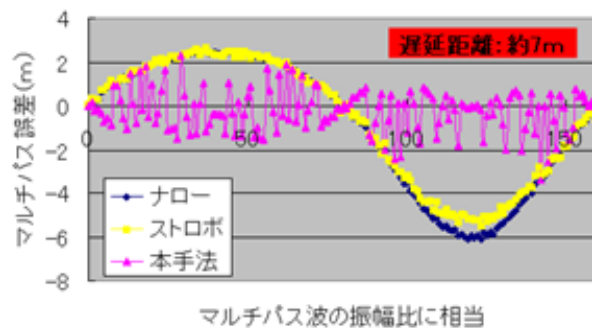


図6. 46 振幅比が変動した時（遅延距離は約7m）のマルチパス誤差との関係

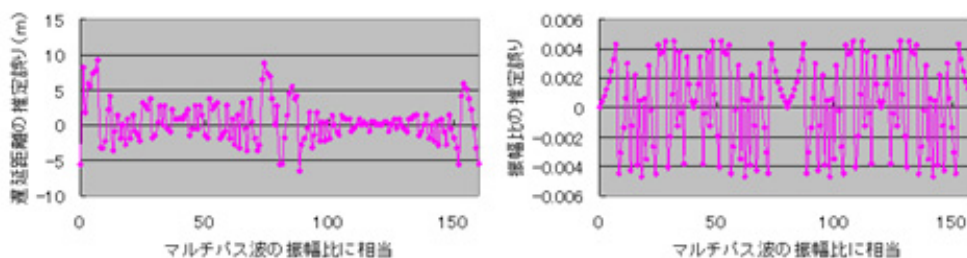
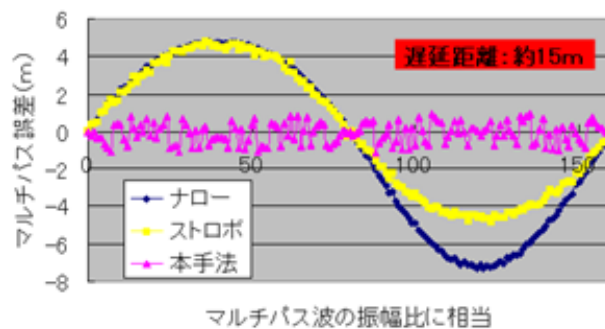


図6. 47 振幅比が変動した時（遅延距離は約15m）のマルチパス誤差との関係
遅延距離と振幅比の推定精度も含む

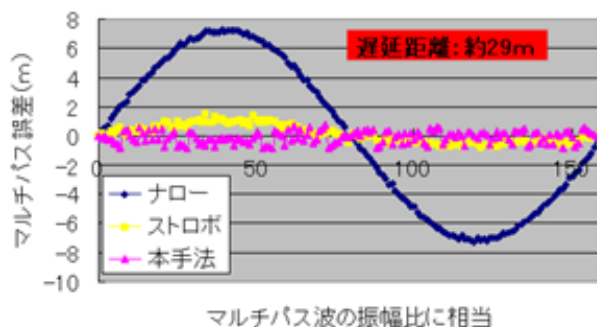


図6. 4 8 振幅比が変動した時（遅延距離は約29m）のマルチパス誤差との関係

上の結果より、遅延距離の短い領域で本手法の効果が出ていることがわかる。遅延距離が7mや15mにおいては、ストロボコリレータでも低減できないマルチパス誤差を十分に低減していることがわかる。遅延距離が30m程度になると、ストロボコリレータもマルチパス誤差を十分に低減できている。図6. 4 7にはマルチパス誤差だけでなく、遅延距離と振幅比の推定精度の結果も示した。マルチパス波の遅延距離に関しては、10m程度まで誤って推定することがあるが、マルチパス誤差にはそれほど影響を与えていないことがわかる。これは同時に推定している直接波の推定に影響を与えていないことを意味している。マルチパス波の振幅比に関しては、推定が目盛りが0.01なので、その目盛り以下では十分に推定できていることがわかる。

5つ目のシナリオの結果

遅延距離が約4mのマルチパス波（最大振幅比は0.1）と約15mのマルチパス波（最大振幅比は0.25）を想定し、振幅比を1周期変動させた場合の推定精度。このシナリオは、実際に壁近傍にアンテナを設置し、壁からの鏡面反射と地面からの強い反射を同時に受けている状況を想定している。2つのマルチパス波の位相を変化させて解析を行った。以下の結果の図で、横軸はマルチパス波の振幅比の変動に対応している。上から2つのマルチパス波の位相差が0度の場合、45度の場合、90度の場合、135度の場合、180度の場合である。実際に加えたマルチパス波の簡単なイメージを図6. 4 9に示す。図は2つのマルチパス波の位相差が180度の場合のものである。それぞれのマルチパス波はその最大振幅比の範囲で位相差を保ちながら変動することになる。横軸は1.0チップで約293m。

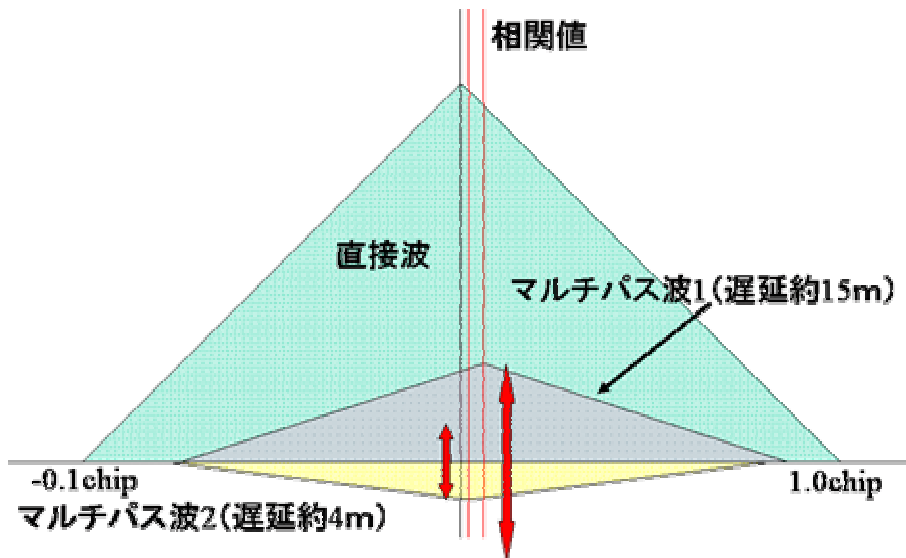


図6. 4 9 加えたマルチパス波のイメージ図

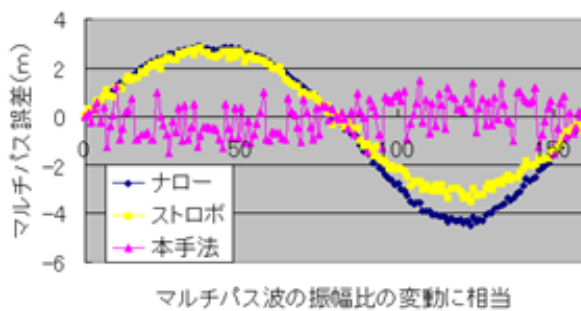


図6. 5 0 2つのマルチパス波存在時（位相差0度）のマルチパス誤差との関係

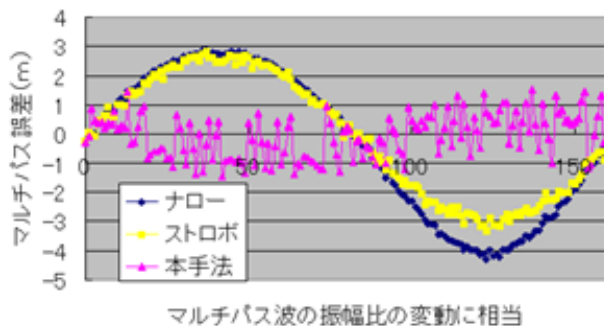


図6. 5 1 2つのマルチパス波存在時（位相差45度）のマルチパス誤差との関係

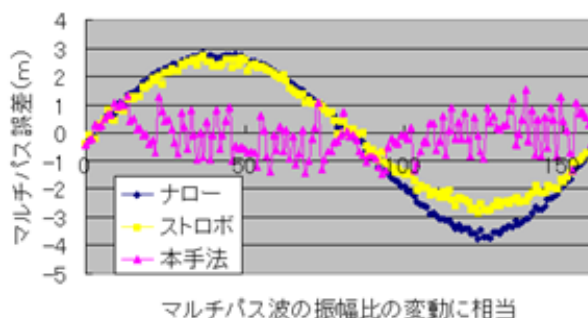


図 6. 5 2 2つのマルチパス波存在時（位相差90度）のマルチパス誤差との関係

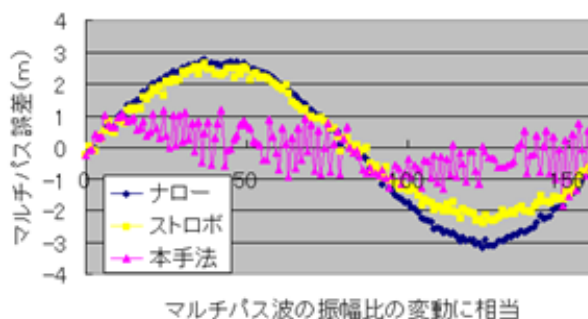


図 6. 5 3 2つのマルチパス波存在時（位相差135度）のマルチパス誤差との関係

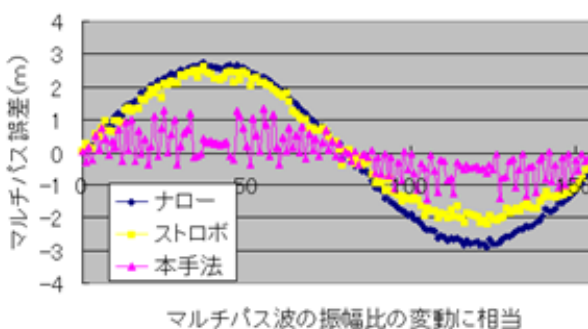


図 6. 5 4 2つのマルチパス波存在時（位相差180度）のマルチパス誤差との関係

上の結果より、2つのマルチパス波が存在する場合（15m程度と4m程度の遅延）でも、本手法によりマルチパス誤差が低減できることが示された。いずれの位相差の場合でも最大1.5m程度にマルチパス誤差が抑制されている。支配的なマルチパス波1つを推定することによる効果を示すことができた。

6.5 実データによる評価

6.5.1 実データで用いた低減手法の流れ

マルチパス環境でGPSデータを取得し、これまでに提案してきた手法でどの程度マルチパス誤差を低減できたかを以下に示す。ここでは、これまでに説明してきたマルチパス誤差低減手法の実データでの使用の流れを簡単に示す。図6.55に全体の流れを示した。赤で強調している箇所が今回提案した部分である。反射波を強く受信している衛星の検知については、6.5.3で詳細に述べる。マルチパス誤差の推定に関しては、図6.56に示した。なお、反射波を強く受信している衛星の検知に関しては、静止や歩行データだけでなく車等のデータも利用して行ったので、それらも含めて報告する。

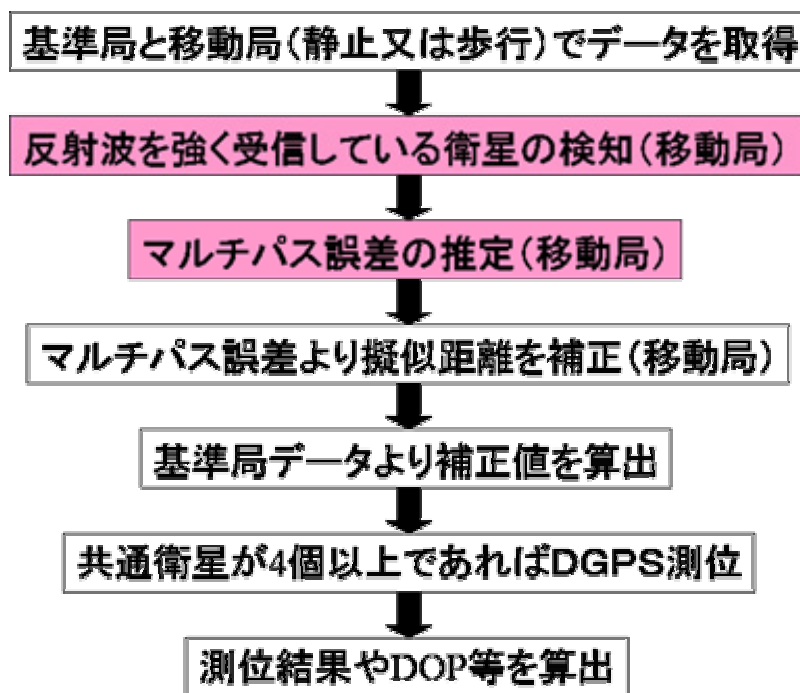


図6.55 実データ評価の全体の流れ

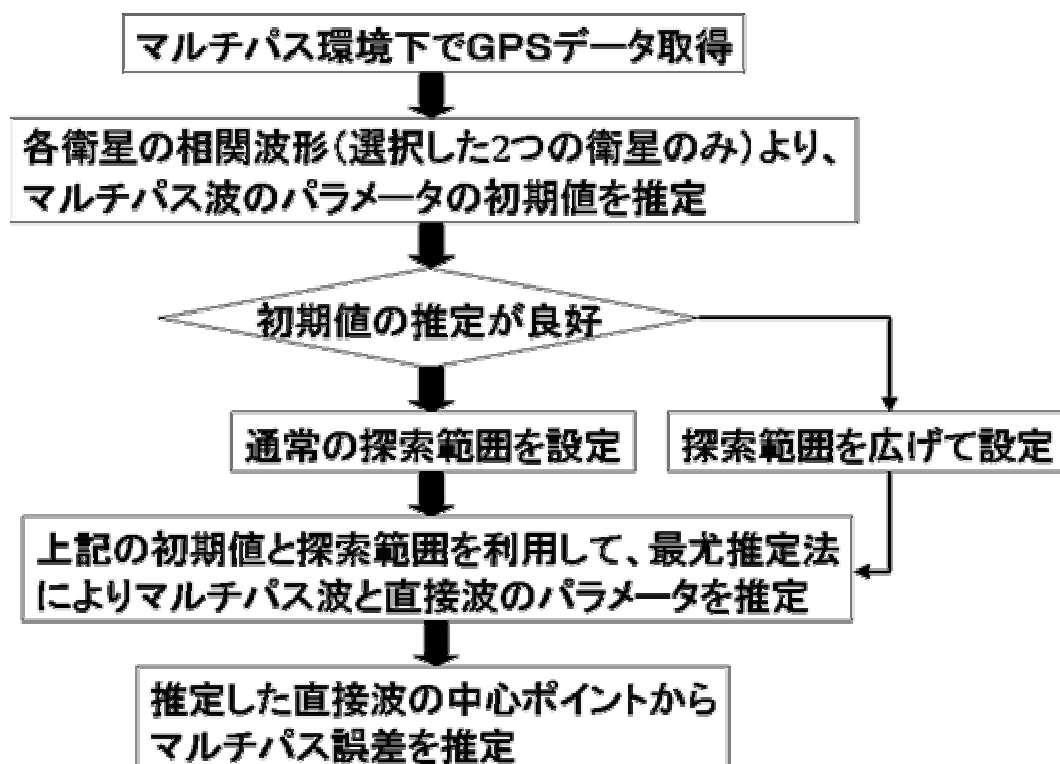


図 6. 5 6 マルチパス誤差の推定部分の流れ

上記の流れで、初期値の推定が良好でない場合のほとんどは、マルチパス波の振幅比が非常に小さく（マルチパス誤差自体が小さい場合）、遅延距離の推定が困難な時が挙げられる。この時、推定した遅延距離のまま探索範囲を設定すると、最小二乗法の部分で大きく誤った解になる可能性がある。そのことを避けるために回避処理として付加している。マルチパス波の影響が少なく推定が困難な場合に、ストロボコリレータでトラッキングする代替案も考えられる。しかしながら、マルチパス波の影響が少ない場合は、最小二乗法の部分でマルチパス波の遅延距離の推定を10m程度誤ったとしても、直接波の推定を誤るケースはほとんど見られていないため（6. 4. 2. 5で検証。実データにおいても検証）、今回の実データ処理では、全てのデータに対して最小二乗法を用いてマルチパス誤差を推定している。

6. 5. 2 近接に大きな建物が存在する場合

6. 4. 2項で説明した相関波形を利用したコードマルチパス誤差削減手法の評価をここで行う。遅延距離の短いマルチパス波を受ける場所として、東京海洋大学内の大学院棟横を選択した。周囲は5階建ての建物2つと2階建ての図書館に囲まれている。アンテナ設置

第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法

場所は、図6. 3と同様である（各実験で場所は若干移動。高度方向の真値は約41.0mである）。魚眼レンズによるアンテナ上方の写真と概観を図6. 5 7に示す。10m以内の近接に大学院棟、それから数10m離れて第4実験棟と図書館が存在することがわかる。アンテナを車の屋根の真ん中に設置することにより、地面からの反射波を受けない状態にした。使用した受信機は、0.1チップナローコリレータを有するOEM3受信機とストロボコリレータの性能を有するOEM4、そしてマルチコリレータの機能を有するSQM受信機である。アンテナはGPS702とした。基準局は研究室屋上に設置したので、基線長は100m以内である。ゆえに、DGPS測位結果は大部分がノイズとマルチパス誤差によるものである。

表6. 2にデータ取得概要を示す。マルチコリレータ受信機は、取得できる衛星のチャンネルが2チャンネルに限られているため、大学院棟に反射している衛星のみを選択してデータを取得している。

表6. 2 近接に大きな建物が存在する条件でのデータ取得概要

実験	日付	取得時間	SQMの選択衛星
1	2004年12月10日	21:00-22:00	10, 17
2	2004年12月10日	23:00-24:00	26, 29
3	2004年12月11日	10:30-11:00	1, 3





図 6. 5 7 アンテナ周囲の状況

上が概観で下が魚眼レンズによるもの（アンテナは青の車の屋根に設置）

実験1の結果

ここでは、10番衛星のマルチパス誤差の推定手順を説明しながら結果を示すことにする。取得時間内の0チップ（トラッキングポイント）における相関値を図 6. 5 8 に示す。0チップ付近は基本的に最も相関値の高い部分である（信号強度に比例）。この相関値は通常は信号強度をあらわすものなので、上下の変動が大きいことから、大きなマルチパス誤差を受けていることは明らかである。縦軸方向の相関値の大きさが、信号強度に変換すると、どの程度の値になるかは前もって把握しておく（受信機の相関値を出力する内部処理に応じて異なる）。2～3分程度の間隔の平均値を用いて上下の変動を振幅比として算出したものを図 6. 5 9 に示す。

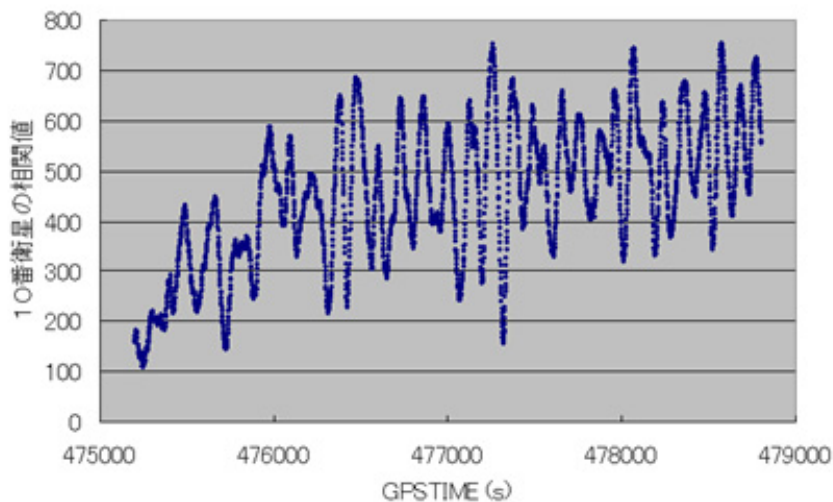


図6. 58 トラッキングポイントにおける相関値の推移

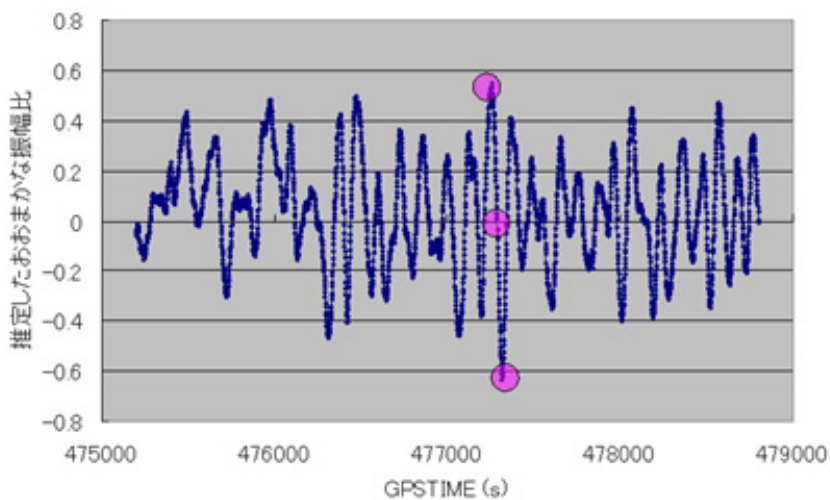


図6. 59 推定した振幅比（初期値として利用）

図6. 59の推定した振幅比を見ればわかるように、非常に強い反射を受けていることがわかる。これは、10番衛星がこの時間帯にちょうど近接の大学院棟の壁の反対側に位置し、直接波と強い鏡面反射を同時に受けていることによるものである。

次に遅延距離のおおまかな推定を相関値の変化率を利用して行う。図6. 60にちょうど推定した振幅比の大きさが最大付近、0付近、最小付近のとき（図6. 59の赤で示した部分）のGPS時刻の相関波形右側の変化率の値を示す。ポイントの間隔は約0.025チップ（約7.5m）である。



図 6. 6 0 各時刻の相関波形右側の変化率

トラッキングポイントを0とすると、赤丸はちょうど0の相関値から1つ左側のポイントの相関値を引いた値を示している。図を見ればわかるように、トラッキングポイントの相関値の値に比例して変化率が平らな部分の値が変化していることがわかる。そこで、横軸をトラッキングポイントでの相関値、縦軸を平らな部分の相関値の変化率とした場合の関係を示したものを図 6. 6 1 に示す。

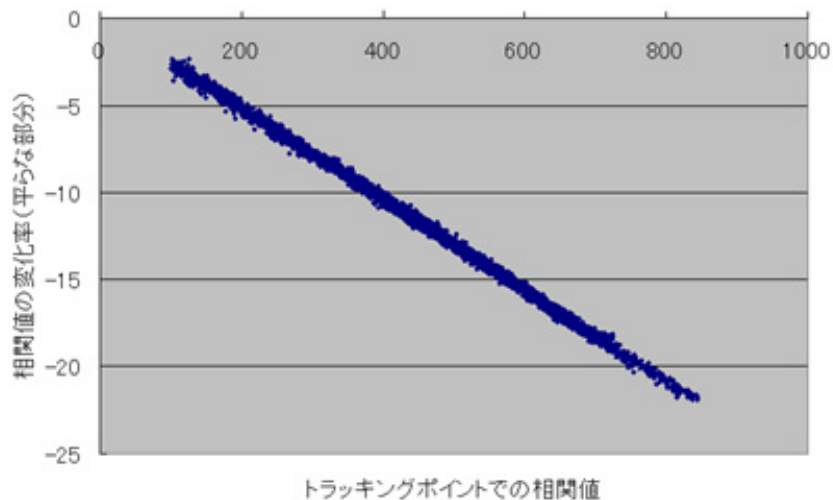


図6.61 トラッキングポイントの相関値と相関値の変化率の関係

この図より、明らかに平らな部分の相関値の変化率と、トラッキングポイントでの相関値との強い負の相関があることがわかる。実際に -0.9991 の負の相関であった。支配的なマルチパス波の遅延距離は、相関値の変化率が変化した後に変動が徐々に小さくなる場所の直前であることがわかっている。その特徴を利用して、おおまかな遅延距離を推定することは困難ではない。この手法では、マルチパス波の振幅比が大きいほど、遅延距離を推定することは容易である。逆に振幅比が小さいと、傾きは直接波によるものがほとんどで一定なので遅延距離を推定することは困難である。ただしマルチパス波の振幅比が小さいと、マルチパス波の影響自体が小さくなる。マルチパス波の振幅比が 0.1 未満程度では、推定がうまくできなかったとしても、マルチパス誤差が 1m を超えることはない。実際の幾何学的配置からは、解析した時間帯での遅延距離は約 15m 程度であった。ここで 0.1 チップナローコリレータによるトラッキングポイント自体もずれているので、その前後数 m の遅延距離であると想定される。

これまでに推定した振幅比と遅延距離を初期値として、一定の範囲（振幅比は ± 0.1 程度、遅延距離は $\pm 20\text{m}$ 程度）を探索し、推定した直接波とマルチパス波の合成波が最も実際の相関波形に近づく部分を、最小二乗法を用いて見つける。この計算で得たマルチパス波の振幅比と遅延距離を解とする。これらの解を利用して推定した直接波より、最初のトラッキングポイントからのずれを計算する。この値を本手法により推定したマルチパス誤差とした。このずれは、受信機の最初のトラッキングで生じたマルチパス誤差を補正するものである。

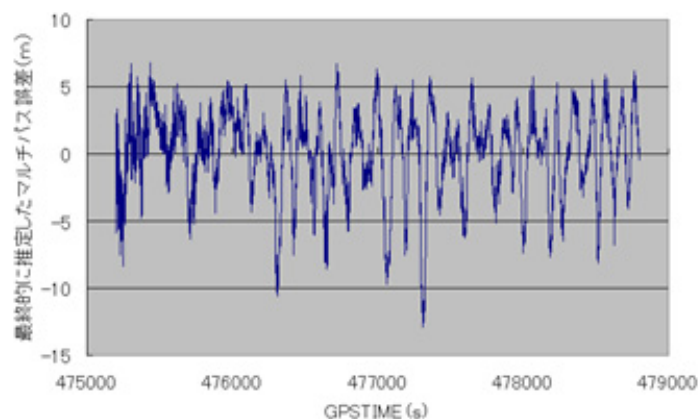


図6. 6 2 最終的に推定した10番衛星のマルチパス誤差

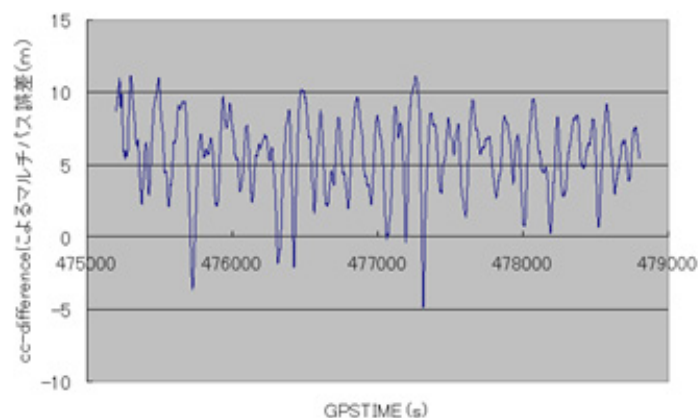


図6. 6 3 cc-differenceにより求めた10番衛星のマルチパス誤差

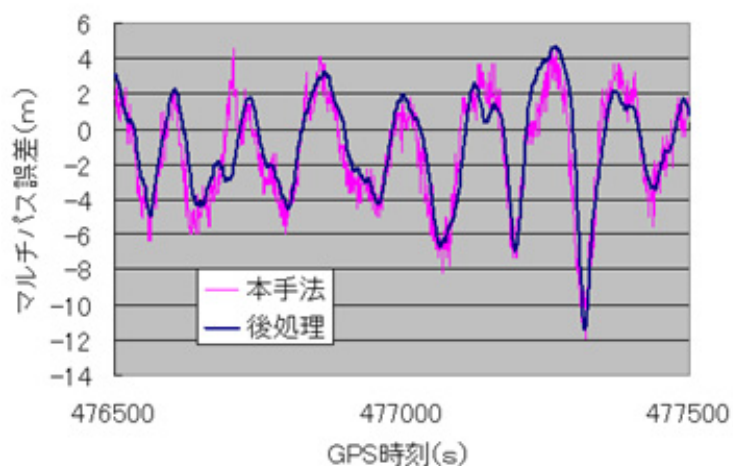


図6. 6 4 両者の100秒間の比較

(青がcc-differenceの後処理によるもの、赤が本手法によるもの)

図6. 6 2に実際に推定した10番衛星のマルチパス誤差を示す。図6. 6 3には、これまでも使用した、cc-difference値によるマルチパス誤差を示した。両者を比較するために1000秒間抜き出したものを図6. 6 4に示す（cc-difference値によるマルチパス誤差は平均値にバイアスが存在するので比較用にオフセットしている）。図6. 6 4を見ると、ノイズはやや大きいですが、正確にマルチパス誤差の大きな変動を推定できていることがわかる。本手法により推定したマルチパス誤差を擬似距離に還元すれば、容易に数mの誤差を低減できることがわかる。またcc-differenceによる手法では推定不可能なマルチパス誤差の平均値も推定できている。推定したマルチパス波の遅延距離は、実際の遅延距離（アンテナ壁間の幾何学的距離）に対して10m以内に収まっていた。マルチパス波の振幅比は実際のデータを取得することが困難なので比較は行っていない。本手法でも取り除くことができない誤差として、上記に挙げた相関波形のノイズによる影響と複数の大きなマルチパス波が混在した場合が想定される。ノイズの低減と2つ以上のマルチパス波への対応は今後の課題であるが、実環境において、2つの大きなマルチパス波が受信されることはまれである。また2つのマルチパス波が受信された場合でも、既存のストロボコリレータよりは、測位精度が改善されることは既にシミュレーション（6. 4. 2. 5）で示した。

実際に本手法で推定した10番衛星と17番衛星のマルチパス誤差を擬似距離に対して補正しDGPS測位を行った。水平方向の結果を図6. 6 5、高度方向の結果を図6. 6 6に示す。比較のため、補正を行わない場合の結果も重ねて示す。

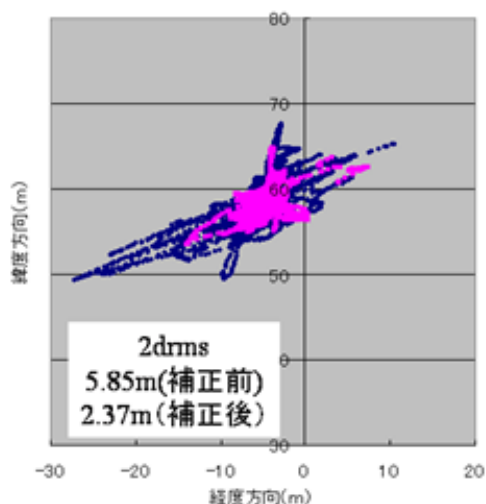


図6. 6 5 水平方向のDGPS測位結果（青：補正前 赤：補正後）

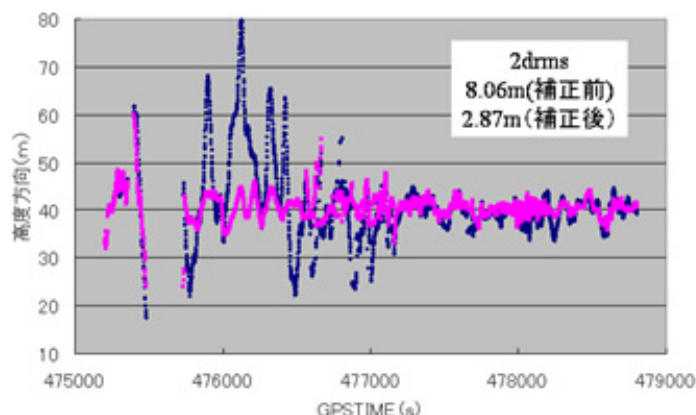


図6. 6 6 高度方向のDGPS測位結果（青：補正前 赤：補正後）

できるだけマルチパス誤差によるDGPS測位への影響を観測するために、HDOPが5以上の時間帯は除いている。上の結果を見ると、明らかに補正後の測位誤差が大幅に削減されていることがわかる。標準偏差の値を見ても、水平、高度方向ともに約50%以上削減されている。高度方向の最初の時間帯で、補正後にも大きな誤差があるが、これは10番と17番以外の衛星による影響であり、2チャンネルのみしか補正できないという制約がなければ削減可能である。今回は近接の壁（遅延距離20m以内程度）によるマルチパスの影響が大部分なので、現在市販されている高性能のGPS受信機を用いても削減できていない誤差を、本手法により削減できることを示すことができた。続いて同じ場所で異なる時間帯に取得した実験2と3の結果を示す。

実験2の結果

実験2の結果を以下に示す。壁に反射していると思われた26番衛星と29番衛星を選択してマルチパス誤差を推定した。本手法により推定した各衛星のマルチパス誤差とcc-differenceによる後処理値（バイアス値を調整）を比較したものを図6. 6 7、6 8に示す。比較を見やすくするために誤差の大きい時間帯の1000秒程度を抜き出した。さらにマルチパス誤差補正前のDGPS測位結果と補正後のDGPS測位結果の比較を水平方向と垂直方向に分けて図6. 6 9、7 0に示す。各衛星のマルチパス誤差の推定値を見ると、ノイズは大きいがおおよそ1-2m程度の誤差まで低減されていることがわかる。測位結果を見ると、実験1と同様に大幅にマルチパスによる誤差が削減されていることがわかる。

第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法

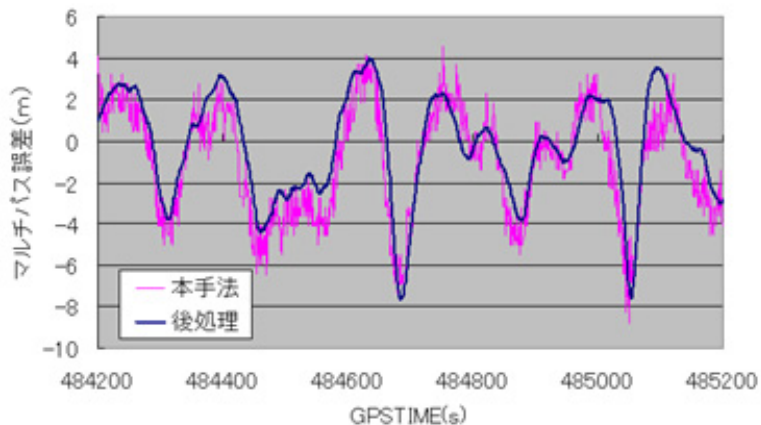


図6. 6 7 両者のマルチパス誤差の比較 (26番衛星)

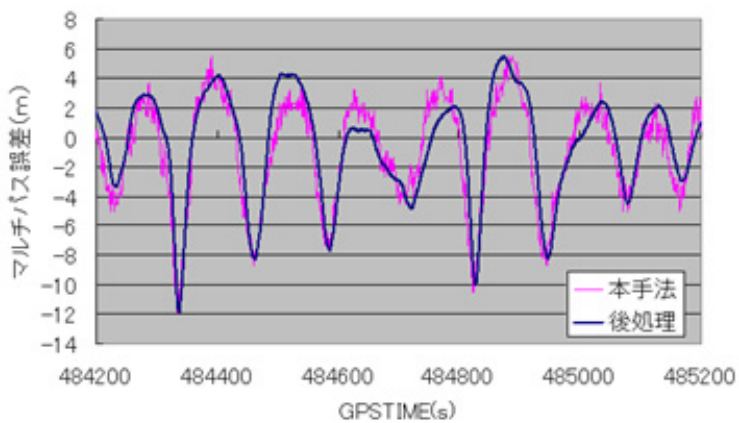


図6. 6 8 両者のマルチパス誤差の比較 (29番衛星)

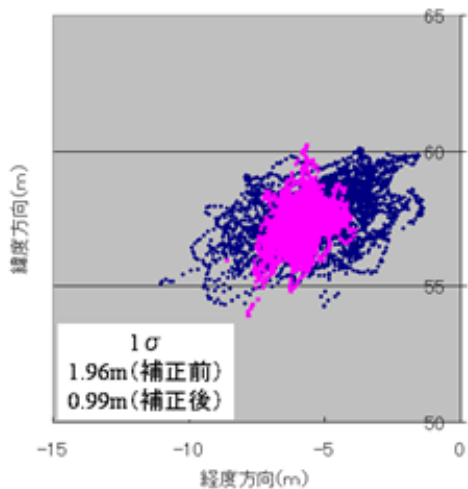


図6. 6 9 水平方向のDGPS測位結果 (青：補正前 赤：補正後)

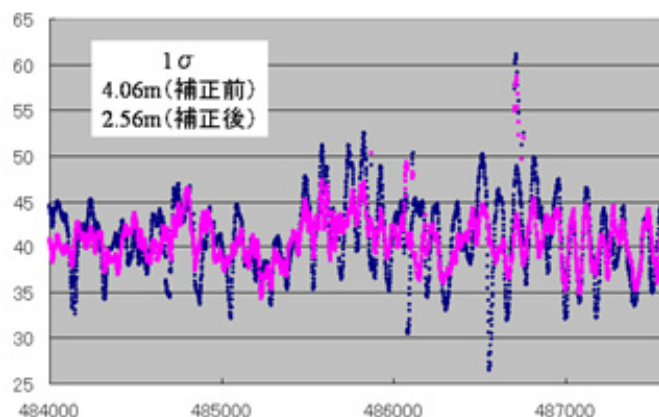


図6. 70 高度方向のDGPS測位結果（青：補正前 赤：補正後）

実験3の結果

実験3の結果を以下に示す。壁に反射していると思われた1番衛星と3番衛星を選択してマルチパス誤差を推定した。本手法により推定した各衛星のマルチパス誤差とcc-differenceによる値を比較したものを図6. 71、72に示す。さらにマルチパス誤差補正前のDGPS測位結果と補正後のDGPS測位結果の比較を水平方向と垂直方向に分けて図6. 73、74に示す。マルチパス誤差は後処理の値と2m前後ずれているときも見受けられるが、それでも大きな変動を十分に推定できている。測位結果を見ると、実験1,2と同様に大幅にマルチパスによる誤差が削減されていることがわかる。

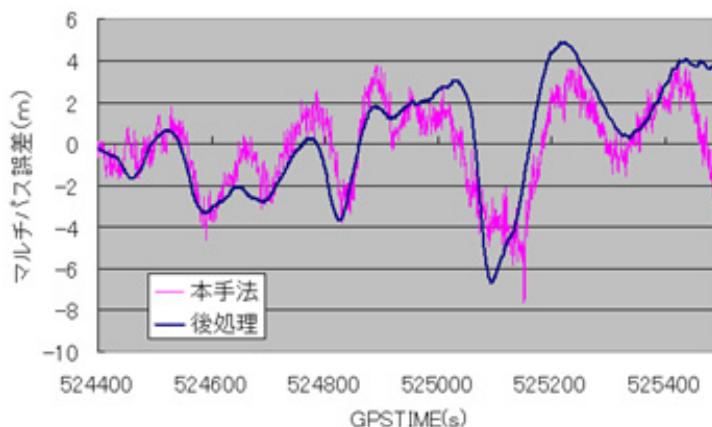


図6. 71 両者のマルチパス誤差の比較（1番衛星）

第6章 提案するコードマルチパス誤差削減手法

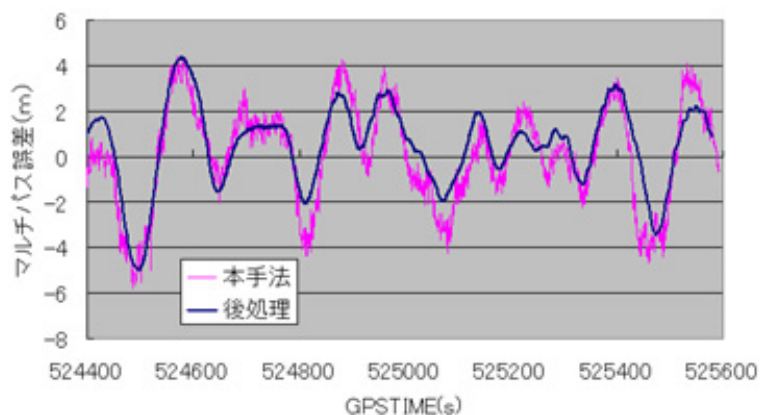


図6. 7 2 両者のマルチパス誤差の比較 (3番衛星)

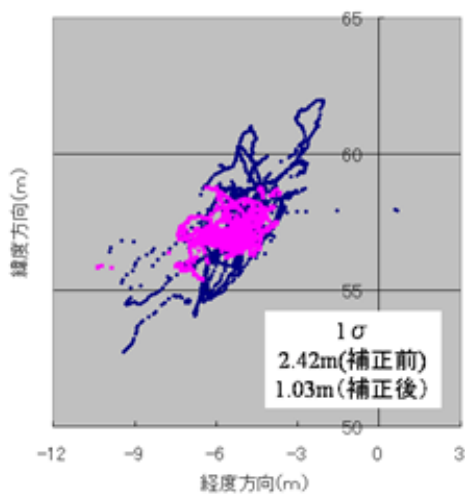


図6. 7 3 水平方向のDGPS測位結果 (青：補正前 赤：補正後)

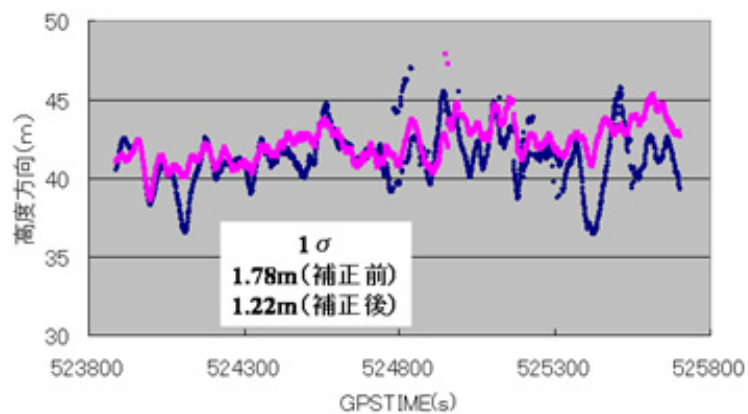


図6. 7 4 高度方向のDGPS測位結果 (青：補正前 赤：補正後)

6. 5. 3 移動体における使用衛星決定の評価

本項では、6. 4. 1項で紹介した、受信機出力情報を用いた使用不可衛星の検知手法の妥当性について、移動体の生データを用いて評価を行った。移動体のデータは2004年秋から冬にかけて取得したものである。場所は、月島周辺、東京駅前周辺、銀座周辺、豊洲周辺の4箇所である。基準局は研究室屋上に設置し、移動局として車を利用した。使用した受信機は基準局、移動局ともにノバテル社製のOEM4であり、アンテナはGPS702である。データ取得レートは2Hzとした。各コースは、片側2,3車線で、コースの大部分で高い建物（5階以上）に囲まれており、ところどころに高層ビルも見られた。以下では、代表的改善例をあげながら使用不可衛星の検知手法の妥当性について示した。

提案する検知手法での結果（月島コース）

マルチパスによる影響を特定するために、DGPS測位結果のうち、HDOPが5以上の結果をのぞいている。図6. 75に月島コース1周の地図に水平方向のDGPS測位結果をプロットしたものを示す。可視衛星数が4個以上であった割合は82%であった（HDOPで排除しない場合は92%）。高層ビル付近と、高架下において、可視衛星が4個未満であった。ここで、DGPSの測位結果が道路より大きくはみだしていたAポイントに焦点をあてた。



図6. 75 水平方向のDGPS測位結果

図6. 76は、Aポイント付近を拡大した図である。この図を見ればわかるように、車は南西方向に一定の速度で進んでいたにもかかわらず、下記のGPS時刻で大きくレーンからはずれていることが明らかである。このずれは、マルチパスの影響によるものである。

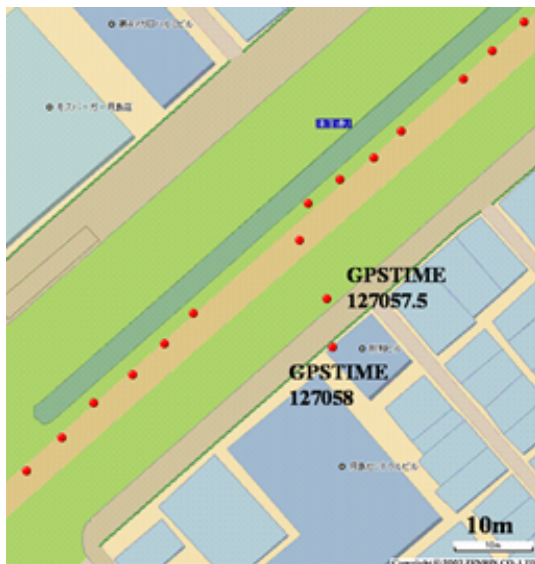


図6. 76 水平方向のDGPS測位結果の拡大図

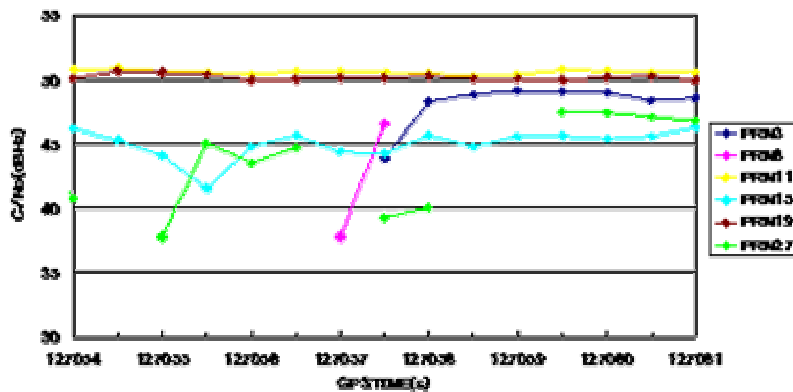


図6. 77 車載GPS受信機における信号強度の変化

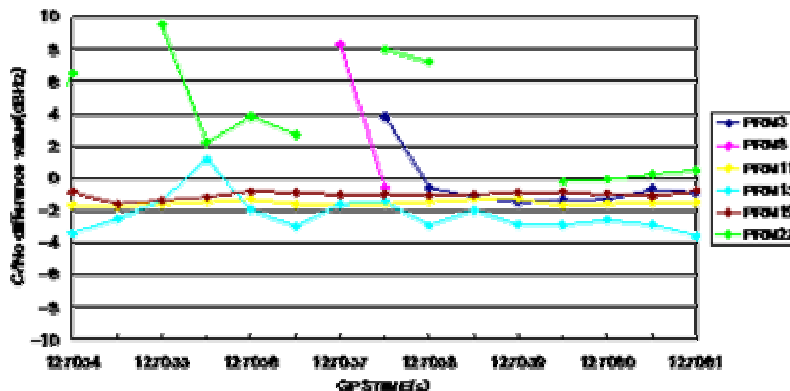


図 6. 7 8 基準局と車載GPS受信機での信号強度の差

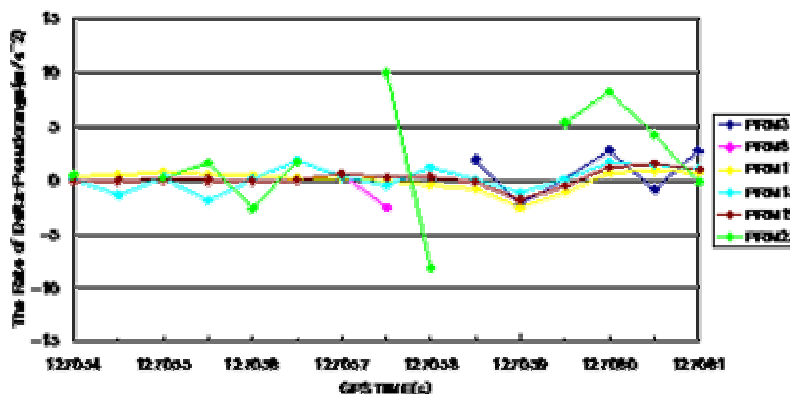


図 6. 7 9 擬似距離変化率の変化率

図 6. 7 7 に、このときの車に積まれている GPS 受信機の信号強度の変化を示す。また、図 6. 7 8 に基準局における GPS 受信機と車載 GPS 受信機での、信号強度の差を示す。

さらに、図 6. 7 9 に擬似距離変化率（デルタ擬似距離と呼ばれている）の変化率を示す。水平方向の位置が大きくずれた GPS 時刻において、27 番衛星の移動局の信号強度は、基準局よりも 5dB 以上低かった。さらに、デルタ擬似距離の変化率を見ると、一定の速度であるにも関わらず、大きく飛んでいることがわかる。水平位置が大きくずれていない GPS 時刻において、信号強度が大きく低下している時があるが、そのときのデルタ擬似距離の変化率は比較的小さい値であった。同様に、他の衛星で信号強度が大きく低下しているものが見られるが、デルタ擬似距離の変化率は小さい値であった。より信頼性を保って、マルチパスを強く受けている衛星を検知するために、信号強度の値だけでなくデルタ擬似距離の変化率の値もチェックすることが必要であることがわかる。

ここで、27 番衛星のマルチパスの状況を確認するために、3D 地図を利用して 27 番衛星の

信号の到来方向を確認した。図6.80に、Aポイントにおける概観を3D地図で示す。なお、高さ方向の値は実物とは大きく異なることに注意しなければならない。

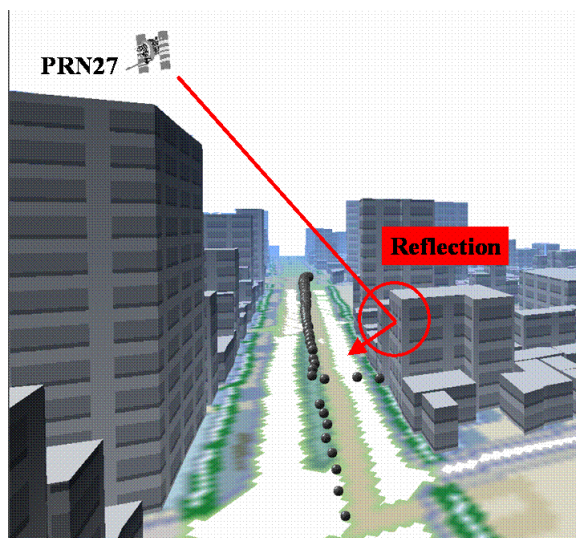


図6.80 Aポイントの概観図

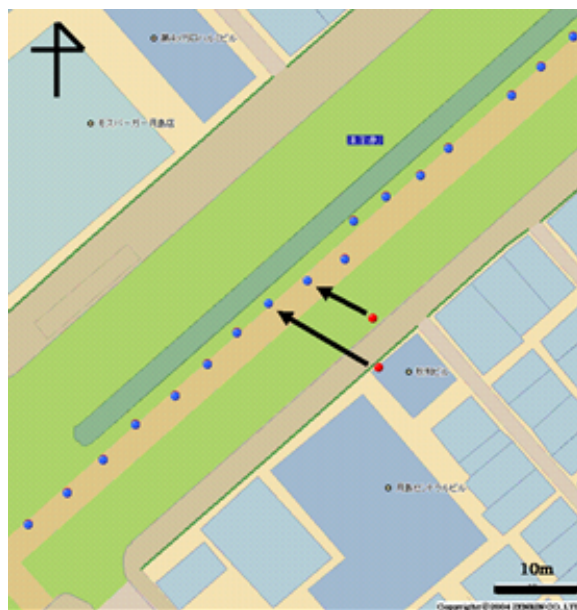


図6.81 27番衛星排除後のAポイントにおけるDGPS測位結果

Aポイントにおける、車の両側はビルで囲まれており、車とビル間の距離は15m以内であった。よって直接波に対するマルチパス波の遅延距離は30mを越えることはなく、OEM4受信機でも低減することはできていないと考えられる。もしくは、直接波の信号が回折により非

常に低下し、強い反射波のみ受信された可能性も考えられる。Aポイントにおけるずれを補正するために、明らかにマルチパスの影響を受けている27番衛星を測位からはずすことにした。図6. 8 1にそのときの水平方向のDGPS測位結果を示す。

図6. 8 1を見ると、大きなずれが補正されていることがわかる。月島コースの他のデータに対しても、上記で提案した信号強度の大きな低下とデルタ擬似距離の変化率が大きいときに、同様に衛星を排除するアルゴリズムを組み込むと、いくつかのポイントにおいて、大幅な精度の改善が見られた。ただし、信号強度で検知できた場合以外に、デルタ擬似距離の変化率で検知する場合はほとんど見られなかった。よって本提案では、信号強度による検知をメインとし、デルタ擬似距離の変化率による検知はあくまでも補助的なものとした。月島コースの実験では、信号強度及びデルタ擬似距離の変化率の閾値は、それぞれ5dB、10m/s*sとした。アルゴリズムの簡単な流れを図6. 8 2に示しておく。

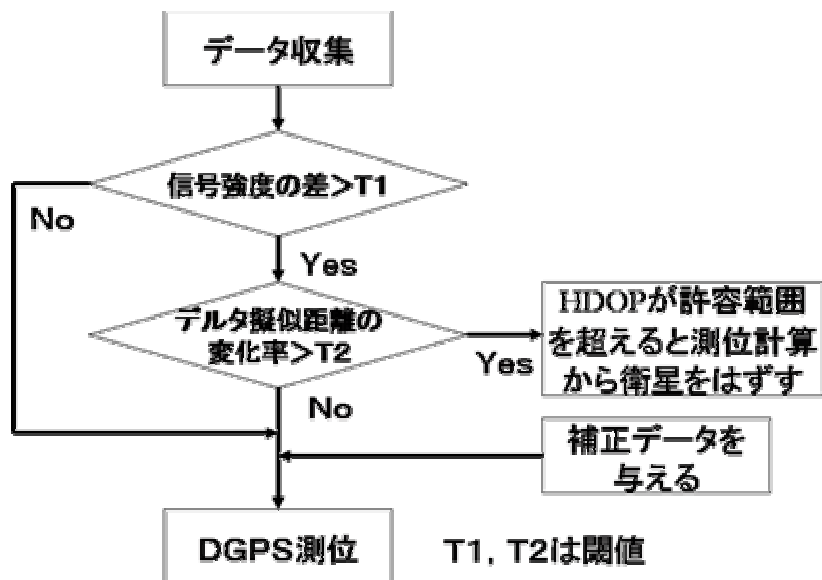


図6. 8 2 衛星検知のためのアルゴリズム

閾値の妥当性の検証

次に設定している閾値についての妥当性について検証した。デルタ擬似距離の変化率については、信号強度の補助的な役割を果たすものなので、信号強度の閾値の妥当性についてのみ検証した。月島コースに比べて周辺環境が悪い東京駅前の道路を往復し、本検知法を適用して、信号強度の差の閾値がどの程度であれば、測位結果が最も改善されるのか調査を行う。

図6. 8 3に東京駅前コースの全体と、コースを往復したときの HDOP5 以下である

DGPS 測位結果をプロットしたものの(赤い点)を示す。東京駅前では、往復の所要時間は信号待ちにより停車した時間を含めて 5 分程度で測位率は約 93.9%であった。このコースは、月島コースに比べて高いビルが道路の両側に沿って立ち並んでいるため、測位結果が道路からずれているなど測位誤差が大きい場所が多く、測位できずにプロットされない場所もあり、全体として測位精度は悪かった。

このコースにおいて、特に測位結果が悪かったところをそれぞれ、A ポイント、B ポイント、C ポイントと設定し、これら 3 つの場所に着目しマルチパス検出プログラムを用いて、測位結果の改善について調査を行った。その際に適切な閾値についても調査した。

図 6. 8 4 に A、B、C ポイントの拡大図を示す。A、C ポイントでは、それぞれ 70 秒間、40 秒間停車した場所であり、B ポイントでは、一定のスピードを保ったまま、直進していた場所である。3 つの場所とも 10m 程度から 10m 以上の測位誤差があり、地図上の対向車線にプロットされたり、道路から外れていたりしていた。

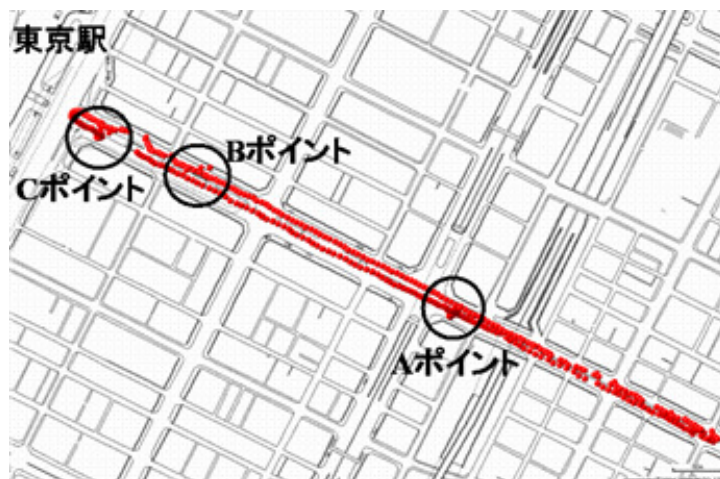


図 6. 8 3 東京駅前コースと DGPS 測位結果(HDOP5 以下)



図 6. 8 4 A、B、C ポイントの拡大図

このコースにおいて提案した手法を適用する。設定する閾値によっては、測位結果が変化した。閾値を 1dBHz から 10dBHz まで 10 個の値に設定し、その測位結果について比較を行った。図 6. 8 5 に、閾値を変えたときの測位率、衛星が排除されたことによる測位結果の減少数を示す。

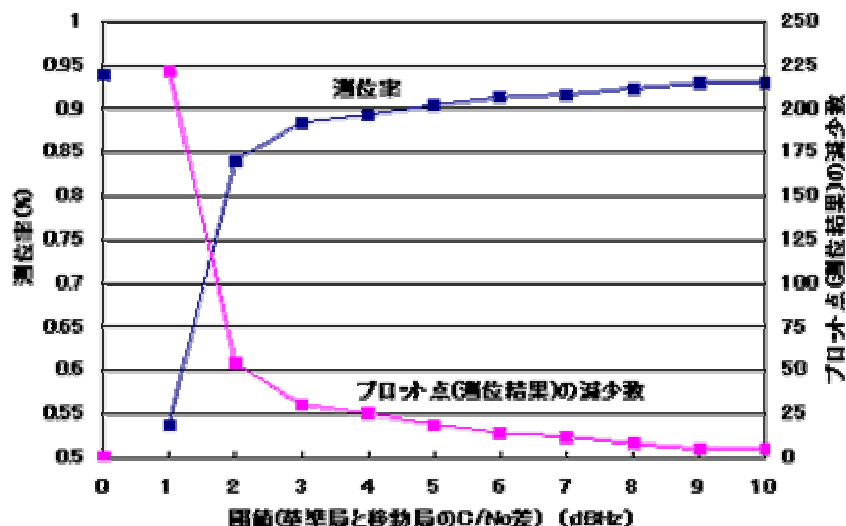


図 6. 8 5 閾値による測位結果の測位率と減少数

閾値を上げることにより、プロット点の数や測位率が大きくなるが、測位結果が改善されるかが問題である。東京駅前コースにおいては、図 6. 8 5 に示すように、閾値が 2 以下であるとプロット点の個数が極端に減少し、測位率も低くなる。閾値が 3 であっても、HDOP の平均値が 5 以上になっていた。また逆に、閾値が 7dBHz よりも大きくなると、測位結果減少数がわずかになり、測位率もほとんど変わらなくなる。閾値が 9dBHz と 10dBHz では、測位率が同じであった。さらに、先に述べた月島コースにおいては、閾値を 7dBHz よりも大きくすることによって、測位誤差が改善されなくなる測位結果が多く存在した。

よって、閾値は大方 4dBHz から 7dBHz に設定することにより、測位率や測位結果の数が極端に減少することがなくなり、また測位誤差の削減にも効果的であると考えられる。

次に、東京コースにおける、閾値を 4dBHz～7dBHz に設定したときの測位結果の改善について述べる。図 6. 8 6 は、それぞれ A、B、C ポイントにおける閾値を変えたときの測位結果を示している。A、B ポイントは経度方向の、C ポイントは緯度方向の測位結果を示している。

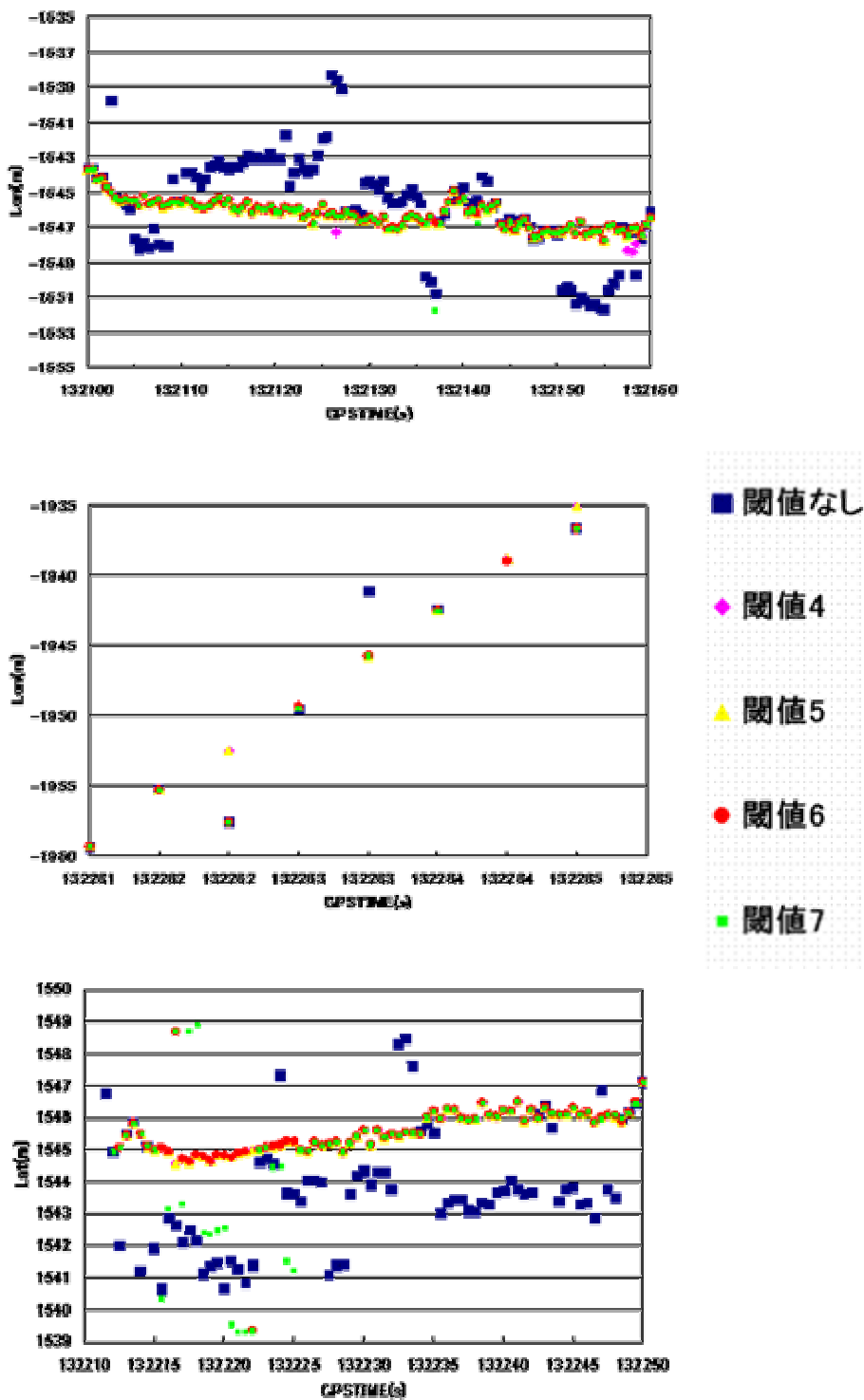


図6. 86 各ポイントにおける閾値による測位結果 (上から A、B、C)

図6. 86よりAポイントで停車中、閾値を4から7dBHzに設定することにより、測位誤差が大幅に削減され、測位結果が改善された。しかし閾値が4dBHzのとき、大幅に誤差が削減されるものの1, 2mの誤差が残ってしまう時があった。さらに、閾値が7dBHzのときには、誤差が改善されず1m程度悪くなる時刻が1つだけあった。Bポイントで直進しているとき、閾値が4, 5dBHzでは5m程度の測位誤差が低減されたが、6, 7dBHzでは、測位結果は閾値なしのときと変わらず測位結果は改善されなかった。Cポイントで停車中でも、閾値が4, 5dBHzのときは測位誤差が大幅に削減されたが、特に7dBHzのときは、改善されない時刻も多く、また逆に測位結果が悪くなる時刻も存在した。6dBHzでも2点ほど測位結果が改善されなかった時刻があった。衛星排除によって測位結果が改善されず悪くなる場合、これはマルチパスの影響を受けている衛星すべてを排除できなかったためや、衛星排除によってDOPの値が大きくなってしまったためと考えられる。

以上より、東京駅前コースにおいては閾値を5dBHzに設定することによって、測位数や、測位率を大幅に減少させることなく(測位数19個減少、測位率3%低下)、測位計算においてマルチパスの影響を強く受けている衛星を検知、排除することができ、プロット点がずれているところの測位誤差を大幅に削減して測位結果を改善することが分かった。

図6. 87に、東京駅前コース(A、B、Cポイント)における閾値なしと5dBHzに設定したときの測位結果の改善を示す。赤いプロット点が閾値なし、青い点が閾値5dBHzである。図6. 87に示すように、どのPOINTにおいてもプロット点のずれが小さくなり、測位結果は改善された。

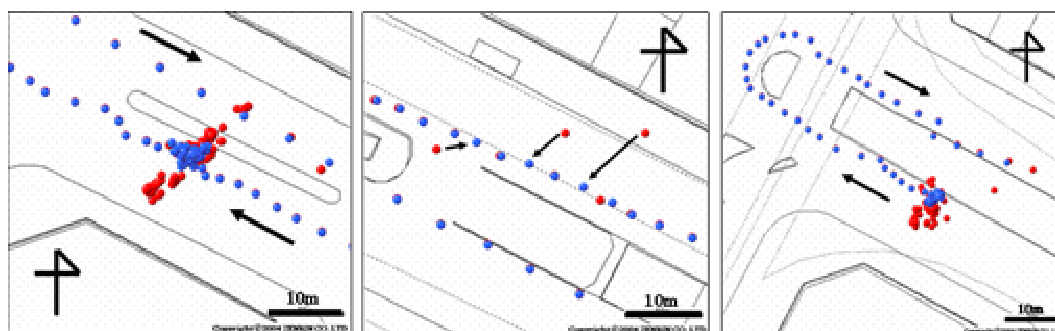


図6. 87 東京駅前コースにおける測位結果の改善例

測位結果改善例の統計データ

本提案プログラムを適用して、具体的にどの程度測位精度の改善がなされたのか調査した。衛星排除の閾値は 5dBHz に設定し、これまでに述べた月島コース、東京駅前コースに加えて、銀座、豊洲、築地付近のコースの結果を集計してまとめた（各コースとも 10 分程度のデータを利用している）。図 6. 8 8 にそれら 5 つのコースと基準局の位置関係を示す。5 つのコースとも基線長は 3km 以内である。これらのコースを走行したときの測位数、測位率、平均使用衛星数を表 6. 3 に、測位精度が改善されたかどうかを示すものを表 6. 4 に示す。表 6. 4 で「測位誤差が大きい」基準は、経路からはみ出していたかどうかを基準にしている（ただし、地図自体に 1-2m 以内程度の誤差が存在する）。

表 6. 5 の結果より、全てのコースで 85% 以上の改善率となり本手法における効果を示すことができた。さらに改善されなかった場合についても、元の測位結果よりも精度が劣化することはなかった。この手法は、反射波のみ、もしくは、大きなマルチパス誤差を与える衛星を排除するのに適しているといえる。ただし、衛星を排除後に可視衛星数が 4 個未満になる場合や、衛星配置が大きく劣化する場合は、本手法を適用することはできない。GPS の近代化により可視衛星数が増加したときは、有益なアルゴリズムになる可能性がある。

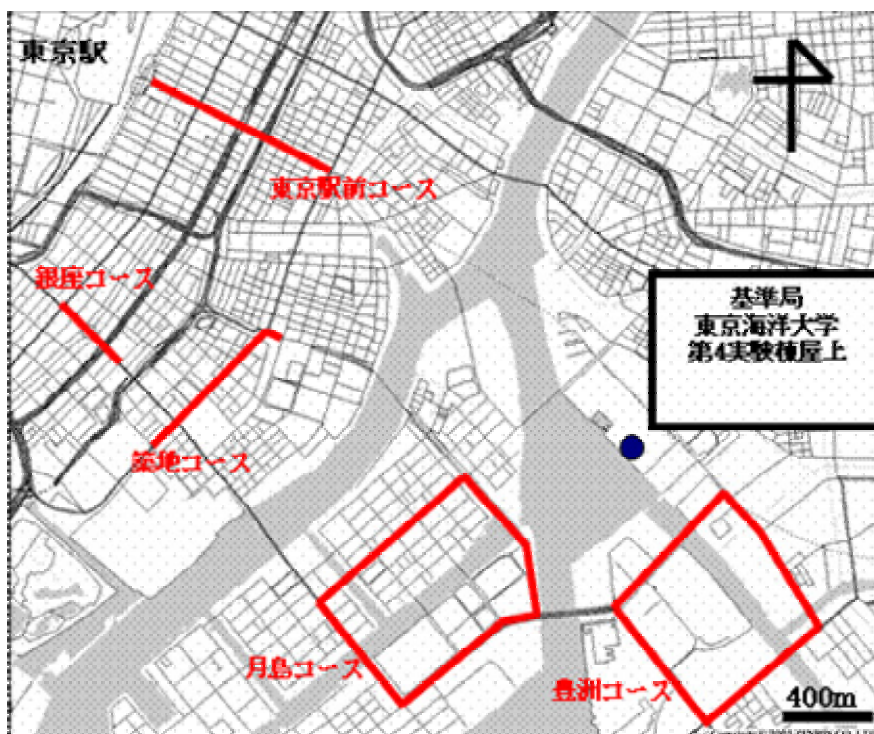


図 6. 8 8 4 つのコースと基準局の位置関係

表 6. 3 測位率と平均使用衛星数

コース	測位率 (閾値なし)	測位率 (閾値 5dBHz)	衛星数平均値 (閾値なし)	衛星数平均値 (閾値 5dBHz)
月島	82.15	80.58	5.69	5.24
東京駅前	93.86	90.43	6.65	5.93
銀座	72.35	66.57	7.05	6.6
築地	97.95	96.61	7.65	7.27
豊洲	87.8	83.87	7.03	6.78

表 6. 4 測位精度の改善率

	測位誤差が大きい 測位数	改善された 測位数	改善されなかった 測位数	改善率
月島	13	13	0	100
東京駅前	130	128	2	98.46
銀座	172	147	25	85.47
築地	42	38	4	90.48
豊洲	75	64	11	85.33

(改善されなかった位置については、元の位置より測位精度が劣化することはなかった)

6. 5. 4 他のマルチパス環境での評価

ここでは、さらに他のマルチパスを受けやすい環境においてデータを取得し、マルチパス誤差の低減化を図った例を示す。ここでは静止データだけでなく歩行速度での移動体データも含めた。場所は東京海洋大学内とした。

表6. 5に取得したデータの一覧を示す。

表6. 5 取得データの一覧

実験	日付	取得時間	SQMの選択衛星
静止1	2004年12月15日	13:30-14:00	8, 15
静止2	2004年12月15日	14:30-15:00	3, 19
静止3	2004年12月15日	15:00-15:30	27, 28
歩行1	2004年6月22日	17:30-17:40	14, 22
歩行2	2005年1月30日	19:10-19:15	26, 27

東京海洋大学越中島会館前広場（静止データ）

図6. 89にアンテナ上空の天空写真を示す。アンテナを設置した場所は、80%以上の方位が、仰角30度から45度程度まで遮られている。またアンテナと障害物との距離は、10mから20m以内と近接である。周囲が囲まれているため、回折の影響も受けやすいといえる。

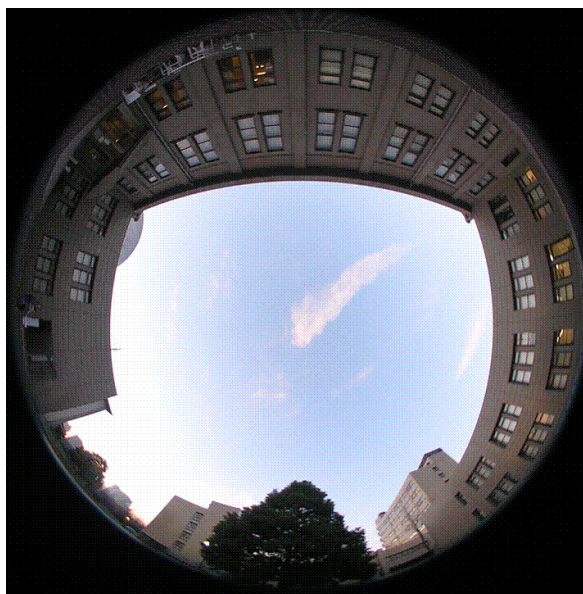


図6. 89 東京海洋大学越中島会館前広場の天空写真

使用した受信機は、0.1チップナローコリレータを有するOEM3受信機とストロボコリレータの性能を有するOEM4、そしてマルチコリレータの機能を有するSQM受信機である。アンテナはGPS702とした。基準局は研究室屋上に設置したので、基線長は100m程度である。ゆえに、DGPS測位結果は、大部分ノイズとマルチパス誤差によるものである。SQM受信機は、取得できる衛星のチャンネルが2チャンネルに限られているため、近接の障害物に反射していると予想される衛星のみを選択してデータを取得している。途中、14時から14時30分の間、SQM受信機でデータを取得することができていないが、他の受信機は取得している。

図6. 90に受信機の出力する生データをそのまま用いた場合の水平方向のDGPS測位結果を示す。同様に高度方向も図6. 91に示す。OEM3受信機とOEM4受信機の結果を同時に載せている。HDOPが5未満の結果のみである。

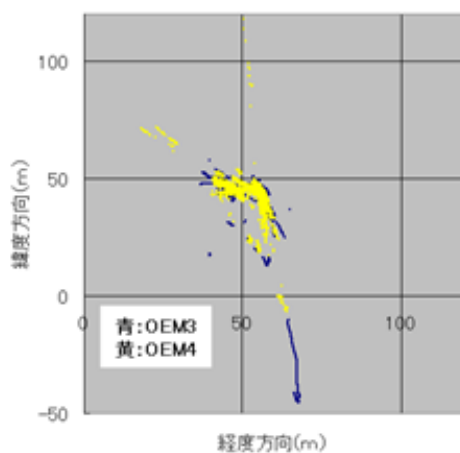


図6. 90 水平方向のDGPS測位結果 (OEM3とOEM4)

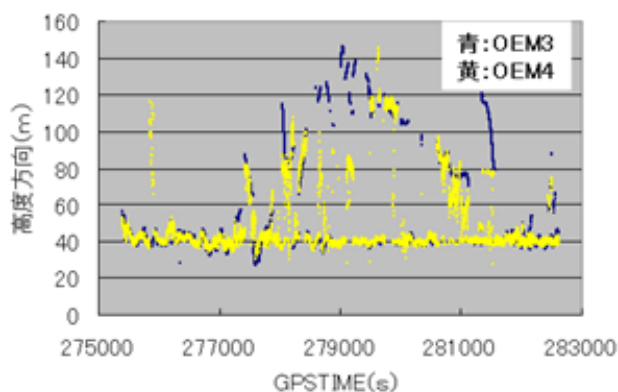


図6. 91 高度方向のDGPS測位結果 (OEM3とOEM4)

上の結果より、50mを越す非常に大きな測位誤差が高度方向（高度方向の真値は約40m）だけでなく、水平方向にも見られる。これは衛星配置の影響だけでなく、他の原因と考えられる。そこで移動体に適用している反射波のみのマルチパス波を検知する手法を用いて、再度計算してみると以下のようになった。基準局と移動局で、同じ衛星の信号強度の差が5dB以上開いている場合、その衛星を測位計算には使用していない。図6.92と図6.93にそれぞれ水平方向と高度方向のDGPS測位結果を示す。

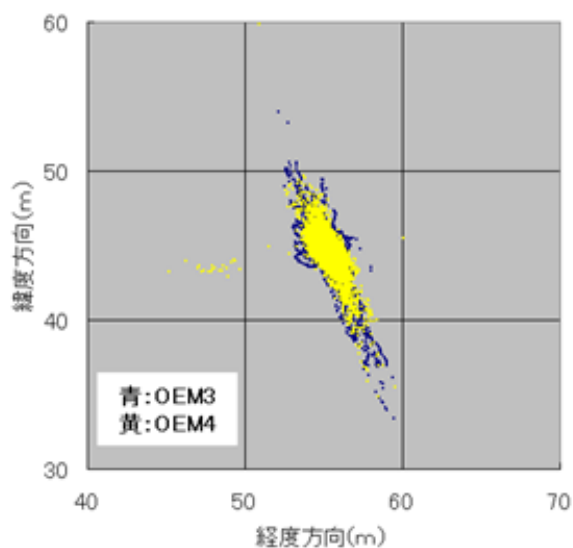


図6.92 衛星検知後の水平方向のDGPS測位結果（OEM3とOEM4）

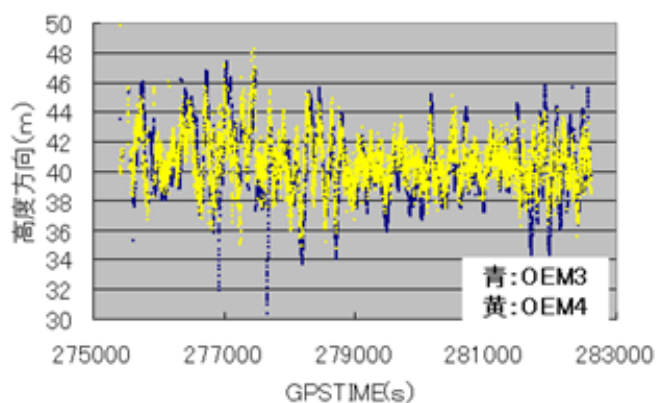


図6.93 衛星検知後の高度方向のDDGPS測位結果（OEM3とOEM4）

上の結果より、反射波のみのマルチパス波を検知する手法を用いてDGPS測位を行うと、10mを越すような大きな飛びが大幅に削減されていることがわかる。このときの測位率は、衛星検知前と検知後では97.2% (6996/7200) で変わらなかった。よって、反射波のみの衛星の検知が有効に働き、可視衛星数も最低の4個が確保されていたことがわかる。なおOEM3とOEM4受信機で測位結果に大きな差が現れていないのは、障害物が近接に存在するために、マルチパス波の遅延距離が20m程度に満たないものが多かったためである。前の実験と同様に、20m前後の遅延距離の短いマルチパス波に対しては、両受信機ともに同程度のマルチパス誤差を受けていることがわかる。

これまでの結果で、具体的に反射波のみ受信される時の衛星の特徴を明らかにするために、測位誤差に大きな影響を与えていた15番と22番衛星の信号強度の時間変化をプロットしたので図6. 94に示す。さらに15番と22番とは別に、回折の影響を受けていた16番衛星の信号強度も図6. 95に示す。衛星の視線方向と障害物との位置関係を示すため、図6. 96に水平の地図と天空写真を合わせて示す。

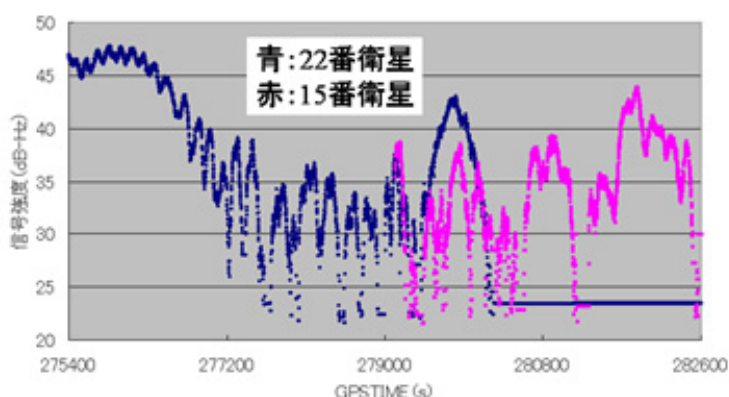


図6. 94 2つの衛星の信号強度

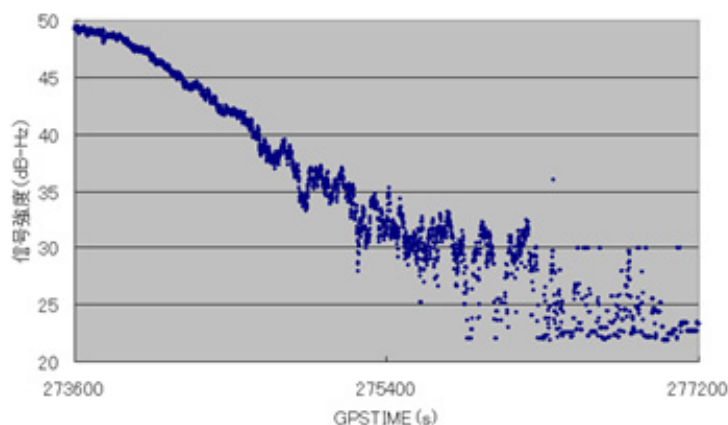


図6. 95 16番衛星の信号強度

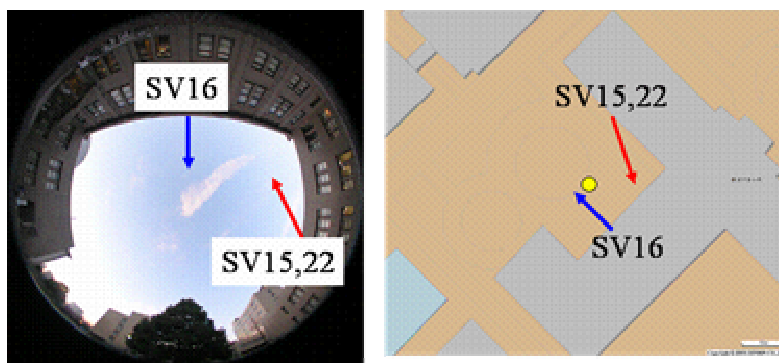


図6. 96 広場の天空写真と水平地図

最初に選択した2つの衛星は、図6. 96の赤矢印で示す方向から入射されていた衛星で、位置関係より回折の影響だけでなく、反射波の影響も受けていた。信号強度を見ても、回折だけでなく、反射の影響を受けていることがよくわかる。途中からは、回折波の信号は非常に小さくなり、反射波のみの受信に移っていると考えられる。一方、図6. 96の青矢印で示す方向から入射されていた16番衛星は、強い反射を生み出す障害物が存在しないため、回折のみの影響を受けていると考えられる。図6. 95の信号強度の変化を見ても、激しい振動はなく徐々に減衰していることがわかる。15番や22番衛星のように、反射波のみの受信になると、測位計算に利用する擬似距離の値は、容易に10m以上ずれることになり、測位結果も当然大きくずれる。よって、6. 3. 1で示したように、反射波のみの（ここでは回折+反射）影響を受ける衛星を検知し、測位計算から除外することは非常に重要であることがわかる。一般の環境において、反射波のみの受信時に、反射波だけでなく、回折の影響を受けることが多い理由は、図6. 97に示すとおりである。ビル街を走行中、車はどちらかの車線によっているため、下図のような状況になると、回折波の信号強度は非常に小さくなり、反射波の信号強度のほうに十分に大きくなる。ただし、反射波も反射の減衰により、通常の直接波より信号強度は減衰している。

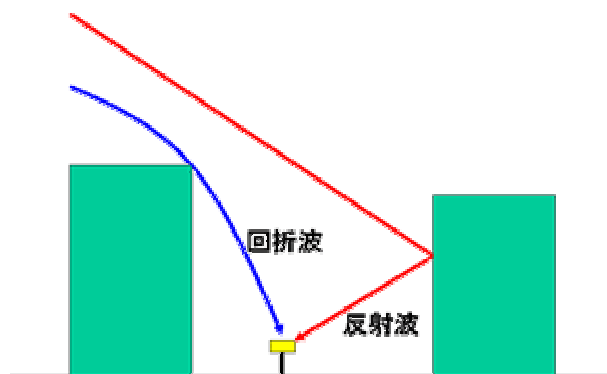


図6. 97 回折+反射の状況

次に、6. 4. 2 で示した提案するマルチパス誤差低減技術を利用して、さらにマルチパス誤差の低減化を図った。表 6. 6 に示したように、2時間で30分間隔のデータを3回に分けて取得しているが、実験1と2に関しては、SQM受信機で選択した衛星がほとんどマルチパスの影響を受けていないかトラッキングが正常に動作しておらず、マルチパス誤差推定を行っても測位誤差の低減につながらないことが明白なので、ここでは実験3の場合のみ推定を行った。図 6. 9 8 に補正前と補正後の水平方向のDGPS測位結果を示す。同様に図 6. 9 9 に高度方向のDGPS測位結果を示す。水平及び高度方向ともに、補正前の結果は、OEM4受信機の生データを利用して計算しており、反射波のみの衛星を検知かつ排除した後の結果である。

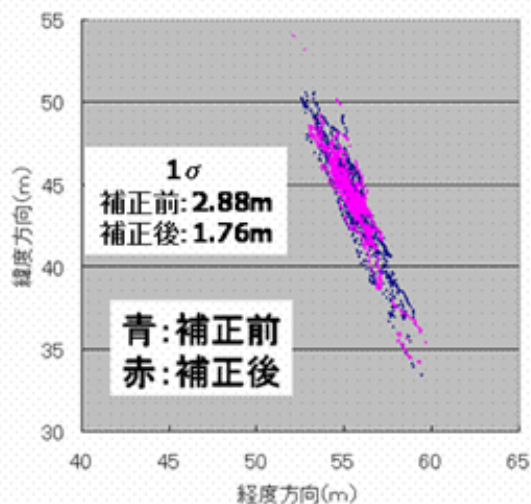


図 6. 9 8 水平方向のDGPS測位結果（補正前と補正後）

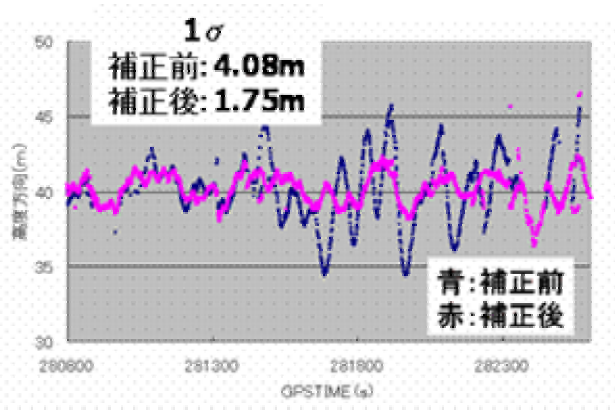


図 6. 9 9 高度方向のDGPS測位結果（補正前と補正後）

上の結果より、特に高度方向のDGPS測位結果を見ると、大幅にマルチパス誤差を低減できていることがわかる。

東京海洋大学越中島会館前広場（歩行データ）

上にも書いたように、6月22日に取得していた歩行データを用いて、本手法による低減効果を確認した。使用受信機等は全て同じである。越中島会館から10m程度はなれた場所（図6.96に示された図の場所）を、直線で15m程度、移動局用のアンテナを持って歩いた。なお直線15mを7等分として各ポイントで30秒ほど静止した。SQM受信機で選択した2つの衛星が強いマルチパス波を受けている時間帯を選んで効果をチェックした。本手法で推定したマルチパス誤差を補正する前と補正した後のDGPS測位結果を図6.100に示す。横軸は経度方向、縦軸は緯度方向である。図6.96と照らし合わせると歩行した場所の環境を知ることができる。下図を見ると、明らかにマルチパス誤差が低減されていることがわかった。静止している時間帯だけでなく、歩行している時間帯もマルチパス誤差が推定されていた。

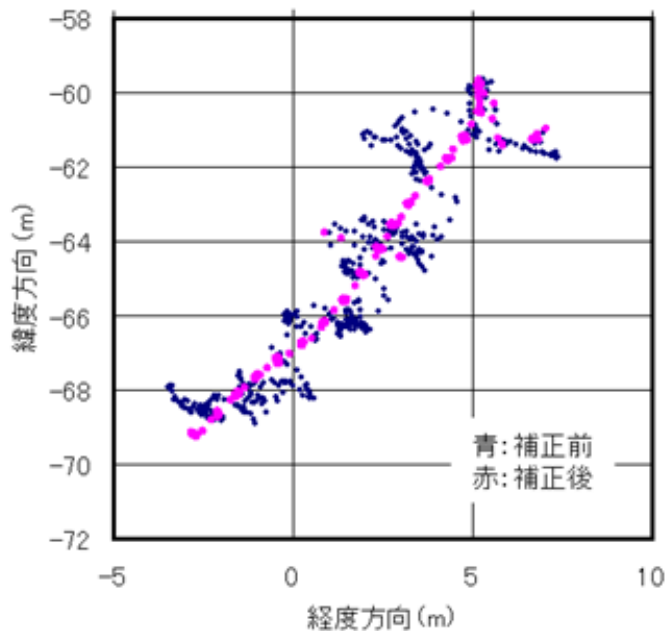


図6.100 歩行データによる水平方向のDGPS測位結果

東京海洋大学研究室周囲走行（車による歩行スピードでのデータ）

大学構内の研究室周囲を車で周回したときのデータを用いて本手法による低減効果を確認した。図6. 101に、そのときの水平図と後処理精密測位結果及びDGPS測位結果を合わせて示す。

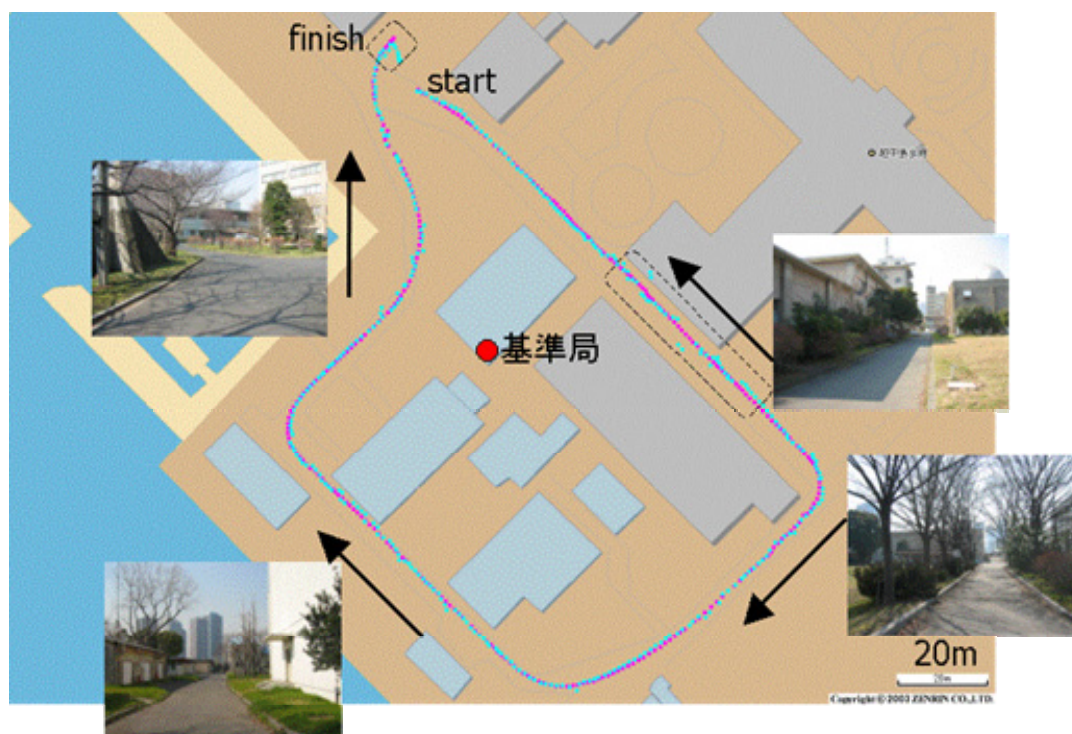


図6. 101 水平図と位置プロット図

上図で赤のプロットは後処理による精密位置を示している。本周回での可視衛星数は基準局では10個、移動局では4個から10個であったのでほぼ99%以上の時間帯において精密位置を決定することができた。青のプロットは、受信機出力の擬似距離を利用して計算したDGPS測位結果である。測位計算時のマスク角は10度、最低信号強度は32dBHzとしている。図からもわかるように、水平精度で5m以上飛んでいる箇所がいくつか見受けられた。

次に本手法を適用したときの精密測位とDGPS測位の水平方向のずれの結果を図6. 102に示す。補正前を青で、補正後を赤で示している。全体的に水平方向の精度が改善されていることがわかる。水平方向のずれの標準偏差と最大値を表6. 6にまとめた。この表を見ても明らかに水平精度が改善されていることがわかる。大きな飛びに関しては、信号強度の検知・排除で改善され、数秒間以上にわたるマルチパス誤差はマルチパス推定手法によって改善されていた。さらに、本手法の適用に際して初期値を求めることなく、探索範囲を十分に広くとった場合の水平方向のずれの結果を表6. 6に合わせて示した。探索

範囲を広くとったことにより計算時間は大きく増加した。初期値を利用した本手法と比較して、それよりも悪くなるケースは見られなかったため、大きな推定誤りはなかったと考えられる。また、初期値を利用した本手法と比較して、水平方向のずれはほとんど同じであった。この理由は2点考えられ、1点目は、図6. 102（赤のプロット）で低減しきれない誤差の原因が、SQM受信機で取得した2つの衛星（マルチパス波推定に利用）以外の誤差によるものであること。2点目は、いずれの手法においても、十分な信号強度が得られていない時間帯では、相関値のノイズが大きいため、1秒程度の移動平均でノイズを低減することができないため、最小二乗法による推定がうまく作用していないことによるものである。

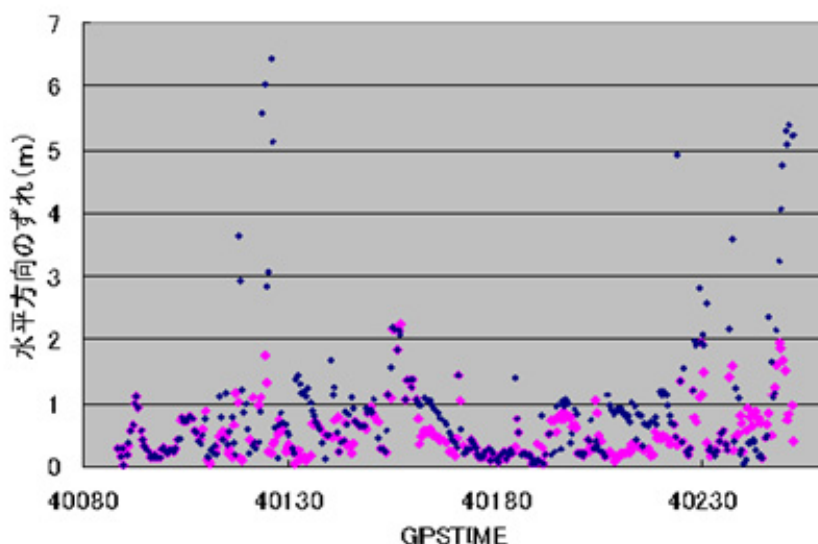


図6. 102 補正前と補正後の水平方向のずれ

表6. 6 水平方向のずれの評価値

	改善前	改善後	改善後（全探索）
水平ずれの標準偏差 (m)	1.05	0.41	0.40
水平ずれの最大値 (m)	6.44	2.24	2.24

6. 6 6章のまとめ

6章では、本論文で提案するコードマルチパス誤差低減化手法について、シミュレーションと実データを利用してまとめた。最初に、実環境での実際のマルチパス誤差による影響を確認した。各種コリレータによるマルチパス誤差推定シミュレーションソフトを開発す

ることにより、様々なマルチパス波に対する影響を事前に把握できるようになった。受信機出力情報を用いた使用不可衛星の検知手法では、静止データ及び移動データにおいて、そのアルゴリズムが有効であることがわかった。特に大きな誤差の原因となっていた反射波のみの検出に有効であった。相関波形を用いたコードマルチパス誤差削減手法では、静止及び歩行データにおいて、現存する最高性能のGPS受信機よりも、コードマルチパス誤差を低減することが可能であることを示すことができた。遅延距離で10mから20m程度のマルチパス波に対して有効であった。

6章における今後の課題を以下に列挙する。

- ・ 静止及び歩行データにおいて、本手法の有効性が確認されたが、衛星配置による精度劣化を考慮しても、まだ完全には低減できていない。相関波形のノイズを低減することと複数のマルチパス波へ対応することで、さらにコードの測位精度の限界値まで近づくことが可能である。また本実験で用いたSQM受信機は2チャンネル（2衛星のみしか推定できない）だったので、複数のチャンネルを持つマルチコリレータを実験に使用することにより、更に精度を向上させることができるはずである。
- ・ 最小二乗法にかかる時間を削減することは今後も引き続き課題である。本手法では初期値を与えることにより回避したが、それでも1衛星あたり数100msec（CPU:Pentium4 2.8GHz OS:WinXP 動作環境:VisualC++6.0）を要している。初期値の推定精度が思わしくないことが既知であるときは、探索範囲を広げることになるので、1秒以上要することになる。
- ・ 車等の移動体においては、マルチパス環境が瞬間で変化するので、大きな反射を持つマルチパス波がトラッキンググループに混入しない可能性が高い。トラッキンググループとマルチパス波の関係を明らかにすることが必要である。移動体の場合、速度情報が既知なので、速度情報でマルチパス対策手法を切り分けることも考えられる。

参考文献

- 久保信明、安田明生：単独測位におけるマルチパスの評価と精度改善方法、信学論 (B), Vol. J84-B NO. 12, pp. 2123-2131, 2001年12月
- 久保信明、安田明生：定点測位におけるコードマルチパス誤差の削減について、信学論 (B), Vol. J86-B NO. 1, pp. 104-112, 2003年1月
- 久保信明、安田明生、鈴木崇史：衛星測位におけるマルチパス誤差の削減と高精度

- 化への可能性について、信学技報 ITS2004-8, pp. 7-12, 2004年8月
電波伝搬ハンドブック編集委員会：電波伝搬ハンドブック、リアライズ社、1999年1月
- Van Dierendonck, A.J., Fenton, P. and Ford, T., Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver Navigation, Journal of the Institute of Navigation, USA, Vol.39, No.3, Fall 1993, pp.265-283.
- B. Townsend, P. Fenton, A Practical Approach to the Reduction of Pseudorange Multipath Errors in a L1 GPS Receiver, ION GPS-94, Salt Lake City, September 1994.
- L. Garin, Dr. F. van Diggelen, J.M. Rousseau, Strobe & Edge Correlator - Multipath Mitigation for Code, ION GPS-96, Kansas City, KS, September, Part1, pp.657-664.
- B. Townsend, D.J van Nee, P. Fenton, and K. Van Dierenconck, Performance Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop, ION GPS-94, Salt Lake City, September 1994.
- Braasch, M.S., Chapter14, Multipath Effects, in Global Positioning System: Theory and Applications AIAA, Washington,DC, 1996.
- Lawrence R. Weill, How Good Can It Get with New Signals? Multipath Mitigation, GPS World (2003), vol.14, no.6, pp106-113.
- Jason Jones, Pat Fenton, Brian Smith, Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator, <http://www.novatel.ca/> 2004.
- Takashi Suzuki, Nobuaki Kubo, Akio Yasuda, The Possibility of the Precise Positioning and Multipath Error Mitigation in the Real-time, 2004 International Symposium on GNSS/GPS Sydney, Australia 6-8 December 2004

第7章 搬送波位相を利用する高精度測位

第2章において相対測位を紹介した。その基本的な考え方は、2つの地点における測定値の間の差分をすることによって、両者に共通に含まれている誤差項を消去することであった。加えて、解くべき問題を再構成し、両者の測定値間の差分量を用いて相対位置ベクトルを推定するという形の問題へ置き換えることであった。また第2章においては、受信機雑音とマルチパス雑音を考えることによって、コード擬似距離と搬送波位相の測定値の精度と確度とを議論した。コード擬似距離の測定精度は約1m級であるので、これから得られる測位精度は良くてもメートル級である。これに対して搬送波位相は通常は0.01-0.05サイクル(2mm-1cm)級の精度をもって測定可能である。従って相対位置を推定する測位についても、ミリメートルからセンチメートル級の精度を実現可能である。

本来のGPSはコード擬似距離測定を用いる測位を行う目的のために設計されたシステムである。従ってミリメートル級の精度を達成可能とする測位性能は、システム設計者等の予想の範囲外であった。このGPS搬送波位相測定値を用いる高精度相対測位の手法は、電波天文学者等によってそれ以前から行われていた「超長基線干渉法」(very long baseline interferometry、VLBI)の手法、すなわち、銀河系外の電波源から到来した信号を同時に2台のアンテナを用いて観測し、両者の間の相対位置を測定する手法に基づいている。GPSを用いる高精度測位を最初に実施したのは、CounselmanとMIT及びDraper Laboratoryの同僚等によって1970年代末に行われた中においてである。GPS搬送波位相測定値に対するいくつかの基本的な考え方、すなわち本章において議論される1重差分、2重差分、ワイドレーンの生成についても、Counselmanによって着想された手法である。

本章の構成は、まず第7.1節において、理想化された単純モデル、すなわち搬送波位相測定値に基づく1次元化された相対測位のモデルを導入する。そしてこの単純化モデルを用いて搬送波位相測定に関する各種の点を詳細に議論する。続く第7.2-7.3節においては、搬送波位相測位に対して再度検討を加えて、十分に普遍性を持つ形となるように相対測位の問題を再構成する。本章の後半部である第7.4-7.6節の議論においては、搬送波位相を用いる高精度相対測位が抱えている中心課題、すなわち整数不定性推定の問題を明らかにする。7.7節では、実際の静止と移動による生データを用いて、上記のアルゴリズム等を検証し、問題点に言及する。

7. 1 搬送波位相と整数不定性決定：単純化モデル

高精度測位のモデルを理想化・単純化し、1次元的空间上における測位の問題を考察する。図7. 1 (a)に示すように、それぞれのアンテナA及びBを有する2台の受信機を考え、1機の衛星から到来した搬送波信号を共に追尾していると仮定する。この検討が目指すところは、2台のアンテナ間の距離を高精度に測定することである。実際の議論はもう少し精密に行う必要があるので、2台のアンテナの位相中心の間の距離を d とおく。角度 θ_0 は既知とする。

衛星から到来する搬送波信号の等位相面が平面的な波面として描き表されており、先に到達するのはアンテナBの方である。この波面がさらにアンテナAの方に到達するために未だ不足している伝搬の位相長、すなわち下記において説明する $\phi_{AB}^{(range)}$ は、ある整数 N と部分サイクル Δ_0 との和に当たる長さである。なおこの図の示すところは、測定を実行した時刻 t_0 における静止状態であり、まさこの瞬間の状態に着目して図示及び議論を単純化している。もしも2台のアンテナA及びBの位置において搬送波位相を測定した場合には、両者の測定値の差分は、何かの値の整数 N_0 と部分サイクル Δ_0 との和になっているはずである。すなわち正弦関数的な信号を測定しているが故に、部分サイクル Δ_0 の方のみではあるが、確かにこの値を測定することが可能である。

また逆に言い換えれば、衛星から各アンテナまでの間を信号が伝搬した位相距離のサイクル数をそれぞれ $\phi_A^{(range)}$ 及び $\phi_B^{(range)}$ と書き表すことにしておいて、この両者の位相長の差分 $\phi_{AB}^{(range)}$ を構成している中の N の項の方は上記の測定後にも依然として未知の整数値のままということであり、測定値の中には整数不定性が残されているということである。すなわち、

$$\begin{aligned}\phi_{AB}^{(range)}(t_0) &= \phi_A^{(range)}(t_0) - \phi_B^{(range)}(t_0) \\ &= \Delta_0 + N\end{aligned}$$

この N の値も決めることができたならば、単純化された幾何的な関係式

$$d \cos \theta_0 = (\Delta_0 + N) \quad (7. 1 a)$$

を用いて d を正確に決定可能である。

上記の式が明示しているように、高精度な搬送波位相測定値の利点を生かすためには、整数不定性を決定することが必須である。もしも2台の受信機と衛星との間の相対位置関係が変化しなければ、観測される搬送波位相測定値の差分 Δ_0 も変化せず一定値のままなので、 N の値を推定する方法がない。しかしながら衛星は移動しているので、衛星と受信機との間の幾何的な位置関係は次第に変化し、衛星から各アンテナまでの間を信号が伝搬する距離も変化し、従って搬送波位相測定値の差分量も変化していく。

両方の受信機が搬送波を途切れなく追尾しているとして、ある一定時間の経過後の時刻 t_1 に

における搬送波位相の測定値を考えよう。図7. 1 (b)に示すように、衛星の位置の仰角 θ_0 から θ_1 へ変化し、2台のアンテナにおいて観測される搬送波位相の測定値の差分量は、

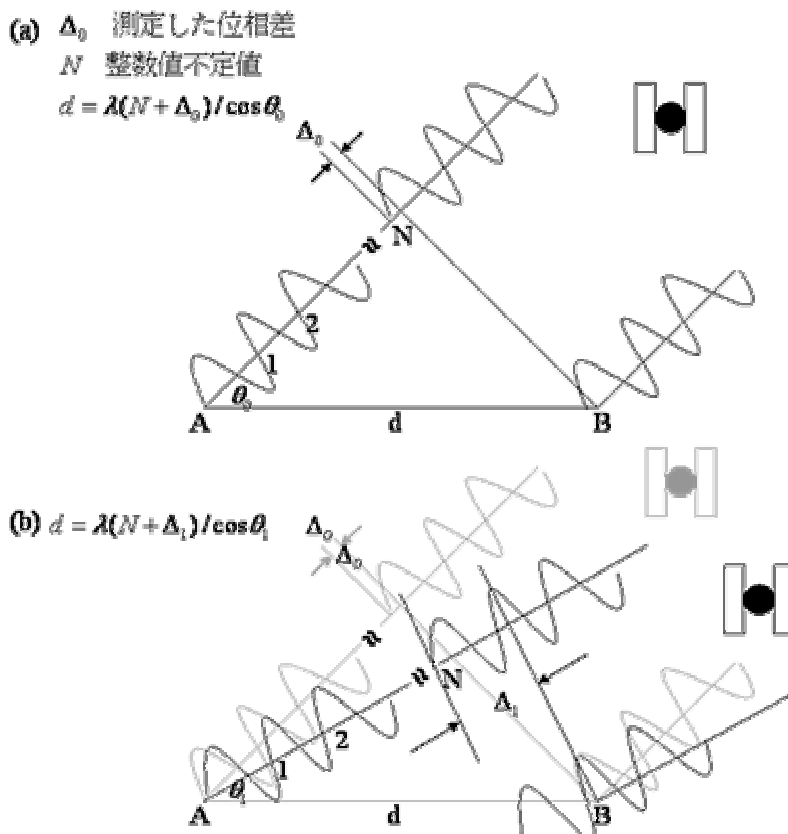


図7. 1 整数不定性の決定の問題を理想化し1次元的空间上の問題。(a)は測定開始時刻における幾何的な関係と整数不定性を示す。また、整数不定性の2通りの決定法としては、(b)に示すように衛星位置に十分な変化が現れるまで待つか、あるいはアンテナ交換法を用いるかの2種類の方法を利用可能である。

Δ_0 から Δ_1 へ変化する。伝搬の位相長の差分は $\Delta_1 + N$ へ変化しているが、整数不定性 N の値は変化しない。各アンテナの位置は移動しなかったので、

$$d \cos \theta_1 = (\Delta_1 + N) \quad (7. 1 b)$$

が成り立つ。

新たな変数 $d' = d / \lambda$ を導入して数式の表記を簡素化し議論を整理すると、サイクルの単位を持つ2個の未知数 N と d' に対して、式 (7. 1 a) と (7. 1 b) とに由来する2本の方程式が得られていることになる。すなわち、

$$d' \cos \theta_0 - N = \Delta_0 d' \cos \theta_1 - N = \Delta_1 \quad (7. 2)$$

問題は既にこの段階において原理上、解かれてしまっているかのようにも見える。しかしながら現実にはそうとは言えない。この2組の測定を続けざまに行ったとして、 θ_0 と θ_1 の値の間にほとんど差がない場合に何が起きるかを考える。予想されることは、この2本の方程式がほとんど等価に近くなっているために、困った事態が起きるであろうことである。行列を用いた表記を使って式(7.2)の解を書き表し、この結果を見てみる。

$$\begin{bmatrix} d' \\ N \end{bmatrix} = \frac{1}{\cos\theta_1 - \cos\theta_0} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -\cos\theta_1 & -\cos\theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_0 \\ \Delta_1 \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

こうすると明白に困難性を見て取ることができる。測定値が誤差を僅かでも含んでいると、それにも因子 $(\cos\theta_1 - \cos\theta_0)^{-1}$ が乗じられて計算されるので、これから得られる結果である d' に含まれる誤差は爆発的に拡大させられてしまう。衛星が大きく移動するまで待つことが差し支えないのであれば、式(7.3)を用いて推定値を得ることが可能である。受信機-衛星の幾何的な位置関係がこのように変化することから生まれる効果を、幾何的ダイバーシティ (geometric diversity) と呼ぶ。

通常の測位計算においては、「精度劣化率」 (dilution of precision、DOP) が定義され、測位の位置とクロックバイアスに対する推定への対応付けが行われているが、それらと同様にして、 d' 及び N に対する推定へ対応付けられた精度劣化率を定義することが可能である。 t_0 及び t_1 における搬送波位相測定値の誤差をモデル化して、相互無相関、ゼロ平均、互いに等しい分散値 $\sigma^2(\Delta)$ を有すると仮定すれば、 d' 及び N の推定に対する共分散を書き下すことが可能である。 N に対する推定へ対応付けられた精度劣化率を整数不定性の精度劣化率 (integer-ambiguity dilution of precision、IDOP) と呼ぶことにして、この値は

$$IDOP = \frac{\sqrt{\cos^2\theta_0 + \cos^2\theta_1}}{|\cos\theta_1 - \cos\theta_0|} \quad (7.4)$$

となり、 N と測定値の標準偏差との間には、

$$\sigma(N) = IDOP \cdot \sigma(\Delta)$$

の関係が存在する。

解の導出はこれで完成した。整数不定性は、2つの時刻の搬送波位相の測定値を用いて決定することが可能であるが、衛星の幾何的配置がこの2つのエポックの間において変化する大きさがその推定値の品質を決定的に支配する。なおここにおける N の推定値は通常は整数にはならず、またそのような拘束を未だこの時点においては課していないことに注意する。

本節における理想化したモデルの場合のように、もしも2台のアンテナが互いに接近して位置しているならば衛星の移動を待つ必要はなく、Remondi (1985) によって提案された「ア

「アンテナ交換法」(antenna swap)という巧妙な方法を用いて信号伝搬の長さを変化させ、整数不定性 N を推定することが可能である。すなわち測定値の差分 Δ_0 を得てから、その後にアンテナAとBの位置を互いに置き換える操作を行えば良い。つまりアンテナAを、(接続されている受信機と切り離すことなく)アンテナBの位置へ移動させ、加えて、アンテナBの方はアンテナAが立ち退いた跡の位置へ移動させる。ただし両方の受信機とも搬送波の追尾を維持しているものとする。

この操作の間に衛星は大きくは移動しなかったと仮定する。アンテナ交換の効果は、アンテナBに到達する信号の伝搬長に対して $d' \cos \theta_0$ を加えると共に、アンテナAに到達する信号の伝搬長に対してはこれと等しい値を減ずる。搬送波位相測定値の差分が交換前の Δ_0 から交換後の Δ'_0 へ変化したとすると、その変化量は

$$\Delta'_0 - \Delta_0 = 2d' \cos \theta_0$$

と表される。この式を用いて求めている量を

$$d' = 2 \frac{\Delta_0 - \Delta'_0}{\cos \theta_0}$$

と直ちに計算することが可能である。また、式(7.1)を用いて整数不定性を決定可能である。

$$\begin{aligned} N &= d' \cos \theta_0 - \Delta_0 \\ &= -\frac{\Delta'_0 + \Delta_0}{2} \end{aligned}$$

不定性をひとたび決定してしまえば、その後両方の受信機が搬送波を連続的に追尾している限りにおいて、2台の受信機間の搬送波位相差分はその後も既知量である。従ってどちらのアンテナを自由に移動させても両者間の距離を瞬時かつ正確に決定可能である。しかしながら残念な点は、現実には必ずしも搬送波を連続的かつ頑健に追尾可能ではない点である。信号追尾喪失を引き起こす主要な原因は、(例えば、衛星の仰角が低いことが原因となって)信号対雑音比の低下、もしくは瞬間的な信号の遮断である。

本節においては、1次元的空间上における測位という理想化されたモデルを扱っており、衛星の幾何的配置が変化することを待つ手法、または、アンテナを交換させるという手法を議論した。1次元的空间から3次元的空间上の測位へと議論を移行させても、特に原理的な問題点は発生しない。整数未知数の個数がさらに追加されるので、可視衛星の追加を行ってこれらを決定する必要がある。しかしながら、ナビゲーションに応用しようとする、実時間的な位置推定が要求されるので、衛星が移動することを待つというような時間的余

裕を置くことは許されないであろう。ナビゲーションにとっては、アンテナ交換法は余り実用的とは言えない。また、測定値はバイアスや誤差の影響を被ることも忘れてはならない。

我々のモデルにおいては、2台のアンテナの設置点における搬送波信号の位相を直接比較した。実際には、各々の受信機における搬送波位相測定は、受信機クロックによって発生された信号に対して相対的に行われるので、時間的に変動するバイアスが測定値に付加されてしまう。2台のアンテナが互いに遠く離れている場合には、電離圈的及び対流圈的伝搬遅延の効果は、両方のアンテナに対する測定値に異なるバイアス量を付加するであろう。各々のアンテナはマルチパス雑音や受信機雑音の影響も被り、これらの低減化のためには各種の対応策を必要とする。これらの現実世界の複雑さを以降の節において見ていく。測定の基準となるアンテナの電氣的な位相中心は、通常は幾何的中心と一致してはいない [Schupler and Clark (2001)]。位相中心は信号の到来方向（方位角と仰角）に対しても変化し、その変化量はアンテナの設計に依存し、1mmから1-2cmの範囲内にある。この位相中心変動は測定雑音として扱うことにする。

本節を終えるに前に。逆問題を手短かに考えてみる。すなわち、もしも2台のアンテナ間の距離 d が既知ならば、 θ を正確に推定することが可能である。これは本質的には「姿勢決定」(attitude determination)の問題である。この問題は通常は3次元空間内において定式化されるので、4台あるいはそれ以上のアンテナが入念な注意を払って間隔を測定された配置点上に設置されるだろう。1台の受信機を使用してこれら全てのアンテナに対する搬送波位相測定値を処理する方法を用いれば、前述の段落において議論された測定誤差は最小化されるだろう。GPSの重要な応用の1つとしての正確な姿勢決定は、宇宙機、航空機、船舶、あらゆる種類の農業と産業装置の自動制御用に利用されている [Cohen (1996)]。

7. 2 搬送波位相測定値と高精度測位

7. 2. 1 搬送波位相測定値

搬送波位相測定値（単位はサイクル）を表す式（2. 9）を再掲する。

$$\phi = \lambda^{-1}(r - I + T) + f(\delta_u^r - \delta_u^s) + N + \varepsilon_\phi \quad (7. 5)$$

上記の式において λ 及び f はそれぞれ搬送波の波長及び周波数である。 r は衛星と受信機との間の幾何的距離であり、また、 $-I$ 及び T はそれぞれ電離層遅延量及び対流圏遅延量であり、共に次元は長さである。式（2. 9）と式（7. 5）との間の唯一の相違は、電離層及び対流圏の遅延項の表記に関係する。衛星及び受信機クロックのバイアス（単位は秒）は、

それぞれ δ^s 及び δ_u と書き表される。Nは整数不定性を表し、その推定問題は本章の中心問題である。本節においては、最小限に留めた表記法を用いる。衛星を区別する指標、受信機を区別する指標、搬送波周波数 (f_{L1} あるいは f_{L2}) は明示されない。ただし後方の節においては表記法の変更を行う。

第2章において議論を行った搬送波及びコード位相測定値の特徴点を再考察してみることが有意義である。これまでも頻繁に登場しているコード位相測定値を表す式 (2. 6) を再掲する。

$$\rho = r + I + T + c(\delta_u - \delta^s) + \varepsilon_\rho \quad (7. 6)$$

コード位相及び搬送波位相の間の2つの主要な相違を下記に述べる。コード位相の追尾は、本質的に不定性を持たない擬似距離を与える。前節において議論されたように、搬送波位相測定値は、整数不定性という課題を負っている。測定値が高精度測位あるいはナビゲーションに用いられる前に、これを決定する必要がある。搬送波追尾ループが追尾を保持する限り、この整数の値は変化しない。しかし位相追尾の瞬間的な途切れが起きると、搬送波位相測定値のサイクルカウント値は整数の不連続性を生じる。なおその端数値の部分については連続性が保たれる。そのような不連続性を「サイクルスリップ」(cycle slip) と呼ぶ。処理能力とメモリーに制約を持ち、余り洗練されていない搬送波の追尾及び復帰の処理方式を行わざるを得なかった1980年代の初期の受信機においては、サイクルスリップは頻発した。最近の受信機は洗練された位相追尾ループを実装しているのでサイクルスリップの発生は減少している。

2章において、測定モデルの誤差について議論した。高精度測位を得るための各種の処理方式が盛り込まれている高級型の受信機に限定し、コード位相及び搬送波位相の測定誤差の大きさを見積もってみる。搬送波位相の測定は非常に高い精度 (0.005サイクルあるいは1mm級) を持つ。コード位相測定値はこれと比較すると低い精度 (0.25m級) を持つ。搬送波位相測定値は遥かに正確である。大きいマルチパス雑音は存在しないと仮定して、本章における我々のモデルには、測定誤差の標準偏差の設定値として、 $\sigma(\varepsilon_\rho) \approx 0.25m$ 及び $\sigma(\varepsilon_\phi) \approx 0.025$ サイクル (5mm) の値を設定することとする。

搬送波位相測定値を用いる測位に対して、単純化した幾何的な見方を用いながら考察を進めよう。測定値は整数サイクルの不定性を持つので、その端数サイクルの値に基づいて議論を進める必要がある。測定された位相値は衛星から到来する平面波波面の位置の位相を決定し、従ってユーザの位置は、各衛星から到来する平面波波面の全てが空間内において交差する点上である。理想化された2次元モデルの場合を考えよう。すなわち、式 (7.

5) に含まれる全ての誤差項をゼロとおき、クロックは全て同期しているものとする。図 7. 2 は、求めたい点の近傍領域を表しており、各衛星から到来した波が1波長 ($\approx 20\text{cm}$) 間隔の波面を持っていることを示している。この図は測定の瞬間の静止状態を示している。ある衛星に対応して描かれている波面に沿う点上においては、伝搬距離の搬送波位相の値とそれの実際の測定値の双方の端数サイクルは等しい値を持つ。2衛星の測定値のみが存在する場合には、その両者に対する波の波面が交わる点の全てに対してユーザ位置の解の可能性が存在する。第3の衛星の測定値がこの不確定性を解決する。3衛星全ての測定値に一致する唯一の点が探索領域内に存在する。すなわち、3衛星から到来した波の波面が交差する点上にユーザは位置している。後述の第 7. 4 節においては、この図 7. 2 を再考察する。

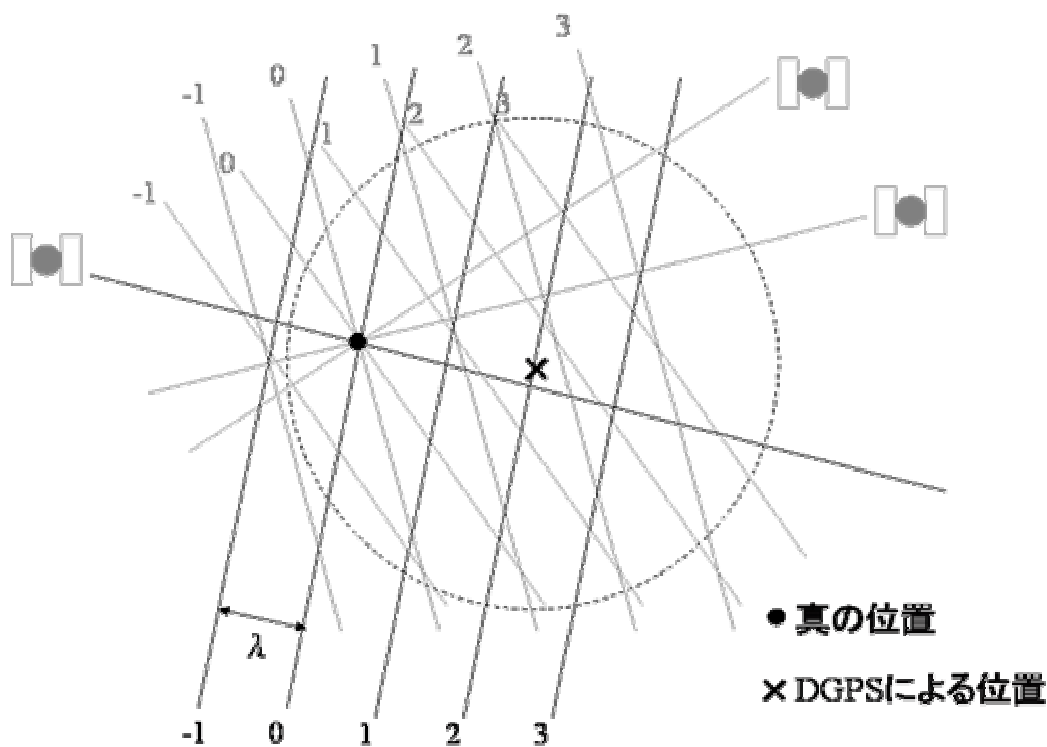


図 7. 2 搬送波位相測定値を用いる測位。観測された位相の値に基づき、異なる衛星から到来した波面が全て一致する点上にユーザは位置している。

7. 2. 2 高精度測位とナビゲーション

次に相対測位に対する考察を行う。測量士等は、測定すべき相対位置ベクトルのことを基線ベクトル、あるいは単に「基線」(baseline)と呼んでいる。測位衛星が登場する以

前は、伝統的な測量方法は距離と角度の測定に基づいていた。1960年代には、そのような測定は「電子距離計」(electronic distance meter、EDM)と経緯儀を用いて行われていた。その手順は、測位の対象の領域の中央に位置する開始点を選び、その位置座標を、天文観測を用いて決定する過程から成っていた。その領域は、地域、国あるいは大陸であっても差し支えない。次に、その領域内を覆う測量制御局のネットワークが作られる。これらの局の間は見通し可能であることが要求され、しばしば丘の上に設けられた。基線長の典型値は数10kmであった。相対測位の精度は、通常は基線長に近似的に比例して誤差が増大する。10kmの基線長に対して1cm級の誤差を持つ基線ベクトルは、100万分の1級の精度、あるいは1ppm級の精度を持つと表現される。

米国全土は1980年までに、伝統的な測量方法を用い入念に設置された標識点のネットワークによって覆われており、それらの点の相互間に対する基線長の典型値は数10km、距離精度は約5ppm級であった。これらのいわゆる1次標識は、正確な測地データを要求する科学的研究の基礎として用いられた。またこれよりも稠密な2次の測量標識もあり、これは重要地域を覆っており、全国ネットワークと結合されていて、その精度は10万分の1級であった。さらに稠密であり1万分の1級の精度を持つ3次標識は、その地域を開発するための制御の基準点として利用され、私有土地の境界標識として用いられた。しかし、今やGPSはこれらの全てを変革してしまった。

高精度相対測位に対するGPSの潜在能力は1980年代初期に示された。GPS-L1周波数信号に対する搬送波位相測定の方法は、数10kmの基線長条件の場合に対して、夜間は1ppm級、昼間は2-5ppm級の精度を提供した。さらに、伝統的な方法は標識点間の見通しという煩わしい条件を必要としたが、GPSはこれを不必要とした。2周波数信号測定値の利用は精度をさらに1桁改善した。その後の受信機とアルゴリズムの改良によって、約10億分の1級の精度(すなわち、1000kmの基線長に対して1mm級の精度)が到達可能となりつつある。

GPSを用いる高精度相対測位は、2点において同時に搬送波位相を測定することを必要とする。基準点にアンテナを設置した受信機は、「基準受信機」(reference receiver)と呼ばれる。これに対して、アンテナ位置を決定しようとしている第2の受信機は、「移動受信機」(mobile receiver)あるいは「移動局」(rover)と呼ばれる。この2点のアンテナが観測期間中に静止している場合には、その処理は静止的相対測位あるいは「静止測量」(static survey)と呼ばれる。1980年代には、GPS測量は、アンテナの静止状態を保持しながら1時間あるいはそれ以上のデータの取得を必要とした。この理由は、十分に長時間のデータを用いて後処理を行い整数不定性の決定を可能とするためであった。ほとんどの場

合がL1周波数信号専用受信機を用いる測定であったので、その整数不定性決定の計算方法は、第7. 1節の例において述べたように、観測時間中の幾何的ダイバーシティ（すなわち衛星の幾何的配置の変化）に頼っていた。さらにその後、移動局が自由に移動することが許され、固定された基準点に対するその相対的軌跡を決定することが可能になると、現場における生産性の向上が速やかに認識された。これは「キネマティック測量」(kinematic survey) と呼ばれる。

静止測量という名称には、静止条件下において初期化を実行するという意味も含ませている。位置の推定が実時間的でなくても差し支えないのであれば、キネマティック測量に対しても静止的な初期化法をそのまま適用可能である。移動局は基準地点から移動を始めるが、初期化は次の2種類の方法を用いて実行されるであろう。すなわち、(i)2台のアンテナを既知の基線の両端点に置いて2、3秒間の測定を行う。あるいは、(ii)アンテナ交換法を用いる。その後は、移動局を自由に移動させても差し支えない。2台の受信機の搬送波追尾が維持される限り、数センチメートル級の精度をもって位置推定を得ることが可能であろう。

効率の良い測量を可能とする次の段階の進歩は、移動局の位置を現場において実時間的に計算できるようになったことであった。すなわち、「リアルタイムキネマティック」(real-time kinematic、RTK) モードである。RTKモードにおいては、基準点における測定値が無線リンクを用いて移動局に伝えられる。RTK方式において要求される重要な性能は、移動局の移動中にも整数不定性を推定する能力である。これは「オンザフライ」(on-the-fly、OTF) 初期化と呼ばれ、本章における議論の重要な焦点の1つである。オンザフライは移動の最中を意味するアメリカ英語の表現である。また、初期化を実時間的に完了させる必要があることは当然である。

主要な受信機メーカーは、一組の受信機、無線リンク、ソフトウェアの構成からなるRTKソリューション・パッケージを提供している。測量の分野以外にも、RTK技術は、地上の移動、浚渫、採鉱、建設、農業の分野に多くの応用を見出した。数kmという典型的な基線長条件の場合に対しては、整数不定性を30–60秒以内に初期化決定可能であることは標準的であり、多くの場合には正解の決定を得ることが可能である。RTKシステムの性能は、(i)初期化時間の短さと、(ii)整数推定値の信頼性（あるいは正しさ）とによって評価される。短時間に答えを得ることと、それを正しく得ることの間には、明らかに同時非両立性の問題、従って折り合いをどこに付けるべきかの問題が存在する。

もしも不定性決定の信頼性が高く、かつ、ほとんど瞬間的に、理想的には1エポックの測

定値を用いて実行可能ならば、RTK方式は高精度ナビゲーションのモデルとしても役立つ。ナビゲーションシステムにおける要求は、測量や測地の分野における要求とは本質的に異なる。失敗すると影響が深刻であるので、ナビゲーションシステムは頑健であることが要求される。現時点においては、高速移動するプラットフォームに対して広く適用可能かつ頑健なナビゲーションシステムについて、搬送波位相測定値に基づく方式を用いて実現させたものは未だ提示されていない。しかしながら、スタンフォード大学において開発された低空用の「無人飛行体」(unmanned air vehicle、UAV)には、注目すべきシステムが使用されている。この飛行体は地上に設置した擬似衛星の上方を飛行することによって、必要な幾何的ダイバーシティを作り出し、整数不定性の決定を行っている。

7. 3 局外パラメータの消去

搬送波位相測定値を用いる測位の問題に対して厳密な定式化を行う。前節までにおける考え方に従って、2周波数信号を送信する複数の衛星に対する2台の受信機の測定値を議論する。これらの各測定値を区別するための記号の追加を必要とする。衛星 k に対するユーザ受信機の搬送波位相測定値は

$$\phi_u^{(k)} = \lambda^{-1}(r_u^{(k)} - I_u^{(k)} + T_u^{(k)}) + f(\delta t_u - \delta t^{(k)}) + N_u^{(k)} + \varepsilon_{\phi_u}^{(k)} \quad (7. 7)$$

とモデル化される。式(7. 7)に含まれる各項はこれまでも頻繁に登場しているものである。式(7. 7)と式(7. 5)との唯一の相違は、上付き添え字を導入して衛星を区別し、さらに下付き添え字を導入して受信機を区別していることである。この段階においては、搬送波周波数の区別を指定しないままとする。

もしもこの式が、測定値と位置座標(すなわち、幾何的距離)の項のみから構成されているならば議論は簡素になるだろう。逆に表現すれば、式(7. 7)に含まれる電離層遅延量、対流圏遅延量、衛星と受信機のクロック、整数不定性に対応する未知項は、局外的なパラメータである。局外的という用語の意味は、それらのパラメータが直接的な関心の対象ではないことを意味するが、しかしそれらのパラメータが介在することによって、問題の直接的対象であるパラメータ(測位座標など)と測定値との対応付けが成立することを意味している。これらの局外パラメータ自身の値も推定可能となる場合もあるが、その推定に誤差が含まれていることは当然である。これとは異なる方法は、局外パラメータを方程式から消去することであり、パラメータを書き換えてこの問題を相対測位の問題にしてしまうことである。

上記とは別に1台の受信機が近辺に設置されていて、搬送波位相を測定しているとする。

この受信機は条件を満たすように既知点に固定されているものとする。これを基準受信機と呼び、衛星 k に対する測定値を

$$\phi_r^{(k)} = \lambda^{-1}(r_r^{(k)} - I_r^{(k)} + T_r^{(k)}) + f(\delta r - \delta r^{(k)}) + N_r^{(k)} + \varepsilon_{\phi,r}^{(k)} \quad (7.8)$$

と書き表す。これ以降の本節の目的は、式(7.7)と式(7.8)を用いて局外パラメータを消去し、基準点とユーザ受信機のアンテナ位相中心間の相対位置ベクトルと搬送波位相測定値とを対応付ける単純化された方程式を得ることである。

7.3.1 1重差分

同一エポックにおけるユーザと基準受信機の測定値の差分を作ることにより、搬送波位相測定値の受信機間の1重差分（これ以降は単に「1重差分」(single difference)とも呼ぶ）を作ってみる。

$$\begin{aligned} \phi_{ur}^{(k)} &= \phi_u^{(k)} - \phi_r^{(k)} \\ &= \lambda^{-1}[(r_u^{(k)} - r_r^{(k)}) - (I_u^{(k)} - I_r^{(k)}) + (T_u^{(k)} - T_r^{(k)})] + f(\delta u - \delta r^{(k)}) \\ &\quad + (N_u^{(k)} - N_r^{(k)}) + (\varepsilon_{\phi,u}^{(k)} - \varepsilon_{\phi,r}^{(k)}) \\ &= \lambda^{-1}[(r_{ur}^{(k)} - I_{ur}^{(k)} - I_{ur}^{(k)})] + f\delta_{ur} + N_{ur}^{(k)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(k)} \end{aligned} \quad (7.9)$$

上記の式においては $(\bullet)_{ur} = (\bullet)_u - (\bullet)_r$ という表記法を用いている。不定性1重差分 $N_{ur}^{(k)}$ が整数であることは変わらない。受信機測定雑音は1重差分化によって $\sqrt{2}$ 倍になる。位相測定値の受信機間1重差分は $\Delta\phi_{ur}^{(k)}$ としばしば書き表されることがある。この表記法を用いると、式(7.9)の各項の前には「 Δ 」が付記される。しかしながら、最小限に留めた表記法のみで議論を進める。

1重差分を形成することによって問題は相対測位の問題へ再構成される。2台の受信機に対する測定値の間の共通誤差項が消去され、取り扱うべきパラメータも1個減ることとなる。衛星クロック誤差 $\delta r^{(k)}$ は両方の測定値に共通項として含まれるので、差分を作ると相殺する。衛星のエフェメリスの誤差が2台の受信機に対してもたらす効果はほぼ等しい値であるので、ある程度相殺する。式(7.9)に含まれる電離層及び対流圏遅延項は、2台の受信機位置における遅延量の差分である。これらの項及びエフェメリス誤差に対する1重差分の中で、完全に相殺されずに残る誤差成分の大きさは、主としてユーザと基準点間の距離、すなわち基線長に依存する。

2章の第8項においては、ディファレンシャルGPS測位を行うための2方式のうちの1つとして相対測位の考え方を導入した。実際には、2つの方式の間には微妙な差が存在する。差分補正量はゆっくりと変化する。SAが作動していた時には、この差分補正の有効寿命は数秒

だったが、現在は数分である。ただし本節においては差分量ではなく実際の測定値自身を扱い、この値は遥かに速い変化を示す。衛星受信機間距離の時間変化率はほぼ1km/sであり、従って1ms当たり5波長に相当する距離変化を引き起こす。明らかなことは、2台の受信機に対する搬送波位相測定値を比較する場合には、実際に測定された時刻に対する1msの差を無視できない。すなわち測定エポックの時刻差は重要であり正しく考慮する必要がある。実時間的な利用を行う場合には、データ伝送における遅延、すなわち典型値としては1-2秒を例外なく引き起こしてしまう。従って、基準点における測定値を時間外挿して、ユーザ受信機の測定エポックに合致させることが要求される。各々の局の受信機クロックバイアスを1μs以内の精度をもって推定することは難しい問題ではない。妥当な外挿技術を持っていれば、待ち時間とエポックのずれから生じる誤差の大きさを1cm以下にすることも可能である。

センチメートル級の精度を持つ位置推定を可能とするためには、式(7.9)に含まれる誤差項もセンチメートル級に低減されている必要がある。それが本章の大前提である。L1周波数信号の搬送波の波長は約19cmであるので、もしも10cmの誤差、すなわち半波長よりも少し大きい誤差が存在すれば、不定性推定においては1サイクル相当の変化を引き起こす。実際には前述において議論したように、単一エポックの整数不定性推定においては、測定誤差に対する許容上限は1/4サイクルである。ひとたび不定性が正しく決定されると、高精度搬送波位相の測定は実質的に高精度擬似距離の測定へと変身し、良好な品質の位置推定を得ることが可能である。

ユーザと基準点間の距離が短い条件下においては、式(7.9)における電離層と対流圏遅延量及びエフェメリス誤差の残差は、受信機誤差及びマルチパス雑音を引き起こす誤差の典型的な大きさと比較すると小さいであろう。実際上、これは「短基線」(short baseline)に対する良好な定義のように見える。しかしながら、電離層が無活動の場合には100kmの基線長も短いといっても差し支えないが、そうではない場合には25kmの基線長も短いとはいえないであろう。長基線長条件の場合に対しては、各々の位置における測定値において、対流圏遅延を別個に修正することが適切である。

短基線長条件に対する1重差分測定値のモデルは

$$\phi_{ur}^{(k)} = \lambda^{-1} r_{ur}^{(k)} + f \delta t_{ur} + N_{ur}^{(k)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(k)} \quad (7.10)$$

である。コード位相測定値の1重差分に対しても式(7.10)と同様の式を書き表すことが可能である。すなわち、既に式2章において述べたように、

$$\rho_{ur}^{(k)} = r_{ur}^{(k)} + c \delta t_{ur} + \varepsilon_{\rho,ur}^{(k)} \quad (7.11a)$$

を得ていた。実際例として、約120m基線長条件の実験において得られたコード位相及び搬送波位相の1重差分位相測定値を示す。測地用2周波数受信機を用いて、基線の2端点におい

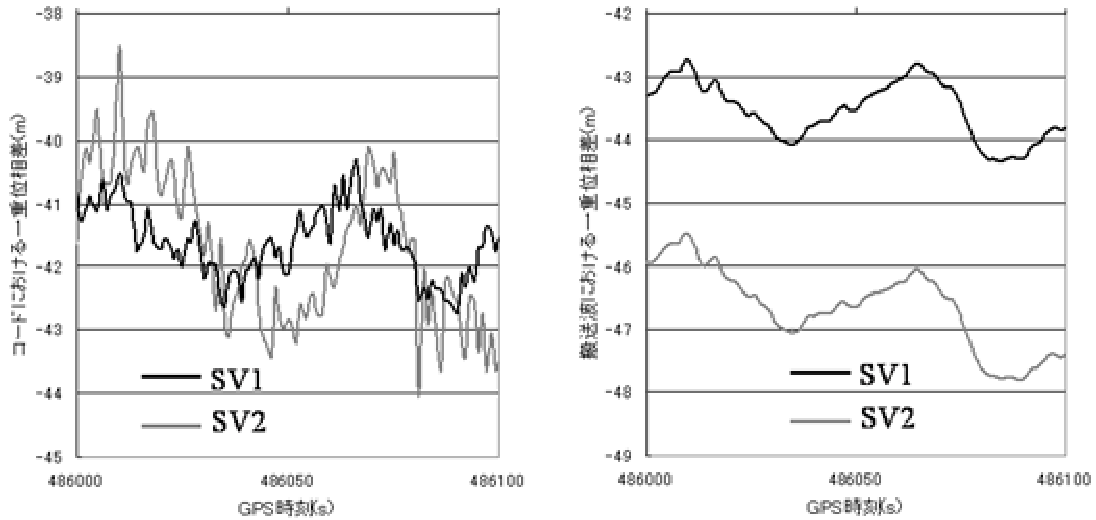


図 7. 3 120m基線長条件の下におけるコード位相及び搬送波位相の1重差分

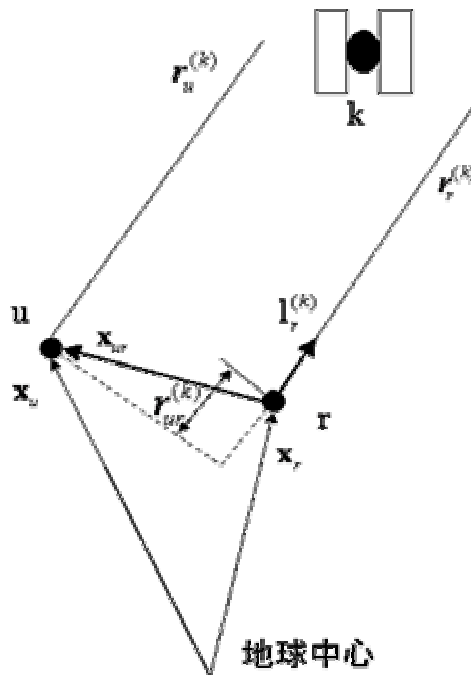


図 7. 4 一重差分測定値の幾何的な関係

て数時間にわたり1秒間隔の測定値が得られている。2衛星のL1周波数信号測定値に対する100秒区間の1重差分が、図 7. 3 にプロットされている。並べて見た際に比較し易いよう

に、搬送波位相測定値には波長を乗じてメートルの単位になるように変換されている。

$$\phi_{ur}^{(k)} = \lambda \phi_{ur}^{(k)} = r_{ur}^{(k)} + c \delta t_{ur} + \lambda N_{ur}^{(k)} + \lambda \varepsilon_{\phi,ur}^{(k)} \quad (7.11b)$$

4本のプロットとも共通する時間変化の挙動を示していることが注目される。これは2台の受信機のクロックバイアスの時間変化に起因している。コード位相測定値の雑音が大きいは予想通りであり、約1mの大きさのランダム誤差成分を有している。以降においては、再度このデータセットを用いる。

位置と位置変化の推定：幾何的ダイバーシティの役割

式(7.10)に基づく位置推定を考える。推定されるべき相対位置ベクトル $\mathbf{x}_{ur} = \mathbf{x}_u - \mathbf{x}_r$ は、距離の差分の項の中に隠れている。(ローマ文字とギリシャ文字の) ボールド字体を用いてベクトル及び行列変数を書き表す。基線長は衛星までの距離よりも数桁小さいと考えると、図7.4を用いて次の関係を得ることが可能である。

$$r_{ur}^{(k)} = r_u^{(k)} - r_r^{(k)} = -\mathbf{1}_r^{(k)} \cdot \mathbf{x}_{ur} \quad (7.12)$$

上記の式において $\mathbf{1}_r^{(k)}$ は基準受信機位置から衛星kの位置へ向かう単位ベクトルである。1重差分距離に対する上記の近似は、問題の簡素化という利点を持ち、短基線長(例えば、10kmよりも短い)の条件に対して十分に良好な精度を持っている。より入念なユーザは、基準点及びユーザ受信機の中点を用いて視線ベクトルを定義するだろう。長基線長条件の場合は少し異なる扱いが必要となるであろう。

ユーザ及び基準点において見えるK機の可視衛星に対する測定値のスナップショットの集合から形成される1重差分は、下記のような行列表記法を用いて書き表すことが可能である。

$$\boldsymbol{\Phi}_{ur} = \lambda^{-1} \begin{bmatrix} (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T \\ (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T \\ \vdots \\ (-\mathbf{1}_r^{(K)})^T \end{bmatrix} \mathbf{x}_{ur} + f \cdot \delta t_{ur} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{ur}^{(1)} \\ N_{ur}^{(2)} \\ \vdots \\ N_{ur}^{(K)} \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon}_{\phi,ur} \quad (7.13)$$

搬送波位相を $\Phi_{ur} = \lambda \phi_{ur}$ 、受信機クロックの遅れを $b_{ur} = c \cdot \delta t_{ur}$ とし、両者とも長さの次元になるように書き表して、式(7.13)の表記をさらに簡素化する。その際に、この式の形を見て、クロックバイアスと整数不定性とを同時かつ一意に決定可能ではないことにも注意する必要がある。もしも全ての整数不定性変数へ単一共通量を加えたとしても、クロックバイアス変数の自由度を用いればこの変化を完全に相殺することが可能、すなわち式

(7. 1 3) をそのまま満足させることが可能である。従って下記のように再定義した形の未知数を用いて、式を書き換える。

$$\Phi_{ur} = \begin{bmatrix} (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T & 1 & & & \\ \vdots & \vdots & \mathbf{I} & & \\ (-\mathbf{1}_r^{(K)})^T & 1 & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur} \\ b_{ur} + \lambda N_{ur}^{(1)} \\ \lambda(N_{ur}^{(2)} - N_{ur}^{(1)}) \\ \vdots \\ \lambda(N_{ur}^{(K)} - N_{ur}^{(1)}) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon}_{\Phi,ur}$$

上記の式において \mathbf{I} は $(K-1) \times (K-1)$ 列の単位行列である。各項を並べ替えると

$$\Phi_{ur} = \begin{bmatrix} (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T & 1 \\ (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T & 1 \\ \vdots & \vdots \\ (-\mathbf{1}_r^{(K)})^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur} \\ b_{ur} + \lambda N_{ur}^{(1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda(N_{ur}^{(2)} - N_{ur}^{(1)}) \\ \vdots \\ \lambda(N_{ur}^{(K)} - N_{ur}^{(1)}) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon}_{\Phi,ur} \quad (7. 1 4)$$

各項を並べ替える理由は明らかであろう。右辺の第1の行列は、衛星の幾何的配置による行列 \mathbf{G} に等しい。すなわち位置推定の品質を決定する上において、重要な役割を演じる行列である。注目している整数不定性を要素として持つ第2項は、搬送波測定値が連続的に追尾されている限り変化しない。

2つの時刻エポック t_0 と t_1 における測定値の差分を考えよう。この2つの時刻エポックの間においては搬送波追尾の不連続が発生しなかったと仮定すると、

$$\Phi_{ur}(t_1) - \Phi_{ur}(t_0) = \mathbf{G}(t_1) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur}(t_1) \\ b_{ur}(t_1) \end{bmatrix} - \mathbf{G}(t_0) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur}(t_0) \\ b_{ur}(t_0) \end{bmatrix} + \tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\Phi,ur} \quad (7. 1 5)$$

を得る。受信機間及び測定エポック間の差分を形成して、重要な指摘を行う準備を行っている。 $\mathbf{x}_{ur}(t_1) = \mathbf{x}_{ur}(t_0) + \delta\mathbf{x}_{ur}$ 及び $b_{ur}(t_1) = b_{ur}(t_0) + \delta b_{ur}$ と書き表すことにすると、上記の式は

$$\Phi_{ur}(t_1) - \Phi_{ur}(t_0) = \mathbf{G}(t_1) \begin{bmatrix} \delta\mathbf{x}_{ur} \\ \delta b_{ur} \end{bmatrix} - (\mathbf{G}(t_1) - \mathbf{G}(t_0)) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur}(t_0) \\ b_{ur}(t_0) \end{bmatrix} + \tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\Phi,ur} \quad (7. 1 6)$$

と書き表すことができるが、この結果に対しては入念に考察する必要がある。位置推定に対する考察の視点から、下記の各結論が導かれる。すなわち、

- (i) 相対位置及び相対クロックバイアスの時間的変化である $\delta\mathbf{x}_{ur}$ と δb_{ur} に対する推定は、エポック t_1 に対する幾何行列に結合しているため、問題は通常は難しくない。
- (ii) 絶対位置 $\mathbf{x}_{ur}(t_0)$ の推定は幾何行列の変化 $[\mathbf{G}(t_1) - \mathbf{G}(t_0)]$ に結合しているため、その変化量が小さい場合には困難な問題となるだろう。
- (iii) $b_{ur}(t_0)$ は、実際には式(7. 1 6)の中において消去されるため、推定は不可能で

ある。

ここにおいて2つの点を指摘しておく必要がある。第1点として、ドップラシフトすなわち擬似距離変化率を用いて位置及び速度の推定を議論した際にも同様な問題に出会った。第2点として、GPS衛星は地上から遠く離れた上空を運動しているので、衛星とユーザとの間の幾何的な位置関係は数十秒の経過に対してはほとんど変化しない。ただし、幾何的ダイバーシティは擬似衛星の利用を通じて用いられており、産業及び農業の応用分野において有効利用されている。

7. 3. 2 2重差分

1重差分の式(7. 9)に議論を戻して、相対受信機クロックバイアス項 δ_{ur} への対応を考える。これは各エポック及び全ての衛星に対する1重差分に共通に含まれる局外パラメータ項である。従って、この項は受信機間及び衛星間の2重差分測定値を作ることによって消去が可能である。なおこれは下記においては単に「2重差分」(double difference)とも呼ばれる。ここで衛星1に対する搬送波位相測定値の1重差分を作ろう。上記において定義されたように、短基線長条件の場合には

$$\begin{aligned}\phi_{ur}^{(l)} &= \phi_u^{(l)} - \phi_r^{(l)} \\ &= \lambda^{-1} r_{ur}^{(l)} + f \cdot \delta_{ur} + N_{ur}^{(l)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(l)}\end{aligned}\quad (7. 17)$$

と書き表される。式(7. 17)と式(7. 10)とに含まれる受信機クロック誤差項は互いに等しい。明らかに、衛星kと1の1重差分の間で差分を作ると、測定値の中の全ての衛星及び受信機クロック誤差が相殺される。2重の上付き添え字を使用して、2衛星に対する測定値とそれらのモデルのパラメータの2重差分を書き表すこととする。式(7. 10)から式(7. 17)を減ずると

$$\begin{aligned}\phi_{ur}^{(kl)} &= \phi_u^{(kl)} - \phi_r^{(kl)} \\ &= \lambda^{-1} r_{ur}^{(kl)} + N_{ur}^{(kl)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(kl)}\end{aligned}\quad (7. 18)$$

を得る。上記の式においては $(\bullet)_{ur}^{(kl)} = (\bullet)_{ur}^k - (\bullet)_{ur}^l$ という表記法を用いている。従って

$$\phi_{ur}^{(kl)} = (\phi_u^{(k)} - \phi_r^{(k)}) - (\phi_u^{(l)} - \phi_r^{(l)})$$

である。式(7. 18)は、最初にユーザ受信機と基準受信機の各々に対して衛星間1重差分を作り、次に両者に対する差分を作ることによって導出される。位相測定値の2重差分は $\nabla\Delta\phi_{ur}^{(kl)}$ としばしば書き表されることがある。この表記法を用いると、式(7. 18)の各項の前には「 $\nabla\Delta$ 」が付記される。ここでは、最小限に留めた表記法のままで議論を進める。

2重差分の例として、120m基線長条件の測定例に戻る。図7. 5はコード位相及び搬送波

位相2重差分のプロットを与える。これは図7. 3に示された2機の衛星に対する1重差分を用いて作られたものである。基線長が短いので、100秒の経過に対してはほとんど変化がない。2本のプロットの差は、式(7. 11)において示されたように整数不定性及び雑音に相当する。このプロットの縮尺は粗すぎるので、搬送波位相測定値に含まれるミリメートル級の雑音を明白に見ることはできない。次節において再度この例に立ち戻り、整数不定性決定の議論を行う。

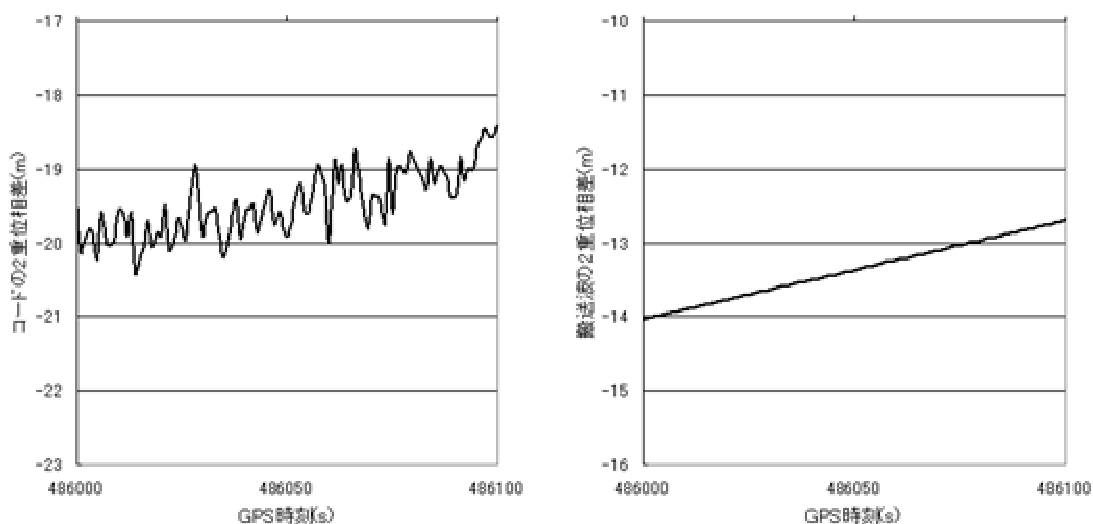


図7. 5 120m基線長条件の下におけるコード位相及び搬送波位相の2重差分

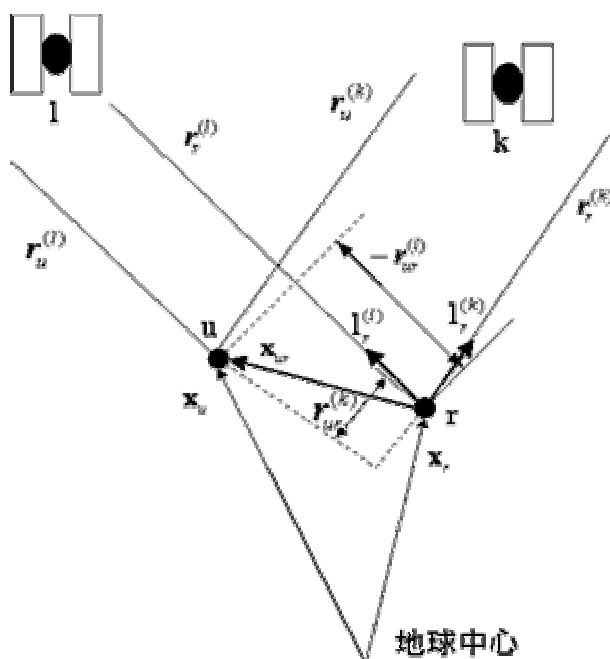


図7.6 2重差分測定値の幾何的な関係

式(7.18)に議論を戻して、距離2重差分項を相対位置ベクトル \mathbf{x}_{ur} に対応付ける。該当する測定の幾何的な関係を図7.6に示す。式(7.12)を用いて

$$\begin{aligned} r_{ur}^{(k)} &= (r_u^{(k)} - r_r^{(k)}) - (r_u^{(l)} - r_r^{(l)}) \\ &= -(\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \mathbf{x}_{ur} \end{aligned} \quad (7.19)$$

を得る。 \mathbf{x}_{ur} を推定するためには、衛星と受信機の組に対応する整数不定性 $N_{ur}^{(kl)}$ を推定する必要がある。

K機の衛星が見えている場合には、ベクトル-行列表記法を用いて下記のように書き表すことが可能なK-1対の2重差分が存在する。すなわち衛星番号1を基準衛星に指定して

$$\begin{bmatrix} \phi_{ur}^{(21)} \\ \phi_{ur}^{(31)} \\ \vdots \\ \phi_{ur}^{(K1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\mathbf{l}_r^{(2)} - \mathbf{l}_r^{(1)})^T \\ -(\mathbf{l}_r^{(3)} - \mathbf{l}_r^{(1)})^T \\ \vdots \\ -(\mathbf{l}_r^{(K)} - \mathbf{l}_r^{(1)})^T \end{bmatrix} \mathbf{x}_{ur} + \begin{bmatrix} N_{ur}^{(1)} \\ N_{ur}^{(2)} \\ \vdots \\ N_{ur}^{(K)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{E}_{\phi,ur}^{(21)} \\ \mathcal{E}_{\phi,ur}^{(31)} \\ \vdots \\ \mathcal{E}_{\phi,ur}^{(K1)} \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

と書き表される。下付き添え字urは全ての項に共通であるので、混乱のない場合には省略する。

2重差分を作ることは、1重差分を作ることと比較すると控えめであるように見える。1重差分を作ることは問題の構造を大きく変化させたが、2重差分を作ることは、方程式のうち

の1本を犠牲にすることによって、主として未知数（受信機クロックバイアス）の消去を行い、不定性に対しても再定義を行った。実際には2重差分を作ることは、ある種類の推定困難な項、すなわち衛星と受信機内部の伝搬路における遅延を反映している周波数依存項も消去する。これらの固有的な修正誤差は、2重差分を作成する以前の測定値に小さいバイアスを付け加えていた。測地用途向けの受信機のメーカーは、多くの場合に、2重差分を用いる高精度測位用の受信機に対して設計の最適化を行っている。第7.4節においては2重差分に再度立ち戻る。

7.3.3 3重差分

2重差分搬送波位相方程式（7.20）における整数不定性は、それ自身も局外的なパラメータである。他の局外パラメータに対すると同様に、それも消去してみよう。実際には第7.3.1項において1重差分を議論した際にこれを行っている。2台の受信機が搬送波の追尾を継続している限り整数値は不変であるので、 t_{i+1} と t_i におけるこれらの2つの測定エポック間の2重差分の差分を作ると

$$\begin{aligned}\delta\phi_{ur}^{(kl)}(i) &= \phi_{ur}^{(kl)}(t_{i+1}) - \phi_{ur}^{(kl)}(t_i) \\ &= \lambda^{-1}\delta r_{ur}^{(kl)}(i) + \delta\varepsilon_{\phi,ur}^{(kl)}(i)\end{aligned}\quad (7.21)$$

を得る。上記の式においては、 $\delta(\bullet)(i) = (\bullet)(t_{i+1}) - (\bullet)(t_i)$ という表記法を用いている。下付き添え字urと測定エポックを書き表す記号を省略して、式（7.21）を

$$\delta\phi^{(kl)} = \lambda^{-1}\delta r^{(kl)} + \delta\varepsilon_{\phi}^{(kl)}\quad (7.22)$$

と書き表す。ユーザ及び基準受信機が静止しているならば、全ての可視衛星を用いて作られる3重差分のベクトルは

$$\delta\boldsymbol{\phi} = \lambda^{-1} \begin{bmatrix} -\delta(\mathbf{1}_r^{(2)} - \mathbf{1}_r^{(1)})^T \\ -\delta(\mathbf{1}_r^{(3)} - \mathbf{1}_r^{(1)})^T \\ \vdots \\ -\delta(\mathbf{1}_r^{(K)} - \mathbf{1}_r^{(1)})^T \end{bmatrix} \mathbf{x} + \tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}\quad (7.23)$$

となる。

これで、搬送波位相測定値と幾何的距離の項のみから構成されている理想的な方程式を得た。全ての局外パラメータは消去されているが、次のような代償も払っている。すなわち、必ずしも衛星の幾何的配置の情報を最大限に活用できなくなってしまった点である。式（7.23）は前述と同様に初期推定値点の近傍において線形化することによって、相

対位置の変数に関して解くことが可能である。前述と同様に精度劣化率を定義可能だが、この精度劣化率は大きい値であることが分かる。式(7.23)を用いて推定される位置は、2重差分を用いて推定されるものより通常は精度が低い傾向がある。しかしながら、3重差分はサイクルカウントの中断すなわちサイクルスリップから生ずる搬送波追尾の不連続性を同定するのに有用である。

移動しているユーザに対しても式(7.16)と同様の方程式を導くことが可能である。3重差分はユーザの位置の追尾を保持する目的に用いることが可能である。しかしながら、ユーザの出発位置を推定可能とするためには、衛星と受信機との間の幾何的な位置関係の十分に大きい時間的变化を必要とする。

7.3.4 整数不定性の決定と位置の推定

次式のように書き表された2重差分を用いて、短基線長条件に対する整数不定性決定及び位置推定の問題を取り扱う。

$$\phi_{ur}^{(kl)}(t_i) = \lambda^{-1} r_{ur}^{(kl)}(t_i) + N_{ur}^{(kl)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(kl)}(t_i) \quad (7.24)$$

この式の中には時間変数が書き表されており、2台の受信機において2機の衛星に対する搬送波位相追尾が維持されている限り、整数不定性が定数であることも同時に強調している。搬送波位相の測定は脆弱、すなわち連続信号に対する追尾喪失が発生するおそれが存在しているが、高精度ナビゲーションに対する適用の可否は、そのような場合にも整数不定性の迅速かつ確実な決定を行う性能に依って決まる。全ての項に共通している下付き添え字urを省略し、表記を簡素化する。しかしL1もしくはL2の周波数信号の測定値を区別する必要があるので、変数q (=L1もしくはL2)を用いて、これらの搬送波周波数の区別を書き表すことにする。式(7.24)は新たな記号を用いて、

$$\phi_q^{(kl)} = \lambda_q^{-1} r^{(kl)} + N_q^{(kl)} + \varepsilon_{\phi,q}^{(kl)} \quad (7.25)$$

と書き表すことができる。コード位相測定値に対しても、不定性の項を除いて同様に書き表すことが可能であり、また、1重差分、2重差分、3重差分を作って、局外パラメータを消去する事も可能である。従って、式(7.25)と同様に、コード位相測定値は

$$\rho_q^{(kl)} = r^{(kl)} + \varepsilon_{\rho,q}^{(kl)} \quad (7.26)$$

と書き表すことが可能である。

K機の衛星が見えていると、L1周波数信号に対してコード位相及び搬送波位相の各々に対してK対ずつの1重差分を作ることが可能である。加えてL2周波数信号に対してもK対ずつを作れる。各々の周波数信号に対して最大K(K-1)対ずつの2重差分を作ることが可能だが、こ

のうちのK-1対からなる組のみが線形独立である。他の全ての2重差分は、この線形独立な組から線形結合を用いて生成可能であり、新たな情報は何も含んでいない。線形独立なK-1対の2重差分の組の選び方は任意である。基準衛星に対する測定誤差は全ての2重差分に含まれることを考えて、しばしば最も仰角の大きい衛星を基準衛星に指定する。その伝搬誤差及びマルチパス誤差が通常は最も小さいことがその理由である。

式(7.25)と式(7.26)は、短基線長条件の場合に対しては、2重差分搬送波及びコード位相の測定値のモデルを与えている。著しいマルチパス雑音、電離圈的及び対流圈的遅延の差分誤差が存在しなければ、測定精度)に対してこのモデルに基づく測定誤差項と、差分形成における雑音増加を特徴付けることが可能である。搬送波及びコード位相2重差分の誤差の標準偏差は

$$\sigma(\varepsilon_{\phi,q}^{(kl)}) \approx 0.05 \text{ cycle} (\approx 1 \text{ cm}) \quad (7.27a)$$

$$\sigma(\varepsilon_{\rho,q}^{(kl)}) \approx 1 \text{ m} \quad (7.27b)$$

である。上記の式において変数qはL1もしくはL2周波数信号を表す。これらの値は、我々の実験から得たデータとも良く一致している(図7.5)。

実時間的な位置推定を要求する多くの応用分野は、短基線長条件(例えば10kmかそれ以下)の範疇にある。数百、数千kmに及ぶ長基線長条件について興味を持つのは地球物理学者等である。しかしながら、その答えは通常は実時間的には要求されず、精密な衛星エフェメリスを用い、電離圈的及び対流圈的遅延の差分量を明示的に計算に入れ、多基準局網の長時間測定データに基づく事後処理法を用いる。以下において、短基線条件に対する不定性決定の問題へ焦点を合わせる。

7.4 可視衛星2重差分の各衛星に対する不定性決定

7.4.1 コード位相測定値を用いる整数の推定

不定性の決定に対する非常に単純化された接近方法が、式(7.25) - (7.26) から暗示される。すなわち、不定性を持たないコード位相測定値に基づいて搬送波位相測定値の不定性を推定する方法である。この接近方法の成功の可否はコード位相測定値の精度に大きく依存する。この接近方法は可視衛星2重差分の特定の対の各個を対象とし、そのコード位相と搬送波位相の測定値を用いる決定方法であるので、測定領域型あるいはジオメトリフリー型の不定性決定とも呼ばれる。Hatch (1996) はこれについて理解し易い説明方法を示しているのので、それを踏襲して説明を進めることにする。

本節においては、特定の可視衛星の対に対する2重差分測定値を扱うので、上付き添え字

k1を省略し表記を簡素化する。下付き添え字は搬送波周波数 (L1あるいはL2) を書き表す。
L1周波数信号のコード位相及び搬送波位相の2重差分測定値を見てみると、

$$\begin{aligned}\phi_{L1} &= \frac{r}{\lambda_{L1}} + N_{L1} + \varepsilon_{\phi_{L1}} \\ \rho_{L1} &= r + \varepsilon_{\rho_{L1}}\end{aligned}\quad (7.28)$$

上式に従って N_{L1} の値を

$$\hat{N}_{L1} = \left[\phi_{L1} - \frac{\rho_{L1}}{\lambda_{L1}} \right]_{\text{roundoff}} \quad (7.29)$$

と推定することが可能である。

この推定値はどの程度の精度を持っているだろうか？我々が設定した誤差モデルの値を用いれば、 $\sigma(\phi_{L1}) \approx 0.05 \text{ cycle}$ 及び $\sigma(\rho_{L1}) \approx 1m$ である。L1周波数信号の波長は約0.2mである。従って N_{L1} の推定値の標準偏差は約5サイクルである ($\sigma(N_{L1}) \approx 5 \text{ cycle}$)。これは大きい誤差である。幸運なことに、 N_{L1} の値は搬送波追尾を失わない限り、すなわちサイクルスリップが起きない限り一定値であるので、推定値の時系列に対する平均を計算し四捨五入を行って最も近い整数値を求めることにより、推定値の誤差を小さくすることが可能である。しかしながら、測定値の誤差は強い時間的相関を有しているので、良好な推定値を得るためには大きい誤差を含まずかつ長時間に渡る測定値の時系列を必要とする。仮に測定値が時間的相関を持たない場合でも100エポック以上にわたって平均する必要があるだろう。確実な推定を得るためには、上記の値に比べて不確定性を遥かに小さくする必要がある。

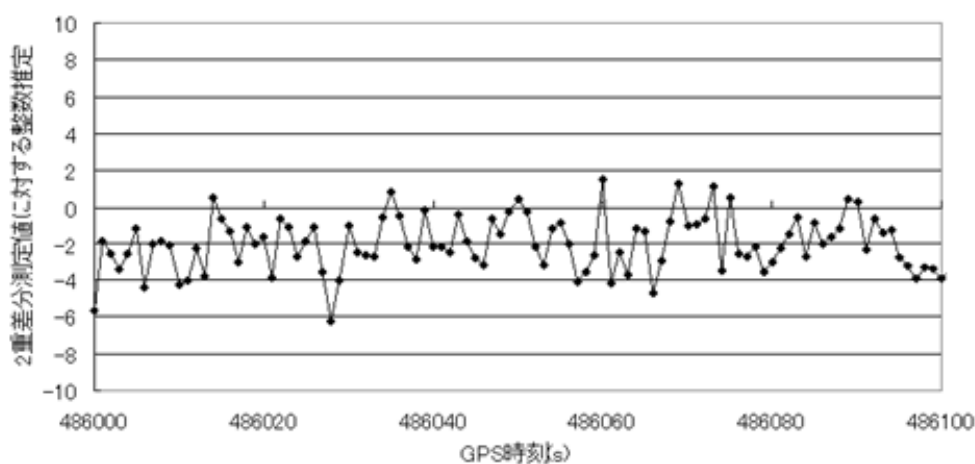


図7. 7a 120m基線長条件の下におけるL1周波数信号の2重差分測定値に対する整数推定
(100秒間の推定値)

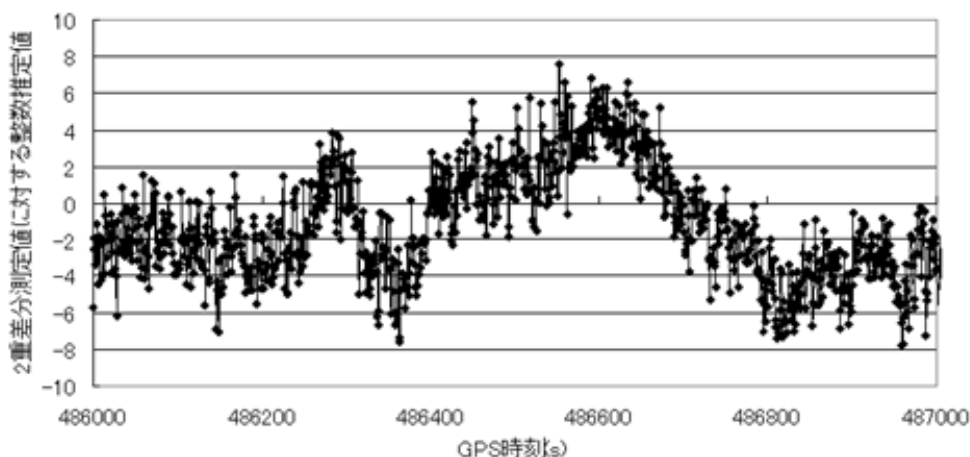


図7. 7b 120m基線長条件の下におけるL1周波数信号の2重差分測定値に対する整数推定
(1000秒間の推定値)

120m基線長条件の測定例に議論を戻して、どの程度に良好な整数値推定が可能なのを見てみよう。基線長が非常に短い場合や受信環境が良好な場合には、この問題にはほとんど難しいところはない。2重差分コード位相及び搬送波位相の測定値（図7. 5）は、想定した測定誤差モデルに良好に合致しているようである。図7. 5を用いてこの衛星の組の未知整数値を推定することは困難ではあるが、おおよそは検討がつく。実際の正解は34である。式（7. 29）に従ってエポックごとに計算された100秒間の推定値が図6. 7aに示されている。さらに1000秒間の推定値も図6. 7bに示した。実際には推定誤差のみが示されている。この図7. 7より、この単純化された条件設定において、正しい答えに接近するためには、数分に渡って推定値を平均する必要がある。なぜならば、図7. 7aを見ればわかるように、最初の100秒の平均値で推定すると正しい整数値は得られないからである。整数値推定における誤差の標準偏差は約3サイクルである。最初のモデルは、約5サイクルの標準偏差を予測していたので、満足できる一致を示している。ただし、実際のデータには1000秒間平均でもマイナス方向へのバイアスが見られる。

これまで、2周波数受信機を用いて得たコード位相及び搬送波位相の測定値を複合し、整数不定性の問題に対する秩序立った議論を行うための準備を整えてきた。さらに、エポック t_i における2重差分コード位相及び搬送波位相の測定値を長さの単位を用いて

$$\begin{aligned}
 \rho_{L1}(i) &= r(i) + \varepsilon_{\rho_{L1}}(i) \\
 \Phi_{L1}(i) &= r(i) + \lambda_{L1} N_{L1} + \varepsilon_{\Phi_{L1}}(i) \\
 \rho_{L2}(i) &= r(i) + \varepsilon_{\rho_{L2}}(i) \\
 \Phi_{L2}(i) &= r(i) + \lambda_{L2} N_{L2} + \varepsilon_{\Phi_{L2}}(i)
 \end{aligned} \tag{7. 30}$$

と書き表す。あるいは行列表記法を用いて

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & \lambda_{L1} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \lambda_{L2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ N_{L1} \\ N_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_{L1} \\ \Phi_{L1} \\ \rho_{L2} \\ \Phi_{L2} \end{bmatrix} \tag{7. 31}$$

と書き表す。

単一エポックの測定に対して、3個の未知数を含む4本の方程式を得ることが可能である。しかしながら、測定値には誤差が含まれる。コード位相と搬送波位相の測定値の品質は等しくない。コード位相及び搬送波位相の測定値に対してこれまでに設定した誤差モデルに基づいて、重みの対角行列

$$W = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & 1/0.01^2 & & \\ & & 1 & \\ & & & 1/0.01^2 \end{bmatrix}$$

を作り、整数変数に対する重み付き最小二乗解を求める。搬送波の追尾が保持されている間に多数のエポックの測定値データの取得が可能である。1回の新たな測定値は4本の新たな方程式を与え、1個の新たな未知数 r を導入する。 N_{L1} と N_{L2} の決定の問題に対して、必要以上の本数の方程式が得られている。理想的な条件下においては、拘束を加えない実数推定値は整数値に近く、四捨五入を行えば整数推定値 \hat{N}_{L1} と \hat{N}_{L2} を得ることが可能である。

整数推定値の良好性の程度をどのように表現すれば良いかを考える。短基線条件の場合に対しては、式(7. 30)において電離圏の差分遅延を無視することが可能と仮定した。この仮定と整数値の正しさの検証は、式(2. 33)に基づいて

$$I = \frac{f_{L2}^2}{(f_{L1}^2 - f_{L2}^2)} \left[(\Phi_{L1} - \lambda_{L1} \hat{N}_{L1}) - (\Phi_{L2} - \lambda_{L2} \hat{N}_{L2}) \right] \approx 0 \tag{7. 32}$$

を検証すれば良い。この代わりに、式(7. 29)に直接に基づいて整数推定値に対する単純化された検査式

$$60\hat{N}_{L1} - 77\hat{N}_{L2} = \left[60 \frac{\Phi_{L1}}{\lambda_{L1}} - 77 \frac{\Phi_{L2}}{\lambda_{L2}} \right] \quad (7. 33)$$

を作ることも可能である。 $f_{L2}/f_{L1} = \lambda_{L2}/\lambda_{L1} = 60/77$ である。

原理的には、整数不定性決定の問題に対するこの接近方法は、ユーザが静止していても移動していても適用可能である。実際にはこの接近方法は、長時間及び理想的に良好なデータ時系列を必要とするであろう。可視衛星2重差分の各個に対する測定値を扱う接近方法には明らかな短所が存在する。すなわち、衛星に対する全ての測定値が自己無撞着的な集合を形成するという事実を用いていない点である。冗長な測定値を用いて得られる恩恵も使っていない。次節においては測定値の全集合に基づく全不定性ベクトルを推定するという他の種類の接近方法について論ずる。

真の整数値を知った後においては、下記において議論されるように、相対位置ベクトルの推定は容易である。通常の測位計算と同様に、擬似距離の測定値を用いて位置とクロックバイアスを推定すれば良い。

7. 4. 2 2周波数測定値：ワイドレーン法

整数値推定における確実性の程度は搬送波の波長に依存することを、式(7. 29)において見た。波長が長いほど推定値は確実となる。L2周波数信号の搬送波の波長はL1周波数信号のそれよりも僅かに長いだけなので、 \hat{N}_{L2} の推定値は \hat{N}_{L1} の推定値よりもそれほど良好にはならない。しかし、L1周波数信号とL2周波数信号の両方の測定値を得ることができれば、下記のようにして遥かに長い波長の信号を合成することが可能である。新たな搬送波位相測定値

$$\begin{aligned} \phi_{L12} &= \phi_{L1} - \phi_{L2} = r \left(\frac{1}{\lambda_{L1}} - \frac{1}{\lambda_{L2}} \right) + (N_{L1} - N_{L2}) + \varepsilon_{\phi_{L12}} \\ &= r \left(\frac{f_{L1} - f_{L2}}{c} \right) + (N_{L1} - N_{L2}) + \varepsilon_{\phi_{L12}} \quad (7. 34) \\ &\quad \frac{r}{\lambda_{L12}} + N_{L12} + \varepsilon_{\phi_{L12}} \end{aligned}$$

を定義する。上記の式において $\lambda_{L12} = c/(f_{L1} - f_{L2}) = 0.862m$ は、新たに定義された「ワイドレーン」(wide lane) と呼ばれる測定値の波長である。これに相当する周波数は $f_{L12} = (f_{L1} - f_{L2}) = 347.82MHz$ であり、 $N_{L12} = (N_{L1} - N_{L2})$ は、ワイドレーン2重差分の整数不定性を書き表している。

N_{L12} の値は

$$\hat{N}_{L12} = \left[\phi_{L12} - \frac{\rho_{L12}}{\lambda_{L12}} \right]_{\text{roundoff}} \quad (7.35)$$

と推定可能である。

前述と同様に、 $\sigma(\hat{N}_{L12}) \approx 1.2$ と定めておく。原理的には、無相関な10エポックの測定値を用いれば、推定値の誤差の標準偏差を半サイクル以下に低減させることが可能であろう。明らかにワイドレーン不定性を推定することは、 N_{L1} あるいは N_{L2} を推定することよりも容易である。この恩恵は多周波数測定値を利用することによって生まれたものであり、このことを「周波数的ダイバーシティ」(frequency diversity)と呼ぶ。

ここで、120m基線長条件の測定例に戻る。図7.8は、式(7.35)を用いて1秒毎に計算して求めたワイドレーン整数値の誤差をプロットしたものである。今回は数十秒の時間を用いて正しい答えが得られている。推定誤差の標準偏差の値は約0.6サイクルであり、比較のために単純化されたモデル値の方は1.2サイクルである。既に指摘したように、この問題は余り難しい問題というわけではないのだが、一連のデータ時系列を利用することは確かに役に立つことを示している。

N_{L12} の推定は N_{L1} あるいは N_{L2} の推定よりも容易であるということを示したが、それならば N_{L1} 及び N_{L2} のことを忘れてしまって、単に N_{L12} を推定し、それを用いて相対位置ベクトルを求めても差し支えないはずである。確かに位置精度に関する要求が厳しくなければ、そのようにしても差し支えない。このことは下記において議論する。ワイドレーン測定値はL1周波数信号あるいはL2周波数信号の測定値と比較すると雑音が大きい。

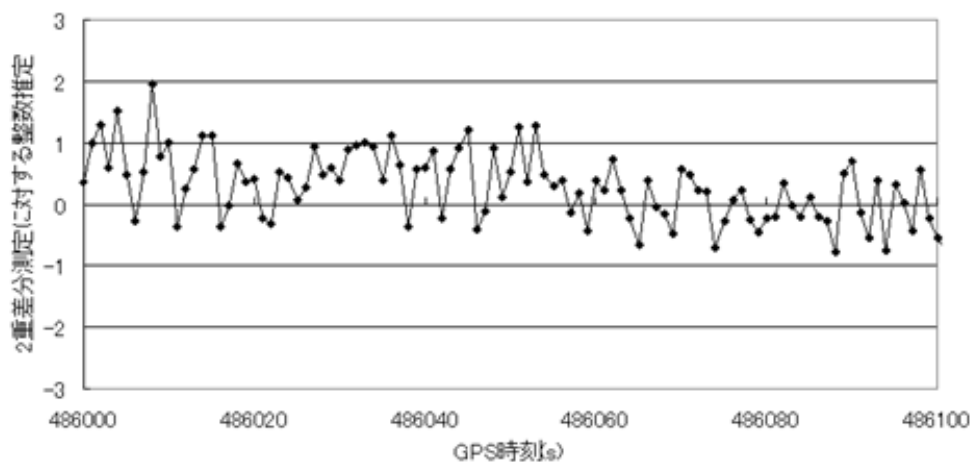


図7.8 ワイドレーン信号の2重差分測定値に対する整数推定 (100秒間の推定値)

不定性が決定された後は、長さの単位を用いて搬送波位相を書き表して、位置の推定に関する説明を進める。前述と同様に、 $\Phi_q = \lambda_q N_q$ ($q=L1, L2$, もしくは $L12$) と書き表して、

$$r = (\Phi_q - \lambda_q N_q)$$

を解いて位置推定を行う。また Φ_{L12} のノイズを以下の式より求める。

$$\begin{aligned}\Phi_{L12} &= \frac{f_{L1}}{(f_{L1} - f_{L2})} \Phi_{L1} - \frac{f_{L2}}{(f_{L1} - f_{L2})} \Phi_{L2} \\ &= \frac{154}{34} \Phi_{L1} - \frac{120}{34} \Phi_{L2}\end{aligned}\quad (7.36)$$

上の式より、 Φ_{L12} のノイズは、 Φ_{L1} や Φ_{L2} のノイズの約6倍へ拡大する。

$$\sqrt{\left(\frac{154}{34}\right)^2 + \left(\frac{120}{34}\right)^2} = 5.7$$

これはワイドレーン測定値における不利な点である。これだけでなく、異なる性質を有する他の種類の搬送波位相測定値の線形結合も定義可能である。

N_{L12} が正確に推定されると、 N_{L1} 及び N_{L2} を下記のようにして推定可能である。下記の観測方程式

$$\begin{aligned}\phi_{L1} &= \frac{r}{\lambda_{L1}} + N_{L1} + \varepsilon_{\phi_{L1}} \\ \phi_{L2} &= \frac{r}{\lambda_{L2}} + N_{L2} + \varepsilon_{\phi_{L2}}\end{aligned}$$

を用いて、

$$N_{L1} - \frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} N_{L2} = \phi_{L1} - \frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} \phi_{L2} + \varepsilon \quad (7.39)$$

を得る。加えて、既に

$$N_{L1} - N_{L2} = N_{L12} \quad (7.40)$$

を得ている。式 (7.39) と式 (7.40) を解いて、 N_{L1} 及び N_{L2} を推定可能である。

$$\hat{N}_{L1} = \left(\frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} - 1 \right)^{-1} \left(\frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} N_{L12} - \phi_{L1} + \frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} \phi_{L2} \right) \quad (7.41)$$

この推定値の標準偏差は

$$\sigma(\hat{N}_{L1}) = \left(\frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} - 1 \right) \sqrt{2.65} \sigma(\hat{\varepsilon}_{\phi_{L1}}) \approx 6 \sigma(\hat{\varepsilon}_{\phi_{L1}}) \quad (7.42)$$

である。ワイドレーン整数不定性を正しく推定した後において、L1周波数信号及びL2周波数信号の整数不定性に対する推定の成功の可否は、これらの測定値の品質に依存すること

になる。L1周波数信号及びL2周波数信号の2重差分測定値の0.05サイクルの標準偏差は、 N_{L1} もしくは N_{L2} の推定においては0.3サイクルに増大するであろう。不確実性の大きさを低減させるためには、この推定値に対して時間的平均を施す必要がある。

7.5 全可視衛星2重差分の連立式に対する不定性決定

本節においては2重差分搬送波位相の測定値を扱い、単位もサイクルに戻して説明を行う。K機の可視衛星に対するL1周波数信号の搬送波位相測定値は、各エポックに対してK-1本の2重差分方程式を与える。さらに2周波数受信機においては、L2周波数信号の測定値を用いて得られたK-1本の方程式を追加する。番号1を基準衛星に指定して表記を簡素化し（1=1）、エポック t_i における搬送波周波数qに対するK-1本の2重差分方程式を

$$\begin{aligned} \phi_q^{(21)}(i) &= \lambda_q^{-1} r^{(21)}(i) + N_q^{(21)} + \varepsilon_{\phi,q}^{(21)}(i) \\ \phi_q^{(31)}(i) &= \lambda_q^{-1} r^{(31)}(i) + N_q^{(31)} + \varepsilon_{\phi,q}^{(31)}(i) \\ &\vdots \\ \phi_q^{(K1)}(i) &= \lambda_q^{-1} r^{(K1)}(i) + N_q^{(K1)} + \varepsilon_{\phi,q}^{(K1)}(i) \end{aligned} \quad (7.43)$$

と書き表す。この方程式の組（7.43）は、1エポックに対する2重差分測定値の式（7.25）を、エポックの区別iを省略することなく書き表したものである。次のエポック t_{i+1} においては、各周波数に対してK-1本の方程式が追加される。搬送波位相の追尾が持続しているとして、ユーザが移動していると各エポックに対して3個の未知数（すなわち新たな位置座標変数）が追加される。逆にユーザが静止していれば第2エポック以降に対する新たな位置座標変数の追加はない。2周波数の測定値を得ることが可能な場合には、ワイドレーン測定値（L12）のみか、あるいはL1周波数信号もしくはL2周波数信号の測定値と合わせて解析するかを選択肢が存在する。

時間的な制約が無く、かつモデル化されていない大きな誤差もほとんど含まれていなければ、式（7.43）における整数値推定の問題には、特に原理的な困難点は生じない。ユーザが静止している初期化を考えることにすると、単一周波数測定値の場合に対しては $3+(K-1)$ 個の未知数が存在し、2周波数測定値の場合に対しては $3+2(K-1)$ 個の未知数が存在し、方程式の本数については観測時間の経過につれて増えていく。冗長な測定値、好ましい衛星の幾何的配置、2周波数測定値、観測時間内において衛星の幾何的配置に十分な変化が存在すれば、良好な推定を有効に得ることが可能となる。モデル化されていない誤差が含まれていると良好な推定に対する妨げとなる。このような誤差は基線長と共に通常は増大するが、どちらかの受信機が重大なマルチパス雑音を被っている場合には深刻な障害と

なる。

方程式 (7. 4 3) は整数変数に対して線形であるが、位置座標変数に対しては非線形である。第3章と同じ接近方法を用いて、これらのパラメータの推定を行う。すなわち、未知数の数よりも方程式の数の方が多くなる線形方程式の系を作り、最小二乗規準を用いてそれを解く。この問題を次に取り上げる。

7. 5. 1 位置推定の線形モデル

まず、搬送波位相に対する2重差分方程式の一般形 (7. 2 5) を、周波数 q の指定を省略した形を用いて再掲する。

$$\phi^{(kl)} = \lambda^{-1} r^{(kl)} + N^{(kl)} + \varepsilon_{\phi}^{(kl)} \quad (7. 4 4)$$

次に、静止基準点の位置 \mathbf{x}_r は既知であり、この基準点位置に対してユーザ位置 \mathbf{x}_u が持つ相対的な位置ベクトル \mathbf{x}_{ur} の推定が課題である。

$$\mathbf{x}_{ur} = \mathbf{x}_u - \mathbf{x}_r$$

この相対位置ベクトルに対する推定の初期値 \mathbf{x}_0 を固定する。(例えばこの値を $\mathbf{x}_0 = \mathbf{0}$ に固定しても、下記の議論を進めるに当たっては特に問題はない) これを用いると、

$$\mathbf{x}_{ur} = \mathbf{x}_0 + \delta\mathbf{x}$$

と書き表すことが可能であり、求めるべき未知数は、上記の推定初期値に対する修正の項 $\delta\mathbf{x}$ となる。このような変形を施した結果、この $\delta\mathbf{x}$ は下記に示す線形方程式の解として計算することが可能である。式 (7. 1 9) を用いると下記のように計算される。

$$\begin{aligned} r^{(kl)} &= -(\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \mathbf{x}_{ur} \\ &= -(\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \mathbf{x}_0 - (\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \delta\mathbf{x} \quad (7. 4 5) \\ &= r_0^{(kl)} - (\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \delta\mathbf{x} \end{aligned}$$

$r^{(kl)}$ に関するこの表現を式 (7. 4 4) に代入すると

$$\phi^{(kl)} = \lambda^{-1} r_0^{(kl)} - \lambda^{-1} (\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \delta\mathbf{x} + N^{(kl)} + \varepsilon_{\phi}^{(kl)}$$

となる。各項をまとめ直し、 $\mathbf{y}^{(kl)} = \phi^{(kl)} - \lambda^{-1} r_0^{(kl)}$ 及び $\mathbf{g}^{(kl)} = -\lambda^{-1} (\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)})$ と置くと、式 (7. 4 4) を用いて線形方程式

$$\mathbf{y}^{(kl)} = \mathbf{g}^{(kl)} \cdot \delta\mathbf{x} + N^{(kl)} + \varepsilon_{\phi}^{(kl)} \quad (7. 4 6)$$

が導かれる。ここで注意しなければならない点は、上記の方程式を最小二乗法により解く際に、視線方向ベクトルを計算する部分が常に基準局側から算出されると、基線長が大きくなる(数km以上)と正確に計算されないことである。ゆえに、視線方向ベクトルは、実際に位置を求める移動局側から計算しなければならない。

エポック t_i の単一周波数あるいは2周波数測定値を用いて得ることが可能な線形方程式の全てを、ベクトル-行列表現

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{G}(i)\delta\mathbf{x} + \mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon}_\phi(i) \quad (7.47)$$

にまとめる。上記の式において $\mathbf{y}(i)$ は初期位置を推定するための搬送波位相2重差分の測定値とその計算値と間の差を表し、 $\mathbf{G}(i)$ は衛星-ユーザ局-基準局の間の幾何的な位置関係を2重差分測定値に対して特徴付ける観測行列であり、 $\delta\mathbf{x}$ は初期位置推定の誤差であり、 \mathbf{N} は推定されるべき2重差分整数不定性のベクトルである。 \tilde{K} 個の2重差分測定値が存在すると、 $\mathbf{G}(i)$ は \tilde{K} 行3列の行列であり、 \mathbf{N} は \tilde{K} 成分を持つベクトルである。(K機の衛星が見えているとすると、単一周波数測定値の場合には $\tilde{K} = K - 1$ であり、2周波数測定値の場合には $\tilde{K} = 2(K-1)$ となる)

ユーザが静止しているという単純化された場合を考えると、その次の測定エポックは \tilde{K} 本の方程式

$$\mathbf{y}(i+1) = \mathbf{G}(i+1)\delta\mathbf{x} + \mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon}_\phi(i+1) \quad (7.48)$$

を追加する。式 (7.47) と式 (7.48) をまとめると

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}(i) \\ \mathbf{y}(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}(i) \\ \mathbf{G}(i+1) \end{bmatrix} \delta\mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{N} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_\phi(i) \\ \boldsymbol{\varepsilon}_\phi(i+1) \end{bmatrix} \quad (7.49)$$

となる。複数のエポックを対象とする一般的な測定値の場合には、式 (7.49) を

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\delta\mathbf{x} + \mathbf{A}\mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (7.50)$$

と書き表すことが可能である。最小二乗規準を用いて、コスト関数

$$c(\delta\mathbf{x}, \mathbf{N}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{G}\delta\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{N}\|^2 \quad (7.51)$$

を最小にする実数値の3成分ベクトル $\delta\mathbf{x}$ 及び整数値 \tilde{K} 成分ベクトルを求める。コスト関数は残差ベクトルの単純な二乗和である。キネマティック測量の場合には、 $\delta\mathbf{x}$ はエポック毎に変化する。しかしながら、問題を上記のように定式化するに当たって困難は存在しない。測定値に重みを与える根拠が存在するならば、式 (7.51) を重み付き最小二乗問題として定式化も可能である。

式 (7.51) の最小化を行うことは、 \mathbf{N} の各要素が整数であるという拘束が課されていないならば容易であろう。課題点は、「整数最小二乗」 (integer least squares) の問題である。もしも問題を単純化し通常の形にしたいと考えるのであれば、この拘束条件を無視するであろう。他の方法では、整数の組の推定という拘束を課して、最良な解を探索する。原理的には、単一エポックの測定値を用いて解を得ることが可能である。

整数推定値が与えられれば、正確な位置推定値を得ることは容易である。位置推定値が

正確精密であるためには、整数不定性が正しく推定されていることを保証する必要がある。このことは大切な問題を提起する。すなわち、整数推定値の正しさをどうやって示せば良いのだろうか？整数推定値の正しさを確認する手続きは検証と呼ばれる。実時間的な推定値の検証は難しい問題であるが、整数推定値問題ほどには関心が持たれなかった。

7. 5. 2 フロート解

与えられた搬送波位相測定値の時系列に対して、一括型もしくは逐次型の方法を用いて処理し、その整数不定性を推定するアルゴリズムを作ることが可能である。ただし、その推定値は実数値（すなわち浮動小数点型表現の数）である。そのような推定値は、「フロート解」（float solution）と呼ばれる。フロート解の値に対して四捨五入を行うとフィックス解すなわち整数推定値が求められる。フロート解が整数値に近づくようであれば、その推定値が良好であるという示唆を与えている。実際には、フロート推定値の整数への収束は遅い傾向がある。その理由は、数秒以内に測定された値の相互間には強い相関が存在するので、フロート値に対して四捨五入を行い整数値を求めることは誤った結果を生むおそれもある。

拘束を加えずに式（7. 5 1）を解くことは本質的に困難な問題ではなく、フロート解に基づく各種の整数不定性推定アルゴリズムが発表されている。さらに基本的手法を特許化した技術が、多くの商業的RTKパッケージに組み込まれている。これらのパッケージは、結果が出るまでに数秒間待っても許されるような測量及び産業／農業分野において活躍している。ときには間違い（すなわち整数不定性に対する不正解決）も発生するが、その発生後の数秒以内には検知されることも多く、ある程度までは受忍する必要がある。信号が途切れることなく長時間に渡る測定値が与えられたならば、整数不定性決定も整数値の検証も困難な問題ではない。高速に移動する自動車を含むナビゲーションへの応用においては、両方の問題の信頼性を高めることが課題である。2周波数信号（L1及びL2）を用いる条件においても、瞬時の（すなわち、1エポックを用いての）不定性決定と結果の検証は困難な課題である。3周波数信号（L1、L2、L5）が利用可能になれば状況は改善するであろう。

7. 5. 3 アンビギュイティ探索手法

最良な解を求める探索手法は、基本的には次のような各手順の要素に分解される。すなわち、どのような空間領域を探索すべきかを定義し、その領域の内部に格子を設定し、コスト関数を定義してから、その格子点の各点に対してコスト関数の値を計算する。最終的

には、コスト関数の最小値を実現する格子点が、求めるべき最良な解を与えることになる。

整数不定性決定とその探索の問題に対して最も早く取り組んだのは、Counselman and Gourevitch (1981) による仕事である。彼らの探索アルゴリズムである「不定性関数法」(Ambiguity Function Method、AFM法)は、初期の受信機に対してしばしば悩みの種となっていたサイクルスリップが発生した場合にも対応可能となるように設計されている。このAFM法における考え方の基本は、真の受信機位置を確実に内部に含んでいる空間領域、具体的には立方体型の領域を考える点にあり、探索はその領域内部に対して行われる。この立方体領域を実際にどの位置に設定すべきかについては、コード擬似距離測定値を用いた2重差分測位の計算から得た推定位置を、立方体の中心点に設定しても差し支えない。この立方体領域内に格子を設定した上で、解の候補となる全ての格子点を調べ、式(7.43)に対する適合の可否を判断する。もしも何の誤差も存在しないと仮定すれば、どの衛星に対しても、真の受信機位置を与えて求めた伝搬距離の計算値と搬送波位相を用いた実際の測定値との両者の間には次のような関係が成立するはずである。すなわち、どの2衛星を用いて2重差分を作ったとしても、これら両者の2重差分量を比較してみると、差は必ず整数値を示すはずである。なお探索領域をどれだけの大きさに設定すべきかについては、真の受信機位置を確実に内部に含んでいるだけの大きさを持っている必要があるが、同時に、妥当な時間内に探索を全て完了する必要があるので、大きすぎることがあってもならない。

上記のAFM法は3次元的位置の実空間内において探索を行う手法であるが、これに代わる手法としては、整数未知数のパラメータの空間内において探索を行う手法が挙げられる。この場合にも同様に、探索すべき領域の設定に関しては、コード擬似距離測定値に基づく推定値をその領域の中心点に設定しても差し支えない。具体的には式(7.43)を用いて、この推定値、すなわち、整数未知数に対する初期値的実数解を求めることになる。位置推定初期値に関する誤差限界の推定は、各々の整数値に対する不確実性の大きさの範囲を定める。ここで、探索されるべき整数値の格子が存在するものとする。基本的なアイデアは、図7.2に示される理想化された2次元の例に図示されている。コード位相測定値に基づいた位置推定値を中心とする円が描かれている。真の位置はこの円内に存在すると仮定する。3対の可視衛星2重差分が存在し、各々に対する測定距離には±2波長の大きさの不確実性が存在しているとすると、その3個の整数変数に対する潜在的な解として探索すべき値は 5^3 個の組み合わせが存在する。この図の中で、各々の波の波面が1点上に交わらない程度の尺度値をコスト関数として定義可能だろう。このような探索によって正しい答えを得ることも可能であろう。

実時間的な解を得ようとしているのにも関わらず、探索空間は巨大な大きさになってしまふ。コード位相測定値を用いた位置推定値の誤差が1m以下ということを知っているものとする。搬送波の波長が約20cmであるので、各々の整数の不確実性の大きさは±5サイクルとなる。もしも10個の整数を推定する必要があるとすると、 10^{11} 個の整数ベクトルの候補に対してコスト関数を評価する必要がある。しかしながらこの候補ベクトルの集合は巨大すぎるので実時間的な探索は困難である。波長0.86mのワイドレーン測定値を用いると、上記例に対する全ての不確実性の大きさは3サイクルへ低減される。すなわち、 10^3 個の整数ベクトルの候補に対してコスト関数を評価すれば良い。次に、探索空間のサイズを小さくするための接近方法を見てみる。

問題設定を単純化し、K機の可視衛星を用いて得られたL1周波数信号の搬送波位相の単一エポック測定値を考えてみよう。式(7.47)を用いて、位置を推定するための線形方程式の組は

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\delta\mathbf{x} + \mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (7.52)$$

と書き表すことができる。整数ベクトルの格子を探索して最良な \mathbf{N} を決定することを考えよう。その各ステップは、(i) \mathbf{N} を選び、(ii)式(7.52)を用いて $\delta\mathbf{x}$ を計算し、(iii)式(7.51)を用いてコスト関数 $c(\delta\mathbf{x}, \mathbf{N})$ を計算する。最適な \mathbf{N} はこのコスト関数を最小化するだろう。

K-1本の2重差分方程式が得られており、K+2個の未知数(3個の位置座標とK-1個の整数不定性)が含まれているように見える。もしも不定性が整数であるという拘束が課されていなければ、方程式の数が不足しているので、無数に解が存在することになるだろう。実際にはHatch(1990)が指摘したように、式(7.52)あるいは式(7.49)に含まれる独立な未知数の数は3個である。どれでも構わないから3個の正しい整数不定性の値が与えられれば、ユーザの位置を正確に決定可能であり、残りの不定性も決定可能である。これとは逆に、3次元座標が与えられれば、全てのK-1個の整数不定性は自動的に決定される。K-4本の方程式は冗長である。これらは整数最小問題が持っている特有の性質であることを理解する必要がある。すなわち、整数の全ての組み合わせが許容されるわけではないので、直方体の箱の中の全ての格子点を調べる必要はない。その秘訣は、許容される整数ベクトルの対象を限定するための方法を見つけることである。

実際に4衛星を用いて得た測定値を使用すれば、位置を推定可能であり、K(>4)機の可視衛星が存在する場合にはそのうちのK-4機が冗長であることを我々は既に理解している。従って、K-1個の整数不定性は3個の自由度に拘束されている。ただし、どのようにこの洞察

を生かし、冗長的な測定値の利点を十分に生かしながら、式(7.52)を解いて不定性を決定すれば良いのかに対しては、その答えを速やかに見通すことは困難である。この段落における議論は、2周波数信号を利用する条件下や、複数エポックの測定値を利用する条件下においても通用する。

整数不定性に関する拘束に対して入念な洞察に基づいた接近方法が、Hatch (1990) によって提案されている。この方法は基本的には下記の各ステップから構成される。

- ・可視衛星を2群へ、すなわち4機の衛星から構成される主衛星群とK-4機の従衛星群とへ分割する。
- ・初期位置推定値とその不確実性の大きさが与えられて、主衛星群に対する整数候補の集合を生成し、対応する位置推定値の集合を生成する。
- ・この集合に属する位置推定値の各々に対して、従衛星群の測定値との間の整合性を検査する。位置推定値が正しい場合には、搬送波位相の測定値とモデル計算値との間の差は、どの衛星の組に対しても整数値に近いだろう。

この方法の不利な点は、4機の衛星という部分集合を用いて位置を推定しているので、冗長的な測定値の利点を十分に発揮させられないという点である。

さらに、探索への接近方法を工夫した注目すべき2種類の方法が存在する。すなわち、Teunissen等が発表した「最小二乗不定性無相関化調整法」(Least-Squares Ambiguity Decorrelation Adjustment method、LAMBDA法)と、Pratt等が発表した「局所的最小値探索法」(Local Minima Search algorithm、LMS法)である。両方のアルゴリズムとも、候補の集合の中から整数の不定性を探索する。しかしながら、各々独自の接近方法を用いて、この集合のサイズは大幅に低減させられている。これらのアルゴリズムは、線形代数の概念に関して、いくらかの知識を要求する。実装の詳細については関連文献を参照されたい。

7.6 3つの周波数を利用した場合のアンビギュイティ決定

計画中であるGPS近代化においては、中心周波数1176.45MHzを持つL5帯に第3の民生用信号が追加されることが、各種の強化策の中でも大きな焦点である。現在は、このPRNコード信号の構造について議論が進められている最中であるが、そのチップレートは10.23Mbpsであり、C/Aコードよりも遥かに短い周期になることが予想されている。しかしながら、差し当たっての議論対象は、搬送波位相測定値に限られている。下記において、3周波数信号を用いた搬送波測定値の潜在的な利点について述べる。3周波数とは、1575.42MHz(L1)、1227.6MHz(L2)、1176.45MHz(L5)である。

前述と同様に、短基線長条件の2重差分搬送波及びコード位相に対するモデルは

$$\begin{aligned}\phi_q &= \frac{r}{\lambda_q} + N_q + \varepsilon_{\phi_q} \\ \rho_q &= r + \varepsilon_{\rho_q}\end{aligned}\quad (7.53)$$

である。上記の式において、変数 q はL1、L2、もしくはL5を表すとし、 $\sigma(\phi_q)=0.05$ サイクル及び $\sigma(\rho_q)=1m$ とする。3種類の民生用周波数を利用可能とすると、受信機は3種類のビート周波数信号を発生可能である。

$$\begin{aligned}\phi_{L12} &= \phi_{L1} - \phi_{L2}, \quad \text{ワイドレーン(wide-lane, WL)信号} \\ \phi_{L15} &= \phi_{L1} - \phi_{L5}, \quad \text{中間的レーン(mediaum-lane, ML)信号} \\ \phi_{L25} &= \phi_{L2} - \phi_{L5}, \quad \text{超ワイドレーン(extra-wide-lane, EWL)信号}\end{aligned}$$

既に、第7.4.2項においてワイドレーン信号について議論した。中間的レーン信号は波長0.751mである。超ワイドレーン信号は波長5.861mである。表7.1に信号特性のまとめを示す。

表7.1 GPS近代化実現時に利用可能となる搬送波とビート周波数の信号

搬送波信号	周波数 (MHz)	波長 (m)
L1	$f_{L1}=1575.42$	0.190
L2	$f_{L2}=1227.60$	0.244
L5	$f_{L5}=1176.45$	0.255
L1-L5	$f_{L15}=398.97$	0.751 (中間的レーン)
L1-L2	$f_{L12}=347.82$	0.862 (ワイドレーン)
L2-L5	$f_{L25}=51.15$	5.861 (超ワイドレーン)

下記の解析においては、本質的に第7.4節の接近方法に従う。すなわち最も容易な超ワイドレーン信号から始めて数段階のステップを経て整数不定性を決定するという考え方に基礎をおく。超ワイドレーン整数値の推定は、ワイドレーン推定値を推定する手段を与える。これがL1周波数信号の搬送波位相の整数値推定を助けることになる。すなわち2重差分距離 (r) の推定を各ステップにおいて向上させて行く。i番目のステップの推定値を $\hat{r}(i)$ と書き表す。

・ステップ1 利用可能な2重差分距離の最良な初期推定値から開始する。すなわちL5周波数信号測定値の2重差分コード擬似距離である。(L5周波数信号はL1あるいはL2周波数信号よりも大きい電力と、C/Aコードよりも高速なチップレートになる予定である)

$$\hat{r}(1) = \rho_{L5}, \quad \sigma[\hat{r}(1)] \approx 1m$$

・ステップ2 ステップ1において求められた2重差分距離の推定値を用いて、超ワイドレーン信号の整数値不定性を

$$\hat{N}_{L25} = \left[(\phi_{L2} - \phi_{L5}) - \frac{\hat{r}(1)}{\lambda_{L25}} \right]_{\text{round off}} \quad (7.54)$$

と推定する。 $\lambda_{L25} = 5.86m$ であり、 $\sigma(\hat{N}_{L25}) = 0.2$ サイクルであるので悪くはない。単一エポックの測定値を用いて得られた整数推定値を信頼して差し支えないようである。超ワイドレーン整数値の推定は容易であり、正しく推定可能であるので(すなわち、 $\hat{N}_{L25} = N_{L25}$)、2重差分距離の推定値に対して

$$\hat{r}(2) = \lambda_{L25} (\phi_{L2} - \phi_{L5} - \hat{N}_{L25}), \quad \sigma[\hat{r}(2)] \approx 40cm$$

と改善が可能である。サブメートル級の誤差の距離推定値は、サブメートル級の誤差の位置推定値を導く。この精度の水準で満足だと判断すれば、この位置推定値をそのまま用いても差し支えない。そうでなければ、ステップ3に進む。

・ステップ3 ステップ2において得られた2重差分距離に対する改善された推定値を用いて、ワイドレーン整数値 N_{L12} を推定し、

$$\hat{N}_{L12} = \left[(\phi_{L1} - \phi_{L2}) - \frac{\hat{r}(2)}{\lambda_{L12}} \right]_{\text{round off}}, \quad \sigma[\hat{N}_{L12}] \approx 0.5\text{cycle} \quad (7.55)$$

とする。この推定値の精度は余り好ましい水準とは言えない。このワイドレーン整数推定値の精度を満足な水準にするためには、その標準偏差を半分にする必要がある。第7.4.2項において議論されたように、それは平均化を行うことを意味する。ひとたびワイドレーン不定性を決定することに成功すると、2重差分距離の推定値に対してさらに改善が可能である。

$$\hat{r}(3) = \lambda_{L12} (\phi_{L1} - \phi_{L2} - \hat{N}_{L12}), \quad \sigma[\hat{r}(3)] \approx 6cm$$

2重差分距離のそのような推定値は、数センチメートル級の誤差を持つ位置推定に導く。この精度の水準で満足だと判断すれば終了しても差し支えない。そうでなければ、次のステップに進む。

・ステップ4 ステップ3において得られた2重差分距離に対する改善された推定値を用いて、L1周波数信号の整数不定性を推定し、

$$\hat{N}_{L1} = \left[\phi_{L1} - \frac{\hat{r}(3)}{\lambda_{L1}} \right]_{\text{round off}}, \quad \sigma[\hat{N}_{L1}] \approx 0.3 \text{ cycle} \quad (7.56)$$

とする。これが最終結果である。L1周波数信号の不定性を決定することに成功すると、精度が5mm級の標準偏差を持つ距離推定値が手に入るのので、これに相当する精度を持つ位置推定値を得る。

第3の周波数信号（L5）の恩恵についてまとめる。超ワイドレーンを発生させることが可能であり、誤差を制御可能ならば、対応する整数値は容易に推定可能である。超ワイドレーン不定性が決定されれば、ワイドレーン整数値の推定問題は、確実というわけではないが以前よりも遥かに容易になる。L1及びL2周波数信号の整数値を推定する次のステップは、今までと同様である。上記の解析は、測定データ品質に対する一般的なモデルに基づいている。測定値が悪ければ、結果も良好ではないであろう。

7.7 実データを用いた短基線精密測位結果

ここでは、実際の静止と移動体の生データを用いて、現実にどの程度の精密測位サービスを行うことができているのかを示す。電離層と対流圏の影響を無視するために基線長は2-3km以内とした。また周囲環境（マルチパスや可視衛星数）によってもサービスの程度が大きく異なることから、マルチパス環境に応じていくつかのデータを解析した。使用受信機は、全実験でノバテル社製OEM4とした。この受信機の性能は、第5章で述べた strobo-correlator に相当するもので、遅延距離が約40m程度以上のマルチパス波に対しては影響を受けにくいものである。また使用アンテナは、静止、移動ともにノバテル社製GPS700とした（周囲環境が良の場合の移動局のみ、GPS700ではなくノバテル社製GPS502のチョークリングアンテナが使用されている）。このアンテナの特徴は、ピンホイールという技術が利用されており、右旋円偏波の利得を左旋円偏波の利得よりも大きくし、反射により偏波が逆転しているマルチパス波の影響を受けにくくしている。なお、静止データの場合も、ユーザ側を移動局と表現している。

7. 7. 1 精密測位に用いたアルゴリズム

本精密測位計算では、前節で述べたワイドレーンを利用してアンビギュイティを決定している。特にアンビギュイティ探索手法としては、可視衛星を2群へ、すなわち4機の衛星から構成される主衛星群とK-4機の従衛星群とへ分割する方法を用いた (Hatch)。その手法は、初期位置推定値とその不確実性の大きさが与えられて、主衛星群に対する整数候補の集合を生成し、対応する位置推定値の集合を生成する。この集合に属する位置推定値の各々に対して、従衛星群の測定値との間の整合性を検査する。位置推定値が正しい場合には、搬送波位相の測定値とモデル計算値との間の差は、どの衛星の組に対しても整数値に近いという特徴を利用してアンビギュイティを決定している。なお探索範囲はワイドレーンで±2、L1で±1とした。コード位相の標準偏差については、周囲の環境に応じて異なる値を利用している。環境が良い場合は、コード位相の標準偏差を40cm程度、環境が悪い場合は1m程度とした。静止の場合は、サイクルスリップが数十分に1回程度しか起こらないため、キャリアスミングを200秒行った。搬送波位相の標準偏差はL1で全て1mmとした。アンビギュイティを高速で求めるためにratio-testも実施した。残差最小と残差が2番目に最小の候補の残差値の比率がおよそ3以上になると、FIXしたものとみなした。

7. 7. 2 静止データ (周囲環境に応じて3段階)

以下に取得した静止データの概要を示す。順番に周囲環境が良い場合 (実験1) と周囲環境が悪い場合 (実験2)、周囲環境が中程度の場合 (実験3) である。静止データを取得する際にアンテナを設置した場所を示す概略図を図7. 9に示す。基準局は5F建ての第4実験棟の屋上。実験1の移動局のアンテナ (図では移動局1) は、6F建ての建物の屋上。実験2の移動局のアンテナ (図では移動局2) は、5F建ての大学院棟のそば。実験3の移動局のアンテナ (図では移動局3) は、5F建ての大学院棟と第4実験棟の間。

実験	取得日時	基準局	移動局
1	2004/10/4 13:00-10/5 13:00	第4実験棟屋上 (海洋大)	2号館屋上 (海洋大)
2	2004/10/5 13:00-10/6 13:00	第4実験棟屋上 (海洋大)	地上1 (海洋大)
3	2004/10/10 21:00-10/11 21:00	第4実験棟屋上 (海洋大)	地上2 (海洋大)

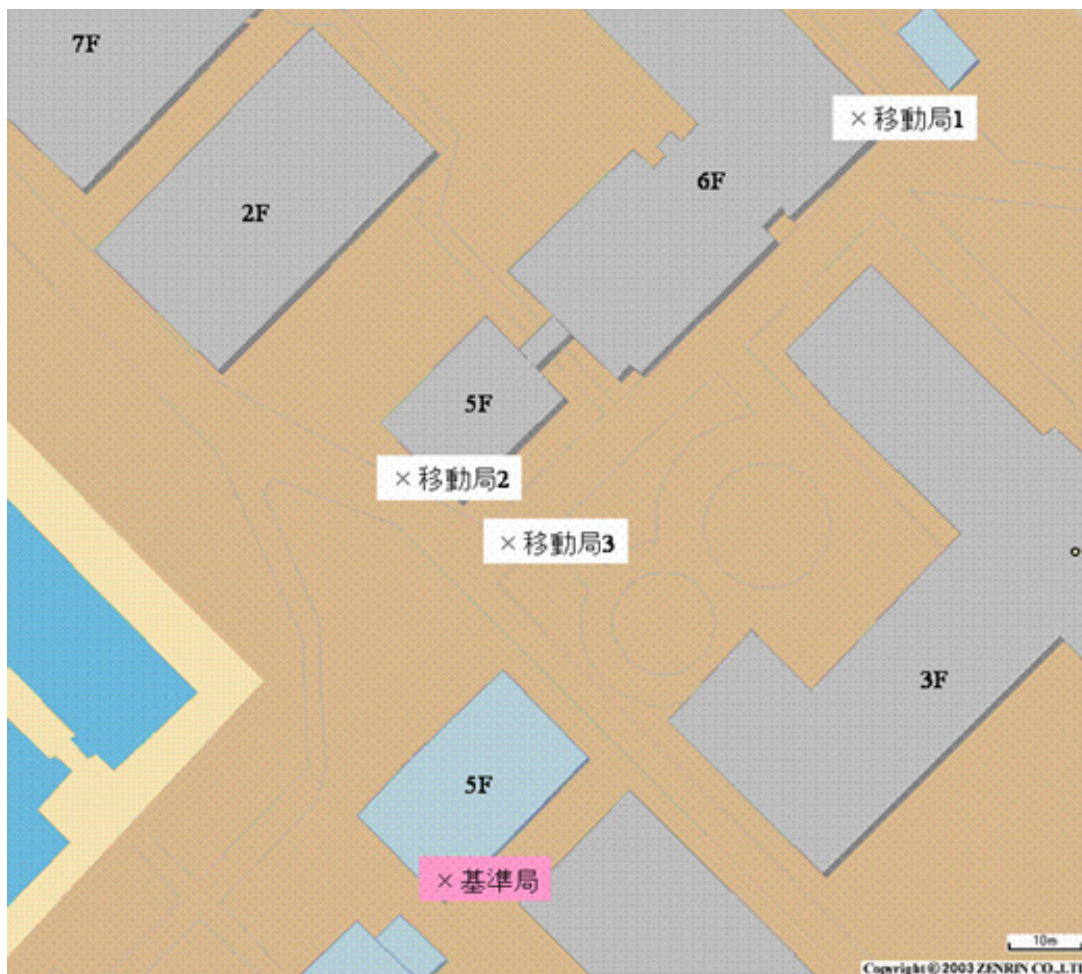


図 7. 9 アンテナ設置場所の概略図

実験1におけるコードによるDGPS測位結果（水平）を図7. 10に示す。なおデータ量を圧縮するために3秒ごとの結果を示している。中心位置は市販の後処理精密測位ソフトと本研究室の後処理精密測位ソフトにより決定している。DGPS測位の全体的な結果を把握する意味では十分である。キャリアスムージングを200秒行っているため、DGPS測位の水平方向の標準偏差値は0.34m、高度方向の標準偏差値は0.53mであった。また真値からのずれは、水平、高度方向ともに5cm未満であった。実験2におけるコードによるDGPS測位結果（水平）を図7. 11に示す。アンテナ近傍（10m前後）に5F建ての建物や木々が並ぶため、非常に大きなマルチパス誤差を生じていることがわかる。キャリアスムージングを200秒行っているが、DGPS測位の水平方向の標準偏差値は1.90m、高度方向の標準偏差値は3.95mであった。また真値からのずれは、水平方向で40cm程度、高度方向で10cm程度であった。実験3におけるコードによるDGPS測位結果（水平）を図7. 12に示す。アンテナ近傍（10m前後）に5F

建ての建物や木々が並ぶが、鏡面反射の起こる割合が実験2に比べて非常に小さい場所なので、それほど大きなマルチパス誤差を生じていない。キャリアスムージングを200秒行くと、DGPS測位の水平方向の標準偏差値は0.38m、高度方向の標準偏差値は0.54mであった。また真値からのずれは、水平方向で11cm程度、高度方向で12cm程度であった。実験2と実験3のアンテナは、いずれも地上で建物や木々に囲まれていたが、DGPS測位結果には差が現れた。これは実験2では、鏡面反射の強く起こる建物の真横に設置したのに対して、実験3では、建物の隅の方向に設置したことによるものであると思われる。後で示すが、可視衛星数も両者では異なり、実験3のほうが多かった。なおDGPS測位結果については、DOPの劣化による測位精度の大きな飛びを抑えるために、HDOPが10以上の結果は排除してある。よって実験2では、HDOPが10以上の時間帯も少し見られたので、実際には10m以上飛んでいる結果も見られた。

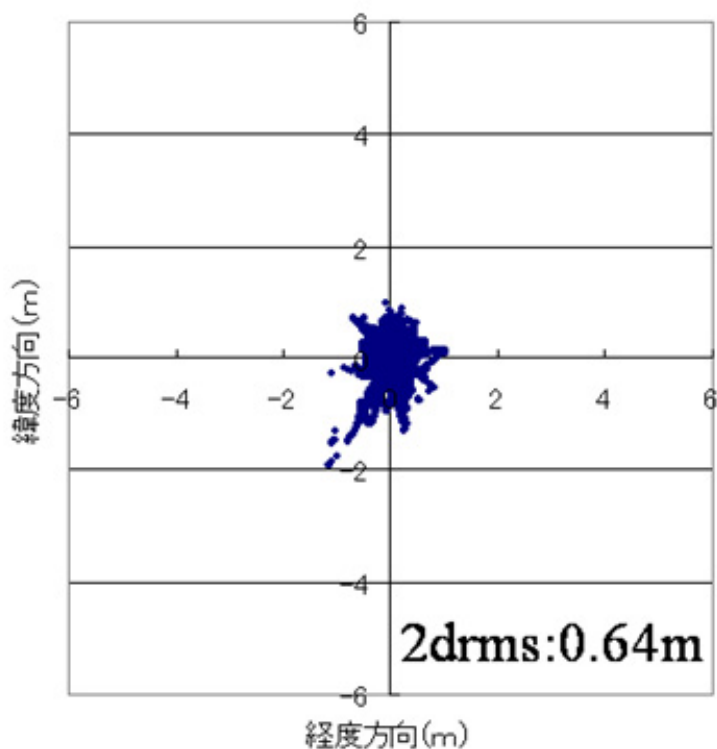


図7. 10 実験1（環境：良）におけるDGPS測位結果（水平方向）

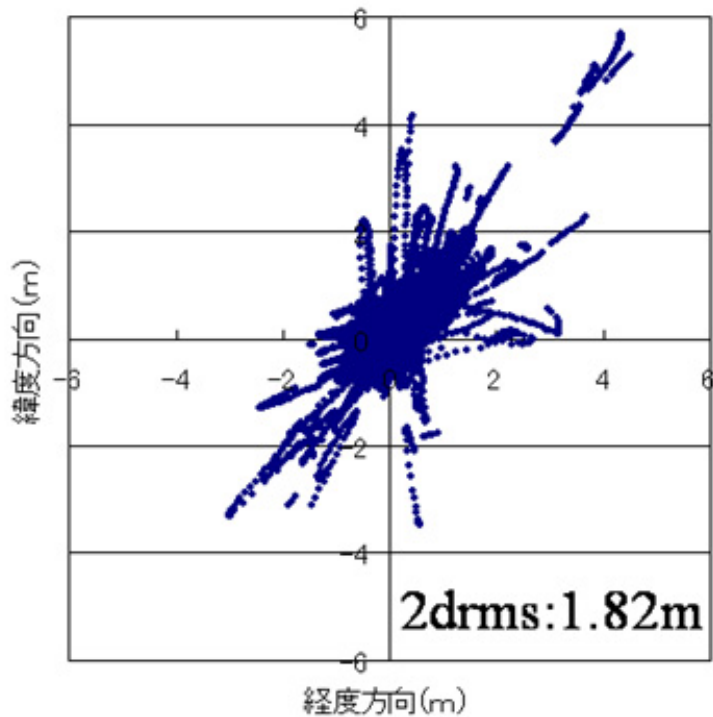


図 7. 1 1 実験2 (環境 : 悪) におけるDGPS測位結果 (水平方向)

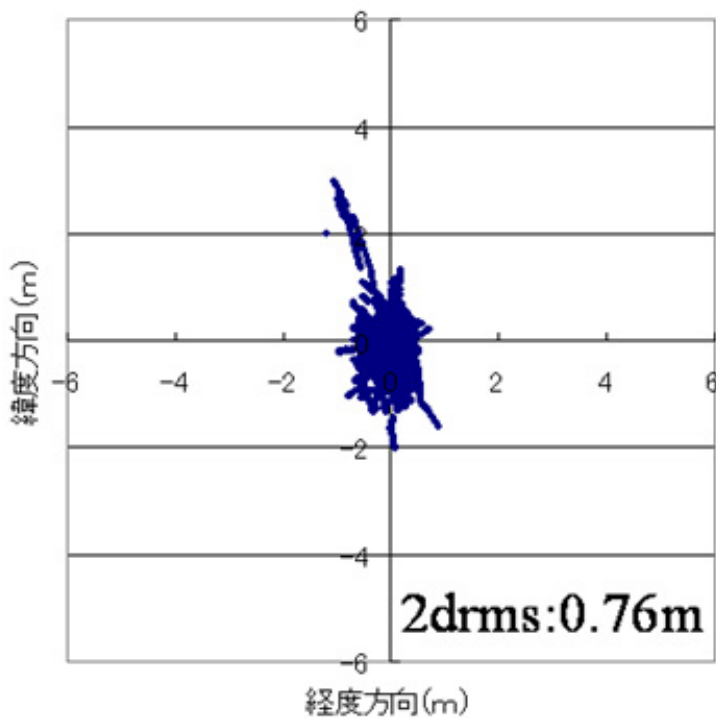


図 7. 1 2 実験3 (環境 : 中) におけるDGPS測位結果 (水平方向)

第7章 搬送波位相を利用する高精度測位

次にアンビギュイティ決定率を見るために、300秒ごとに初期化を行った結果、正しいFIX解が得られた統計値を表7. 2に示す。なお300秒以内に1つの候補に決まらなかった回数に関しては、括弧内に初期化の回数に対して、正しくFIXしなかった回数を記入した。また可視衛星数の頻度についても表7. 3に示す。初期化の回数は通常86400秒で288回であるが、実験2と3では、可視衛星が5個に満たないことやキャリアスモーキングの200秒間を使用できない衛星があることから、288回よりも少ない。本静止実験より、次のことがわかった。

- ある程度周囲が開けた環境では、適当な受信機とアンテナを選択すれば、数分以内で正しいFIX解を得ることは容易である。
- 周囲が建物に囲まれている環境では、アンテナの設置する場所によって大きくアンビギュイティ決定の困難さが変化する。特にある一定の方向から鏡面反射を大きく受けるような場所にアンテナを設置すると、大きなマルチパス誤差を受けることと可視衛星数の減少により、FIX解を得る信頼性は大きく減少する。

表7. 2 正しいFIX解が得られた統計値

実験	全初期化の回数	正しくFIXした回数	300秒以内に1つの候補に決まらなかった回数
1	288	281 (97.6%)	3 (7)
2	141	60 (42.6%)	15 (81)
3	269	210 (78.1%)	1 (59)

表7. 3 可視衛星数の頻度

	4個未満	5個	6個	7個	8個	9個	10個
実験1	0.01%	2.5%	11.1%	20.1%	32.3%	25.7%	8.3%
実験2	40.4%	32.2%	19.8%	5.8%	1.8%	0.0%	0.0%
実験3	3.4%	14.2%	20.9%	33.8%	21.9%	5.8%	0.0%

7. 7. 3 移動体データ（周囲環境良、周囲環境悪）

以下に取得した移動体データの概要を示す。順番に周囲環境が良い場合（実験1）と周囲環境が悪い場合（実験2）である。基準局は、静止データの場合と同様に、第4実験棟の屋上に設置した。移動側は車にアンテナと受信機をのせてデータを取得した。移動側の取得場所の概要図を図7. 13と図7. 14に示す。それぞれ晴海埠頭と東京海洋大学周辺の図である。図7. 13では、薄い黄色の部分で移動した範囲を示す。この周辺は仰角10度未満には障害物はほとんど見当たらない。図7. 14では、太い赤線が車の経路を示す。

実験	取得日時	基準局	移動局
1	2004/10/7 15:30-16:00	第4実験棟屋上（海洋大）	晴海埠頭
2	2004/10/8 13:00-13:15	第4実験棟屋上（海洋大）	海洋大周辺



図7. 13 移動側の概要図（晴海埠頭）

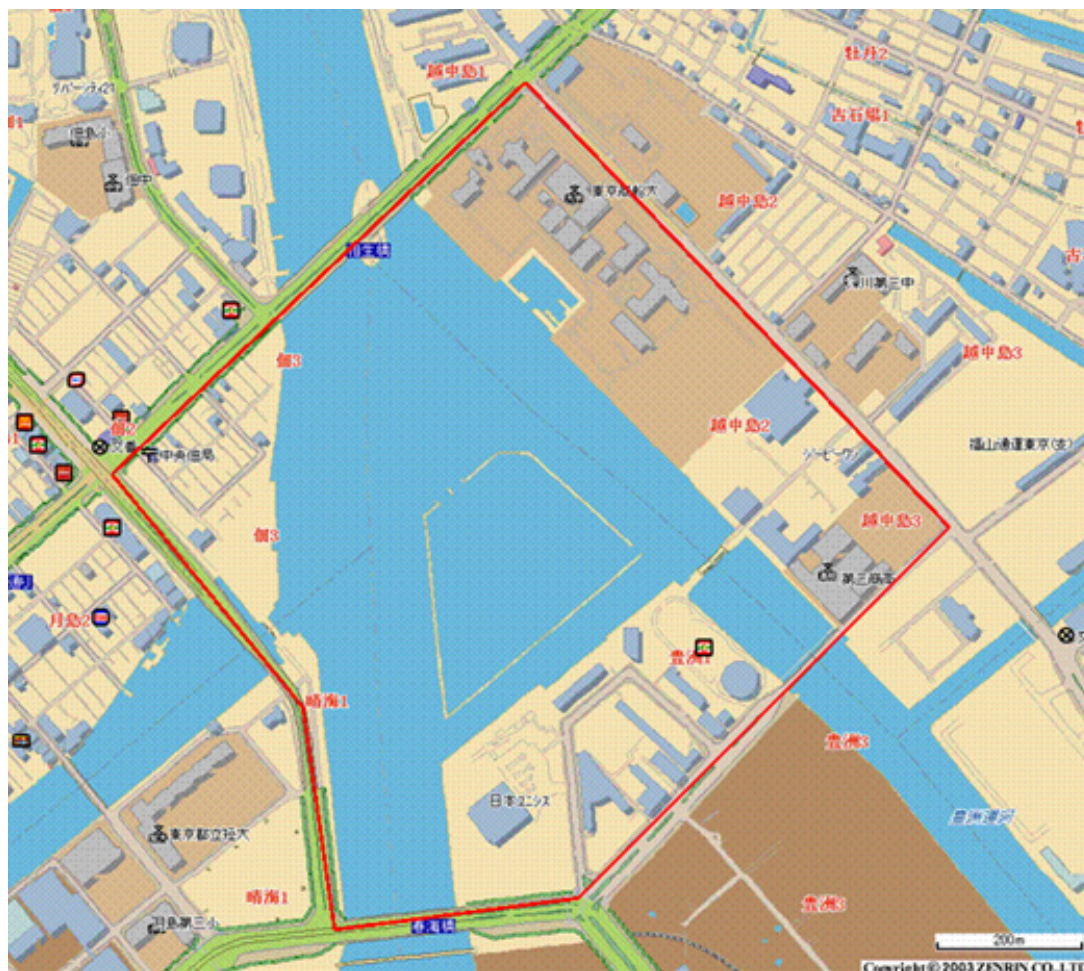


図7. 1 4 移動側の概要図（東京海洋大学周辺）

実験1におけるコードによる水平方向のDGPS測位結果を図7. 1 5に示す。キャリアスムージングは移動体のため行っていない。実験中の可視衛星数は常に9個以上であった。さらに精密測位（L1でFIXしたもの）による高度方向の結果とDGPS測位による高度方向の結果を図7. 1 6に重ねて示す。静止データの場合とは異なり、移動体のデータでは、あえてアンビギュイティ決定の初期化は行わず、通常の精密測位計算を同じアルゴリズムで実施した。明らかに数cmの精度で測位が行われていることがわかる。実際に、最初の数秒のデータでアンビギュイティが決定されてからデータ取得終了まで、常にFIXした状態を保っていた。これは、周囲の環境が十分に開けているため、サイクルスリップがほとんど起こらず、可視衛星数も十分に確保されていることによるものである。DGPS測位の精度は、精密測位の結果を基準にすると、およそ1m程度であることがわかる。

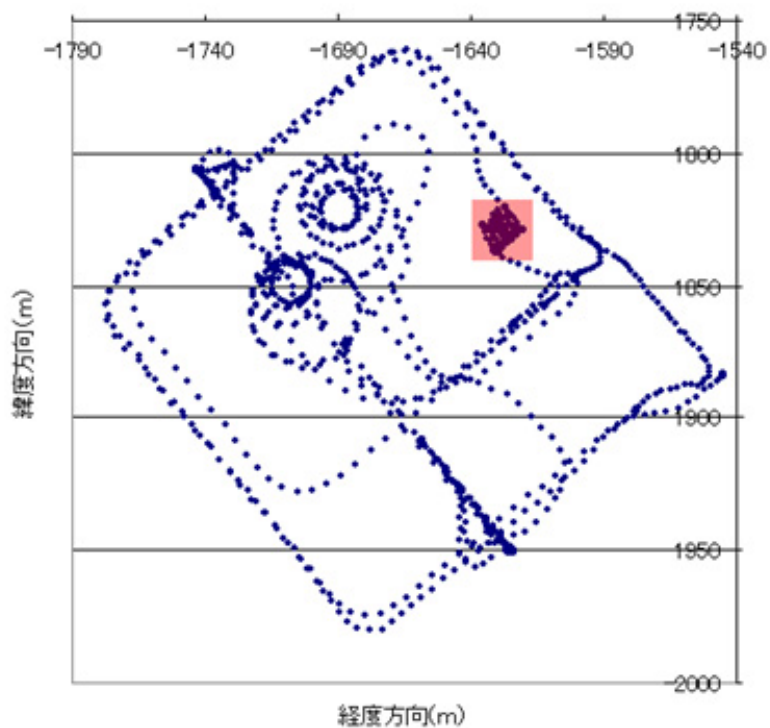


図 7. 1 5 移動体の水平方向DGPS測位結果 (晴海埠頭)

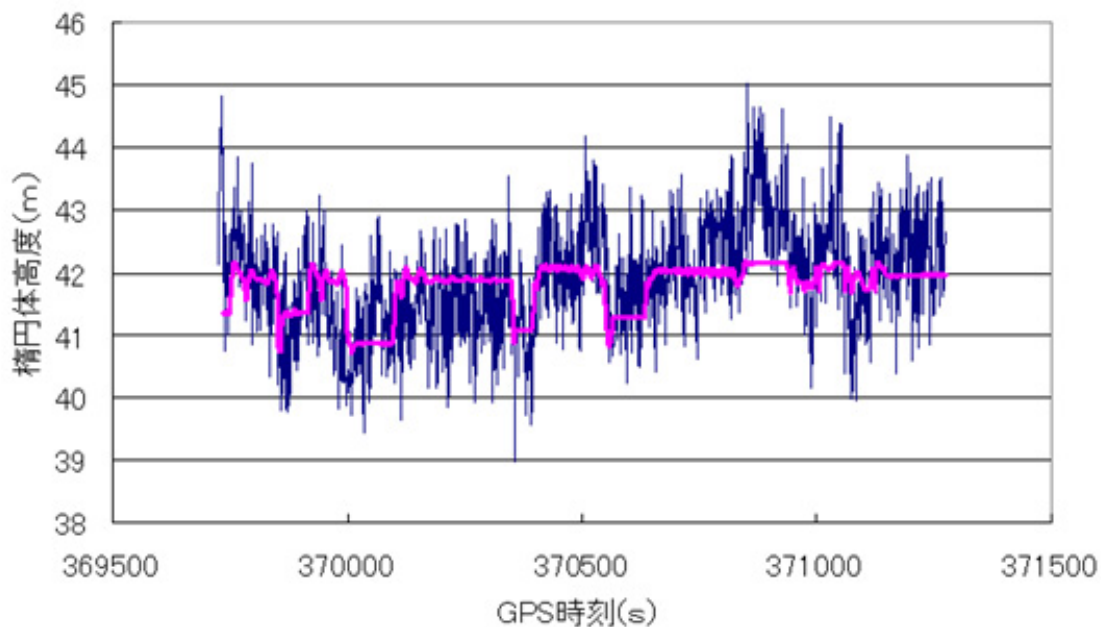


図 7. 1 6 移動体の高度方向の測位結果 (晴海埠頭)

赤が精密測位結果、青がDGPS測位結果

水平方向のDGPS測位結果と精密測位結果を比較するために、定期的に駐車を繰り返した時間帯の水平方向結果を図7. 17に示す。図7. 15の赤色で囲まれた場所である。この図には、DGPS測位結果と精密測位結果を重ねて示している。図7. 17の赤色の部分はちょうど車が停止した場所付近を示す。赤のポイントが精密測位結果のプロットで、青のポイントがDGPS測位結果のプロットである。矢印の方向からきた車が前向きに駐車し、そのままバックし再度隣の位置に駐車しバックすることを繰り返していることがわかる。赤のポイントは精密測位解なので誤差は数cm程度と考えられる。よって、そのポイントを基準にすると、DGPS測位結果はおおよそ1m程度の誤差を持っていることがよくわかる。

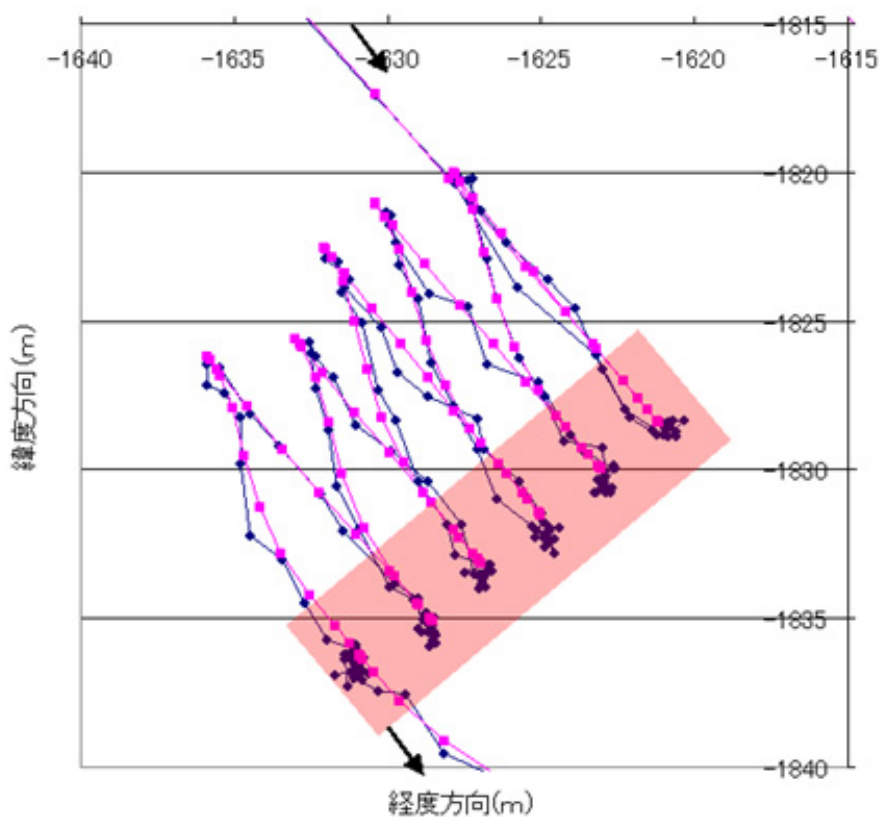


図7. 17 水平方向の拡大図 赤が精密測位結果、青がDGPS測位結果

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

実験 2 におけるコードによる水平方向の DGPS 測位結果と精密測位結果を図 7. 18 に示す。青が DGPS 測位結果で、赤が精密測位結果である。精密測位のときの条件は、晴海埠頭を解析したときと同じとしている。サイクルスリップが多発し、可視衛星数も少ないため頻繁にアンビギュイティ決定が繰り返されている。赤色で示した部分で、全て正しく FIX しているとは限らず、誤って FIX しているものも存在していることに注意しなければならない。キャリアスムーzing は移動体のため行っていない。実験中の可視衛星数の変化を図 7. 19 に示す。可視衛星数が 4 個未満のときが全体の 19.3% を占めた。よって DGPS 測位は全体の 80.7% の時間帯で可能であった。精密測位が可能で可視衛星数 5 個以上のときは全体の 71.0% を占めた。図 7. 18 より、DGPS 測位でも計算できていない場所は、陸橋の下を走行しているときや、高架下の脇道を走行しているときである。また道路脇の高い木に囲まれている場所でも測位できない時間帯が見られた。

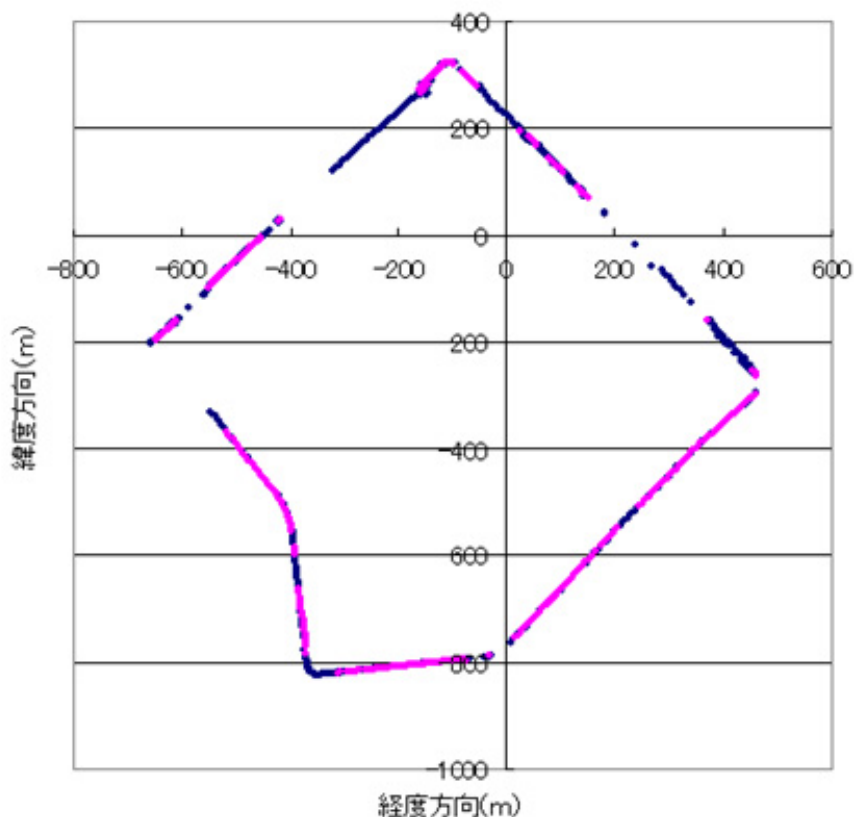


図 7. 18 水平方向の DGPS 測位結果 (東京海洋大学周辺を 1 周)

青が DGPS 測位結果、赤が精密測位結果

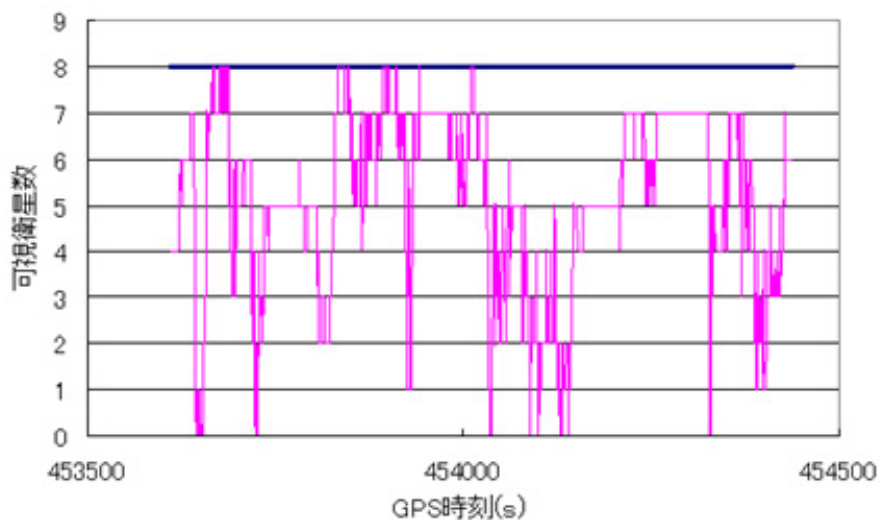


図7. 19 可視衛星数の変化（赤が移動局、青が基準局）

実験2におけるコードによる高度方向のDGPS測位結果と精密測位結果を図7. 20に示す。上記で指摘したように、精密測位結果において、明らかに誤ったFIX解を出力しているものが見られる。アンビギュイティ決定の部分の詳細に調査したところ、本精密測位結果のうち約10%程度は誤ってアンビギュイティを求めていた。

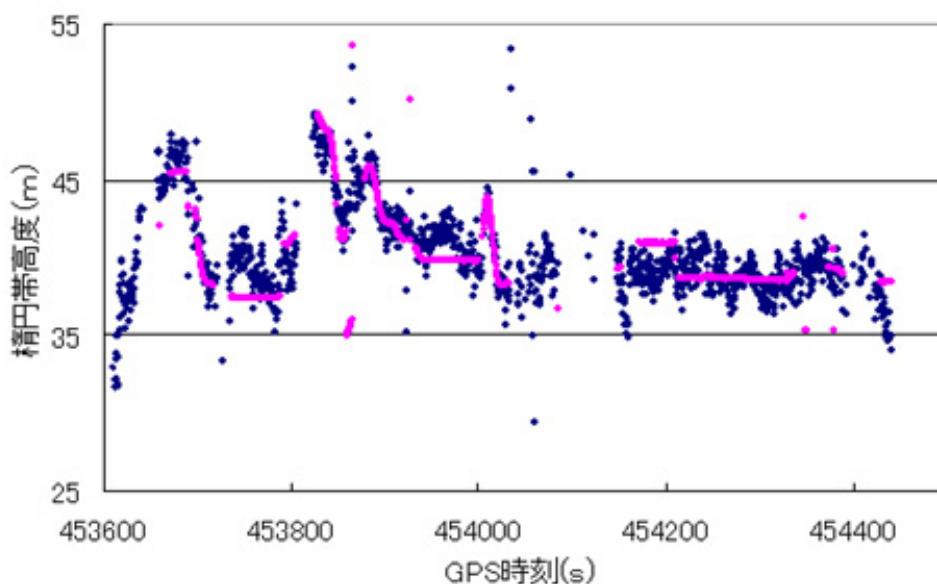


図7. 20 水平方向のDGPS測位結果（東京海洋大学周辺を1周）
青がDGPS測位結果、赤が精密測位結果

本移動体実験より、次のことがわかった。

- ・周囲の環境が開けている基線長が2-3km未満の場所では、ほぼ100%に近い時間帯で正しいFIX解を得ることができた。DGPS測位の誤差は、標準偏差で約1m程度であった。
- ・周囲の環境が陸橋や高架横、ビル等で変化する場所では、可視衛星数が5個未満になる時間帯も多くなり、FIX解を得る時間帯は制限される。また可視衛星数が5個以上の時間帯のうち、およそ80%程度の時間帯でFIX解を出力していた。ただし、そのうち約10%程度は誤ったFIX解を出力していた。DGPS測位の誤差は、数mから10mに達するものも見られた。この原因は、可視衛星数の減少によるHDOPやVDOPの劣化だけでなく、マルチパス誤差（反射や回折）による影響であることがわかった。

7. 8 7章のまとめ

搬送波位相はミリメートル級の精度をもって測定可能ではあるが、コード位相測定値と同種の誤差原因の影響を被る。すなわち、衛星クロック、衛星エフェメリス、信号伝搬媒質の不定性、受信機雑音、マルチパス雑音である。コード位相と搬送波位相との測定値の主要な相違は、受信機雑音とマルチパスによって生じる測定誤差の典型値が、搬送波位相に対してはセンチメートル級であるのに対して、コード位相に対してはメートル級であることであり、また、搬送波位相の測定値の方は整数サイクルに当たる不定性を持っていることである。もしも誤差の大きさを抑制可能であり、不定性を決定可能であれば、搬送波位相を測定することは高精度な擬似距離を測定したこととなり、結果として、高精度な位置推定を得ることが可能である。

衛星クロック、衛星エフェメリス、信号伝搬媒質に起因する誤差は、2人のユーザの位置間隔が数十km以内の距離にある場合には、その両者における値の間に強い相関を持っており、同時刻になされた両者の測定値の間の差分を作ることによって誤差の軽減が可能となる。このような1重差分化は、同時に、絶対測位から相対測位へ問題の変形を行っていることにもなっている。本章では、高精度相対測位を実現させる整数不定性の決定の問題について述べた。もしもユーザが短時間決定を求めておらず、測定誤差の点検を常時行うことも可能であれば、特に本質的な問題点は生じない。すなわち、測量、測地、地球物理や、いくつかの産業応用の分野においては、搬送波位相を用いたサブセンチメートル級の測位精度を、機械的に得ることが可能となっている。これに対して、実時間的に、もしくは理想的には1エポックの測定値のみを用いて整数未知数を迅速に推定し精密測位を得る問題は、現在においても挑戦的な課題である。これは、7. 7章で示した結果からもわかるよ

うに、可視衛星数の少なくマルチパスの多発する都市部では、特に大きな問題である。

周波数の観点からすると、2周波数以上の測定値、すなわち周波数的ダイバーシティから重要な利点が生じる。大手の高精度受信機メーカーは、民間ユーザに対してそれまで非公開であったL2周波数信号を測定する特許技術を競って開発し、この周波数的ダイバーシティの利点を活用している。さらに、L2及びL5周波数信号に対する民生用のコード信号の追加によって、数年以内に、周波数的ダイバーシティの利用はより大きい利点をもたらすことになる。この件については、第8章で述べる。

参考文献

Pratap Misra and Per Enge, GLOBAL POSITIONING SYSTEM, Signals, Measurements, and Performance, Ganga-Jamuna Press, 2001.

Tsujii, T., M. Murata, M. Harigae, T. Ono and T. Inagaki “Development of Kinematic GPS Software, KINGS, and Flight Test Evaluation,” TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY, October 1998.

第8章 精密測位シミュレーション

第7章において相対精密測位を紹介した。それらの基本的なアルゴリズムを利用して、相対精密測位シミュレーションプログラムを開発した。その目的は、GPS近代化に伴い、新たな衛星の追加や信号の追加、またマルチパス誤差低減技術の出現により、どの程度、精密測位サービスの性能が向上するかを、前もって把握するためである。実環境でのソフトウェアとの違いは、擬似距離や搬送波位相の生データを自ら生成している点である。精密測位における基本的なアルゴリズムは、実環境でのプログラムとほぼ同一である。

本章では、シミュレーションソフトの概要と基本的な結果、各種マルチパス低減技術を利用した場合の性能の差、GPS近代化による性能向上についてまとめたので報告する。

8. 1 精密測位シミュレーション

8. 1. 1 シミュレーションの概要

図8. 1にシミュレーションの全体の流れを示す。

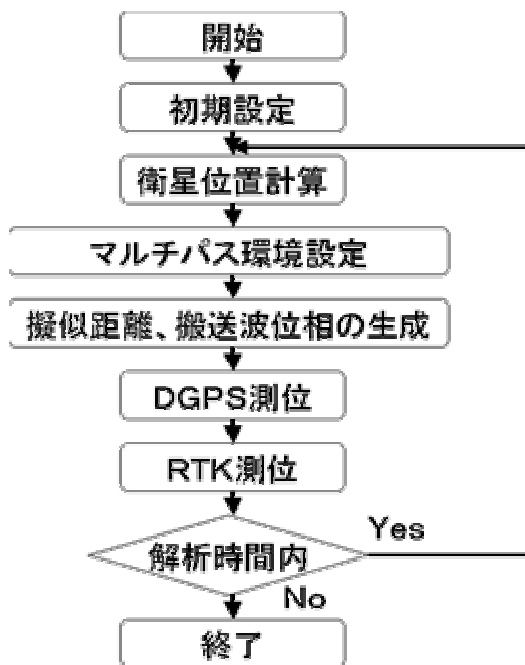


図8. 1 シミュレーションの流れ

図8. 1に示した各要素の概要を以下に示す。

1. 初期設定

- ・ 使用衛星種類の決定 (GPS、QZSS) とアルマナックの設定 (QZSSはGPS衛星の後に PRN32, 33, 34番として代入)
- ・ 解析時間と解析ステップを設定
- ・ 解析位置を設定 (基準局と移動局を緯度、経度、高度で代入)。それぞれのアンテナ高度 (地面等からの高さ) も設定
- ・ アンビギュイティ決定における初期化時間、全衛星のマスク角、RTKにおけるマスク角を設定
- ・ キャリアスムージングの有無、地面以外によるマルチパス効果の有無を設定
- ・ 最初のアンビギュイティ決定における周波数のコンビネーションを決定
- ・ アンビギュイティサーチにおけるサーチ範囲の設定
- ・ アンビギュイティ決定における擬似距離の標準偏差値を設定

- ・ マルチパス対策用のコリレータの種類を設定
- ・ 道路進行方向の方位角を設定（マルチパス環境の設定で必要）

2. 衛星位置の計算

- ・ YUMAアルマナックの読み込み（GPSとQZSS）
- ・ GPS時刻に従って衛星位置を計算
- ・ 各衛星の仰角、方位角を計算

3. マルチパス環境の設定

- ・ マルチパスの状況を仰角、方位角の関係より、衛星ごとに設定（反射、下面反射、回折）
- ・ 障害物に隠れて使用できない衛星のフラグを立てる

4. 擬似距離・搬送波位相の生成

- ・ 各衛星の信号強度を、各衛星の仰角とアンテナのパラメータより計算
- ・ 基準局と移動局の搬送波位相をトラッキングノイズとマルチパスを考慮して計算
- ・ 基準局と移動局の擬似距離をトラッキングノイズとマルチパスを考慮して計算
- ・ キャリアスムージングを行う場合は、搬送波位相情報を利用して擬似距離に対して行う
- ・ 擬似距離及び搬送波位相の二重位相差を計算

5. DGPS測位

- ・ L1帯の擬似距離を利用してDGPS測位計算を行う

6. RTK測位

- ・ L1及びL2そしてL5帯の搬送波位相情報とDGPS測位結果を利用してRTK測位を行う

上記の概要に示した、擬似距離情報と搬送波位相情報を自ら生成する部分以降は、通常の測位計算と同様である。生の擬似距離と搬送波位相情報そして衛星位置をインプットとして利用すれば、通常のDGPS測位とRTK測位が可能である。

8. 1. 2 各種誤差要因の計算方法と仮定

シミュレーションにおいて最も重要となる、測位計算における各種誤差要因の計算方法と計算における仮定について述べる。最初にシミュレーションにおける仮定と実際の測位との違いについて簡単にまとめ、その後に各種誤差要因の計算方法についてまとめた。

シミュレーションにおける仮定と実際の測位との違い

- ・ 衛星の位置誤差：本シミュレーションでは、アルマナックにより算出した衛星位置を正しい位置として利用しているため、実際にエフェメリスを利用して計算したときに生じる衛星の位置誤差は無視されている。実際のエフェメリスデータでは、 1σ で約2-3m程度の誤差が生じていることが知られている。ただし、DGPSやRTKなどの相対測位を行うときは、基線長が10km以内程度であれば、RTK測位の精度においてもほとんど影響を受けないことが知られている。本シミュレーションで単独測位を行わない理由は、衛星位置の誤差を正確に解析していないためである。
- ・ 衛星及び受信機の時計誤差：本シミュレーションでは、時計誤差を無視している。実際には、衛星及び受信機ともに、GPS時刻からずれており、測位計算時にそれぞれ修正を行っている。ただし、二重位相差を用いた相対測位（DGPSやRTK）を行う場合は、コード及び搬送波位相の時計による誤差分が取り除かれるので、そのことを利用して時計の誤差を無視している。
- ・ 電離層及び対流圏による誤差：本シミュレーションでは、大気圏における遅延効果は無視している。実際には、電離層及び対流圏において、数mから数十mの誤差が生じることが知られている。ただし、基準局データを利用したDGPSやRTK測位を行う場合は、それらの誤差の大部分は削減される。特に基線長が10km以内程度においては、それらの誤差は1cm程度未満であることが知られている。本シミュレーションでは、大気圏による効果は無視しているが、考慮する場合は、基線長に応じた誤差分を統計データもしくはモデルより与えることになる。

各種誤差要因の計算方法

擬似距離及び搬送波位相情報の生成に関して、受信機によるノイズとマルチパス誤差を考慮している。上記の仮定でも述べたように、時計による誤差や大気圏による誤差を除いた後に残る誤差は、ノイズとマルチパス誤差である。受信機によるノイズを計算する際には、以下の式を利用している。

- ・ 擬似距離のトラッキングにおけるノイズ

$$\sigma_{i,DLL} = \lambda_c \sqrt{\frac{4F_1 d^2 B_w}{c/n_0} \left[2(1-d) + \frac{4F_2 d}{Tc/n_0} \right]} \quad (m) \quad (8.1)$$

- ・ 搬送波位相のトラッキングにおけるノイズ

$$\sigma_{i,PLL} = \frac{\lambda_L}{2\pi} \sqrt{\frac{B_w}{c/n_0} \left[1 + \frac{1}{2Tc/n_0} \right]} \quad (m) \quad (8.2)$$

上の2式は、それぞれ擬似距離と搬送波位相のトラッキングにおけるノイズの 1σ 値の計算方法である。ここで λ_c はコードのチップレートでC/Aコードでは約293mである。 F_1 はDLLの判別器のコリレータの種類によるファクターで、 F_2 はDLLの判別器の種類によるファクターである。 d はearlyとlate間のコリレータスペーシングである。 B_w はコードもしくはキャリアループのノイズのバンド幅であり、 c/n_0 は信号強度である ($C/N_0 = 10^{c/n_0/10}$)。 T は相関の積分時間であり、 λ_L はL帯の信号の波長である (0.1903m for C/A code)。信号強度は、衛星の仰角とアンテナのパターンより計算している。ただし、マルチパスが存在する場合は、信号強度もマルチパスに比例して変化するため、マルチパスに対応した信号強度の変化を近似式で生成し利用している。

擬似距離及び搬送波位相のマルチパス誤差の詳細に関しては、第4章ですでに述べた。ここでは、誤差の発生方法について簡単に述べる。反射によるマルチパス誤差は、マルチパス対策のコリレータの種類、マルチパス波の直接波に対する振幅比、遅延、位相差を求めれば決定することができる。遅延に関しては、アンテナ周囲の障害物とアンテナ間の幾何学的関係より算出する。振幅比に関しては、設定した障害物の物質と到来角度により決定する。位相差は算出した遅延距離より計算可能である。反射のタイプは、本シミュレーションでは、鏡面反射のみとしている。マルチパス対策用のコリレータとしては、主要なナローコリレータとストロボコリレータを利用している。さらに第6章で提案した本研究によるマルチパス低減手法も利用している。各コリレータを利用した場合のマルチパス誤差は、特に同相の場合と逆相の場合のマルチパス誤差について、前の章のいくつかの図で示しているのでここでは紹介しない。第6章でも述べたように、マルチパス誤差は帯域幅により若干変化するが、帯域幅を20MHzとした場合と帯域幅を無視した場合では、マルチパス誤差の大きさ自体は最大で1mも変わらないので、帯域幅を無視したマルチパス誤差を利用している。なお搬送波位相におけるマルチパス誤差は、4.2.3項で示した式を用いて、位相差と振幅比を用いて計算されている。

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

回折の効果に関しては、信号強度のみの関数として考慮している。まず障害物とアンテナの幾何学的関係のマスク角と遅延距離より、マスク角以下のどの程度の仰角まで信号を受信することができるかを判定する（最低受信信号強度は30dB-Hzに設定）。上記で算出した新たな仰角と以前に幾何学的関係より求めていたマスク角との間に存在する衛星については、算出した仰角－マスク角の差と信号強度減衰量との関係を示す簡単な近似式を生成し、その近似式に基づいて信号強度を計算している。

8. 2 マルチパスの少ない環境でのシミュレーション結果

マルチパスの少ない環境にアンテナを設置した場合のシミュレーション結果をDGPSの場合とRTKの場合について以下に示す。解析における主な条件を、基準局と移動局に分けて、表8. 1に列挙しておく。

表8. 1 解析における主な条件設定

条件	基準局	移動局
解析日時	2004年10月31日	2004年10月31日
解析時間	24時間	24時間
アンテナ位置	東京海洋大学グラウンド	東京海洋大学グラウンド
設置場所でのアンテナ高	約1m	約1m
周囲の障害物	なし	なし
使用受信機	OEM3相当	OEM3相当
使用アンテナ	GPS702相当	GPS702相当
マスク角	10度	10度

ここで、OEM3は、NovAtel社製のGPS受信機であり、0.1チップナローコレクタ、帯域幅は10MHz程度を確保した受信機である。GPS702はNovAtel社製の2周波用GPSアンテナである。GPS受信機内の各種パラメータ値に関しては、静止用として利用した場合の典型的な値を用いている。

8. 2. 1 DGPS測位結果

10月31日の衛星配置で午前9時から翌日の午前9時までの結果を以下に示す。データ数が多いため、3秒に1回の結果を示している。図8. 2が水平方向の結果、図8. 3が高度方向の結果である。いずれも真値からのずれを示している。

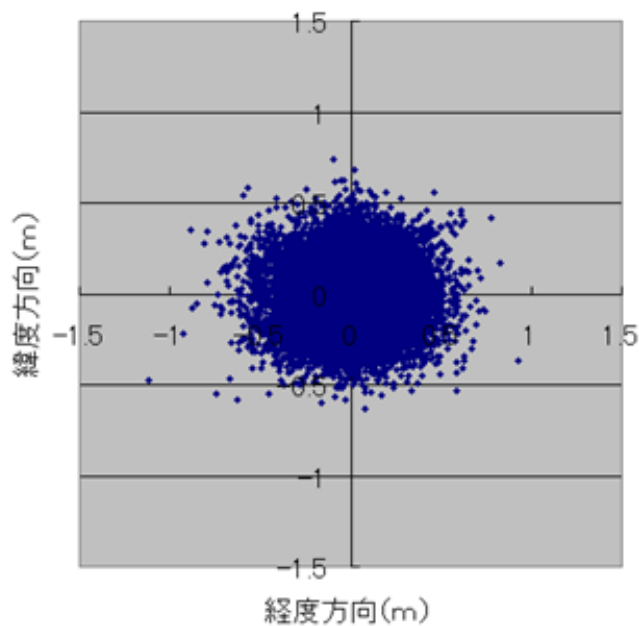


図8. 2 水平方向のDGPS測位結果

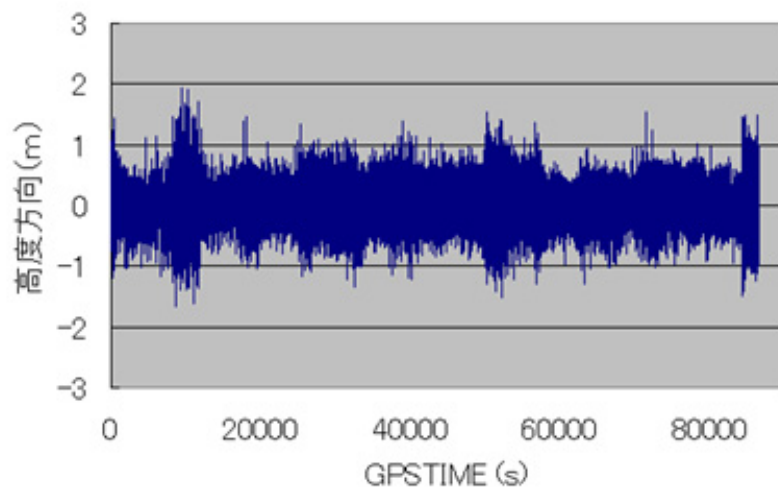


図8. 3 高度方向のDGPS測位結果

水平及び高度方向の2drms値は、それぞれ45cmと68cmであった。結果を見ればわかるように、ほとんどマルチパスの影響を受けず（地面の反射のみなので大きくて20cmから30cm程度）、受信機のノイズとDOPによる誤差を受けている。

8. 2. 2 RTK測位結果

DGPSの場合と同様に計算した。図8. 4が水平方向の結果、図8. 5が高度方向の結果である。いずれも真値からのずれを示している。

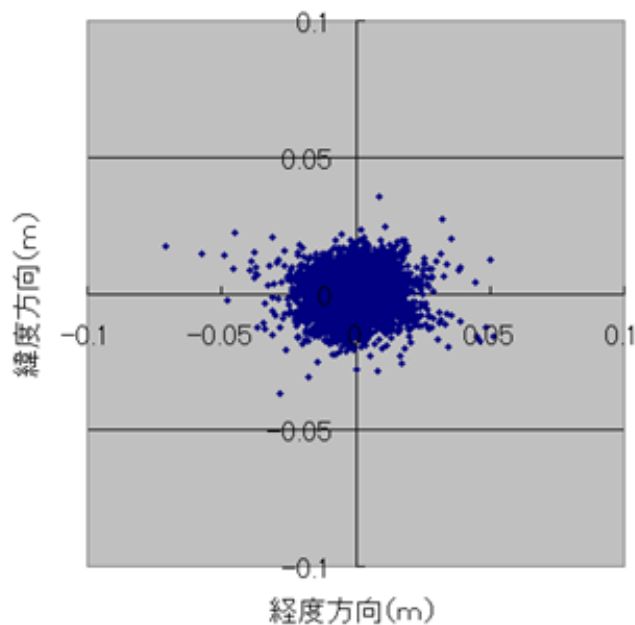


図8. 4 水平方向のRTK測位結果

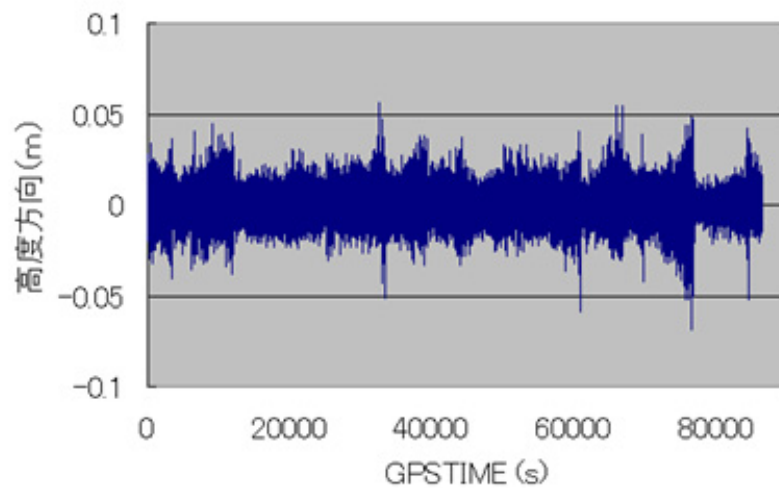


図8. 5 高度方向のRTK測位結果

水平及び高度方向の2drms値は、それぞれ1.4cmと1.9cmであった。結果を見ればわかるように、ほとんどマルチパスの影響を受けず（地面の反射のみなので大きくても1cm以内程度）、受信機のノイズによる誤差を受けている。ワイドレーンによる結果なので、L1による結果よりも雑音がやや大きいことがわかる。L1による結果では、水平、高度方向ともに5mm以内程度に収まることが予想される。

8. 2. 3 実データによる結果の比較

マルチパス環境の少ない場所での実データを取得し、シミュレーションで擬似距離と搬送波位相を生成した場合と、実データを用いた場合の結果を比較し検証した。場所は、東京海洋大学第4実験棟屋上を想定し、アンテナ上方向からのマルチパス波はほとんどない環境を想定した。データ取得日時と解析時間は、2004年11月22日午後8時から午後9時の1時間である。使用受信機はストロボコリレータ相当のOEM4である。図8. 6に実際の水平方向のDGPS測位結果とシミュレーションによる結果を合わせて示す。図8. 7に実際の水平方向の精密測位結果（ワイドレーン解）とシミュレーションによる結果を合わせて示す。細かい位置の変動は一致していないが、おおよその測位誤差は一致していることがわかる。基準局、移動局ともに、高さが約1mのアンテナを利用していたため、数十cmから1m程度のマルチパス誤差をアンテナ下面からの反射により生じていると思われる。なお、市販の受信機内部でどのようなフィルターが使用されているかは不明なので測位結果を完全に一致させることは不可能である。

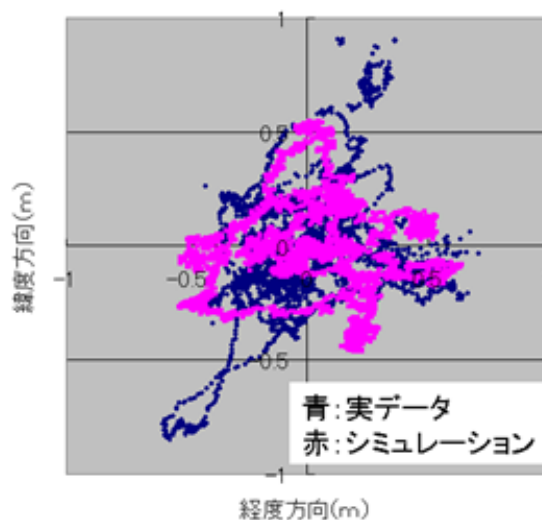


図8. 6 水平方向DGPS測位結果の比較

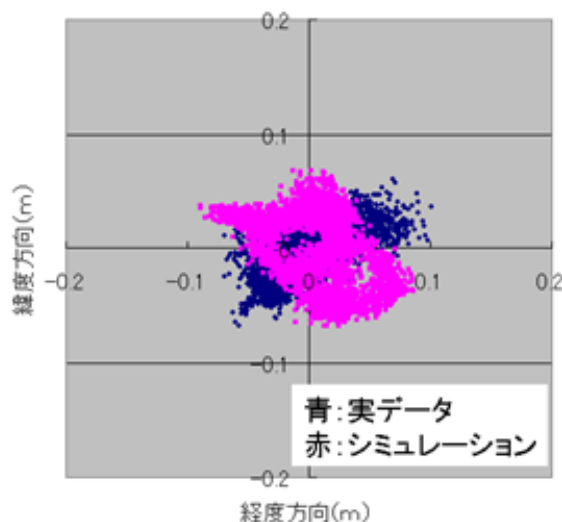


図8. 7 水平方向精密測位結果（ワイドレーン）の比較

8. 3 周囲が建物で囲まれた環境でのシミュレーション結果

ここでは、周囲の障害物によるマルチパス誤差が発生した場合についてのシミュレーションを行ったので、その結果を示す。具体的には、10階程度のビルが両側に並んでいる道路、5階の建物に近接している場所、それぞれ2通りの環境で、各種マルチパス誤差低減技術ごとにシミュレーションを行った。なお、後者の環境については、東京海洋大学内の大学院棟横をモデルとしたので、実データとの比較結果も示す。前者の環境については、東京都中央区の銀座付近の一角を想定しているが、道路において連続した静止データを取得することは不可能であった。結果はDGPS測位で評価した。

8. 3. 1 マルチパス環境の設定とマルチパス誤差の生成

図8. 8と図8. 9に選択した2通りの環境の天空図を示す。図8. 8を見ると、アンテナ近接に5階建ての建物が存在するため、天空は片側のみ大きく遮蔽されていることがわかる。図8. 9を見ると、道路の両側に高いビルが立ち並んでいることがわかる。これらの写真と市販の地図を利用して、おおまかに、方位角と障害物との関係を書き出す。それらの情報をプログラム内で設定し、衛星可視判断とマルチパス環境の設定を行う。マルチパスのタイプとしては、建物による反射と回折、地面による反射のみを取り扱った。1回目の反射のみを考慮し、2回目以降は無視している。なお回折に関しては、衛星と障害物との遮蔽状況から3段階に分けて、遮蔽度に応じて信号強度を変化させている。建物の突起物等の

第8章 精密測位シミュレーション

影響は考慮せず、建物等による反射は全て鏡面反射として取り扱っている。反射係数はコンクリートの代表的な値を用いた。反射波のみの受信は考慮していない。



図8. 8 東京海洋大学大学院棟横における天空写真



図8. 9 東京都銀座4丁目付近の道路中央における天空写真

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

マルチパス誤差の生成方法に関して以下に手順を示す。

- ・ アンテナを設置する環境を選択する。ここでは、上記の2箇所である。
- ・ 天空写真と市販の地図より、方位角と障害物によるマスク角との関係を見いだす。
- ・ 計算ステップごとに、どの衛星が可視であるかと各衛星のマルチパスの状況（建物反射、地面反射、回折）を決定する。
- ・ アンテナ－障害物間の幾何学的関係と電磁気的な関係より、マルチパス波の直接波に対する振幅比、遅延距離そして位相差（マルチパス波のパラメータ）を算出する。
- ・ 最後にコリレータの種類に応じたマルチパス誤差を、上のマルチパスのパラメータより計算する。

解析における主な条件を、2つの移動局に分けて、表 8. 2 に列挙しておく。基準局の条件は、表 8. 1 と同じとする。どちらの移動局も基線長は5km未満なので、大気圏による遅延効果は無視している。アンテナ高は車の屋根に設置していることを想定しているので約10cmとしている。移動局1と2ともに、コリレータの性能による差を確認するために、2種類の代表的なコリレータを用いて解析を行った。

表 8. 2 解析における主な条件設定

条件	移動局1	移動局2
解析日時	2004年12月10日	2004年12月10日
解析時間	21 : 00 - 22 : 00	0 : 00 - 24 : 00
アンテナ位置	東京海洋大学大学院棟横	東京都中央区銀座
設置場所でのアンテナ高	約0.1m	約0.1m
周囲の障害物	5階建ての建物	10階建ての建物
使用受信機	OEM3相当/OEM4相当	OEM3相当/OEM4相当
使用アンテナ	GPS702相当	GPS702相当
マスク角	10度	10度

ここで、OEM3は、NovAtel社製のGPS受信機であり、0.1チップナローコリレータ、帯域幅は10MHz程度を確保した受信機である。OEM4は、NovAtel社製のGPS受信機であり、ストロボコリレータの性能を有し、帯域幅は20MHz程度を確保した受信機である。GPS702はNovAtel社製の2周波用GPSアンテナである。GPS受信機内の各種パラメータ値に関しては、静止用として利用した場合の典型的な値を用いている。

8. 3. 2 DGPS測位結果

移動局1 (大学院棟横) の結果

基準局1のナローコリレータの場合の結果を以下に示す。図8. 1 0が水平方向の結果、図8. 1 1が高度方向の結果である。いずれも真値からのずれを示している。比較のため、実データ (ナローコリレータ受信機を使用) を用いた場合のDGPS測位結果も示している。赤が本シミュレーションによる結果で、青が実データによる結果である。水平方向、高度方向ともにずれはあるものの、測位精度の概要を把握するには良好なシミュレーション結果が得られている。水平及び高度方向ともに大きくずれているのは、マルチパス誤差だけでなく、DOPの影響によるものである。

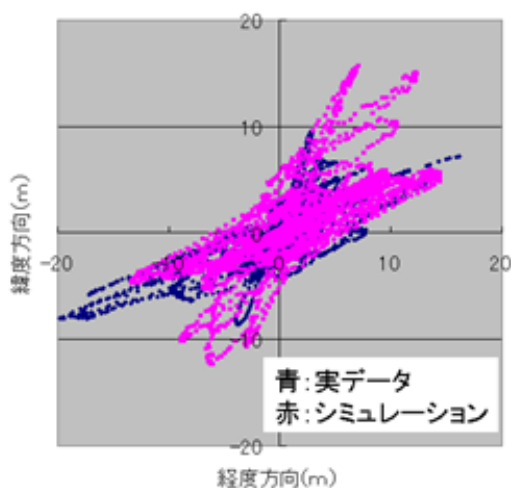


図8. 1 0 水平方向のDGPS測位結果 (実データ含む)

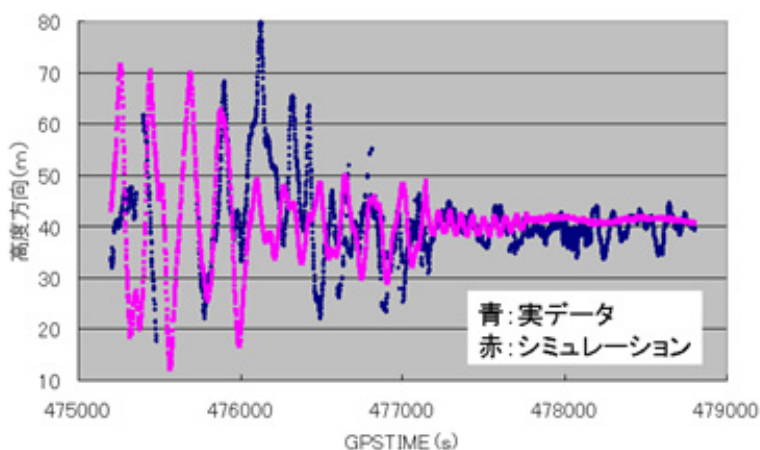


図8. 1 1 高度方向のDGPS測位結果 (実データ含む)

基準局1のストロボコリレータの場合の結果を以下に示す。図8. 1 2が水平方向の結果、図8. 1 3が高度方向の結果である。いずれも真値からのずれを示している。ここでも、実データ（ストロボコリレータ受信機を使用）を用いた場合のDGPS測位結果も示している。赤が本シミュレーションによる結果で、青が実データによる結果である。

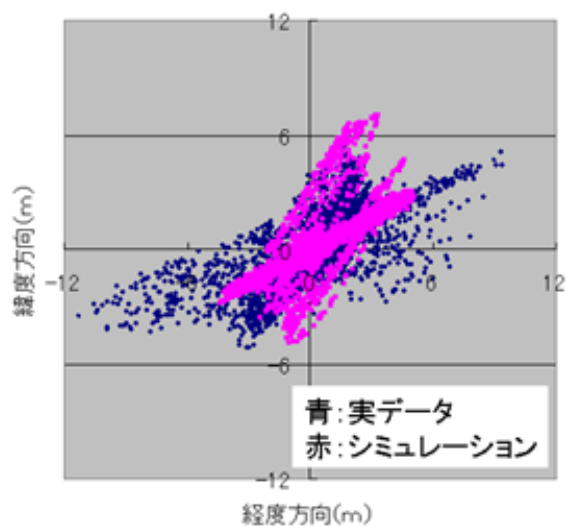


図8. 1 2 水平方向のDGPS測位結果（実データ含む）

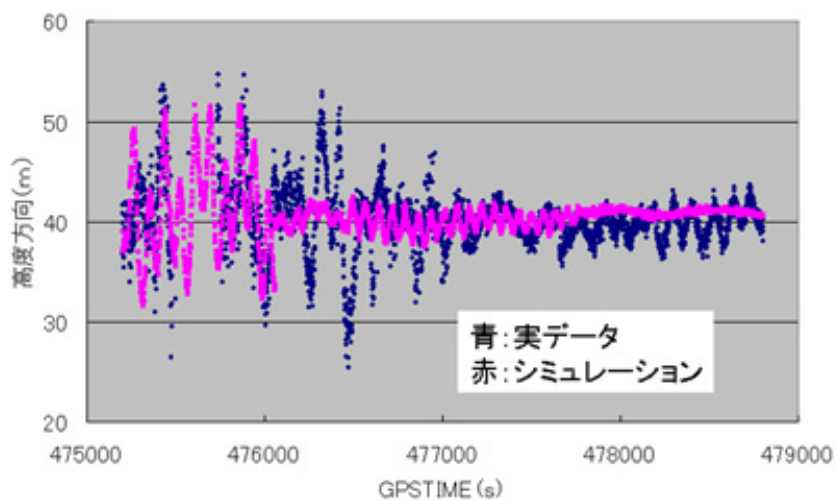


図8. 1 3 高度方向のDGPS測位結果（実データ含む）

この結果を見ると、シミュレーションと実データの結果ともに、VDOPにより大きく変動してはいるものの、ナローコリレータの結果よりもマルチパス誤差が大幅に削減されていることがわかる。詳細に各衛星のマルチパス誤差と、地図データを調べると、17番衛星のマルチパス誤差が、ナローコリレータの場合の測位結果に大きな誤差を与えていたことがわかった。17番衛星は、近接の壁ではなく、30m以上離れた5階建ての建物に反射していることがわかった。ナローコリレータでは、遅延距離が300m程度までのマルチパス波の影響を受けるが、ストロボコリレータは、30mから40m程度以上の遅延距離のマルチパス波の影響を受けないことが知られている。この影響が、解析時間の前半部分に大きな差となって現れていたことがわかった。図8. 10から13の結果より、シミュレーションと実データの結果で相違が見られる部分が存在するが、大きくはHDOPとVDOPによる影響である。高度方向の結果を見ると、シミュレーションでは、途中から誤差が大きく減少しているが、これはある衛星が加わったことにより、VDOPが大きく減少したためである。シミュレーションでは、その衛星が476000秒付近で加わったのに対して、実際のデータでは、476500秒付近で加わっていた。可視衛星の相違の原因は、明らかに周囲の環境を正確に設定できていないことによるものである。本シミュレーションでは、周囲の建物の状況を、地図と天空写真のみから生成していることを考えると、より正確な地図を用いてよりマルチパスの状況を細かく設定できれば、より実際の測位に近い測位シミュレーションを行うことが可能であると思われる。

移動局2（中央区銀座付近）の結果

基準局2のナローコリレータとストロボコリレータの場合の結果を合わせて以下に示す。図8. 14が24時間の可視衛星数の変化、図8. 15が24時間のHDOPとVDOPの変化を示す。図8. 16が水平方向のDGPS測位結果、図8. 17が高度方向のDGPS結果である。HDOP及びVDOPが5未満の結果と10未満の結果に分けて示している。いずれも真値からのずれを示している。赤がストロボコリレータによる結果で、青がナローコリレータによる結果である。移動局2ではシミュレーション結果のみを示す。

可視衛星数の変化を見ると、最低で2個、最高で8個の衛星が受信されている。通常、東京都内の周囲の開けた場所では、最低6個、最大12個の衛星が受信されることを考えると、明らかに都市部のビル街では可視衛星数が制限されている。このシミュレーションにおけるアンテナ設置場所は片側3車線の主要道路を想定しているため、もし片側1車線の道路を想定すると、現在のGPS配置ではほとんどの時間帯で測位できないことになる。単独測位、DGPS測位に必要な4個以上の時間帯は、24時間のうち、約83%であった。さらに精密測位に

必要な5個以上の時間帯は約46%であった。

24時間のHDOPとVDOPの変化を見ると、80%程度以上の時間帯で10未満であるが、ときには10を超える時間帯も頻繁に存在していた（この図には示していない）。可視衛星数が4個未満のときは0としている。通常のDGPS測位において、仮に擬似距離の測距精度を最大で2-3mに抑制したとしても、HDOPやVDOPの値が、この結果のように頻繁に10に届くような状況では、測位精度を数mに抑えることは困難である。

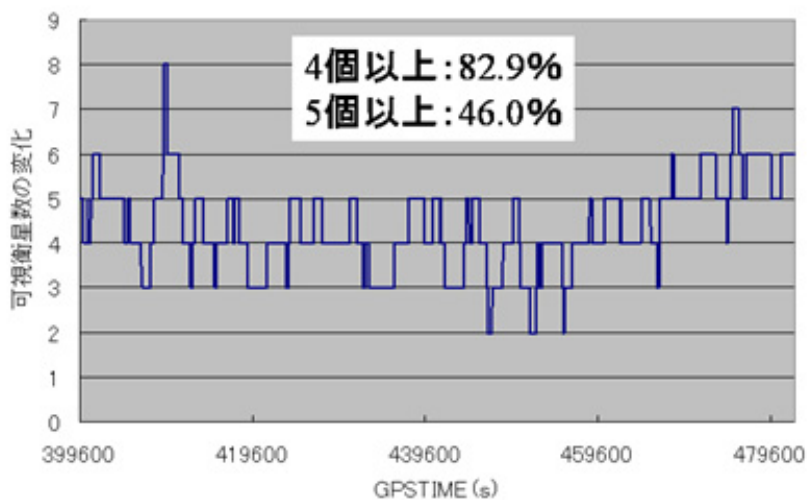


図 8. 1 4 24時間の可視衛星数の変化

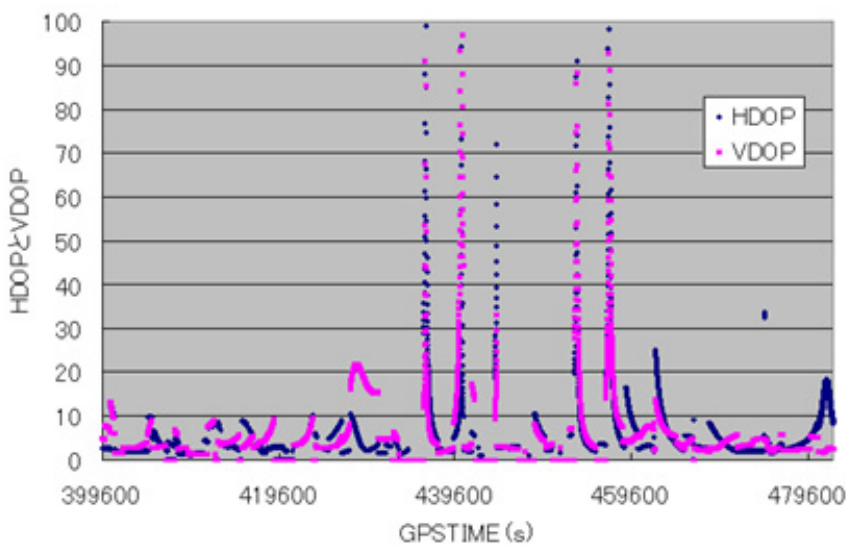


図 8. 1 5 24時間のHDOPとVDOPの変化

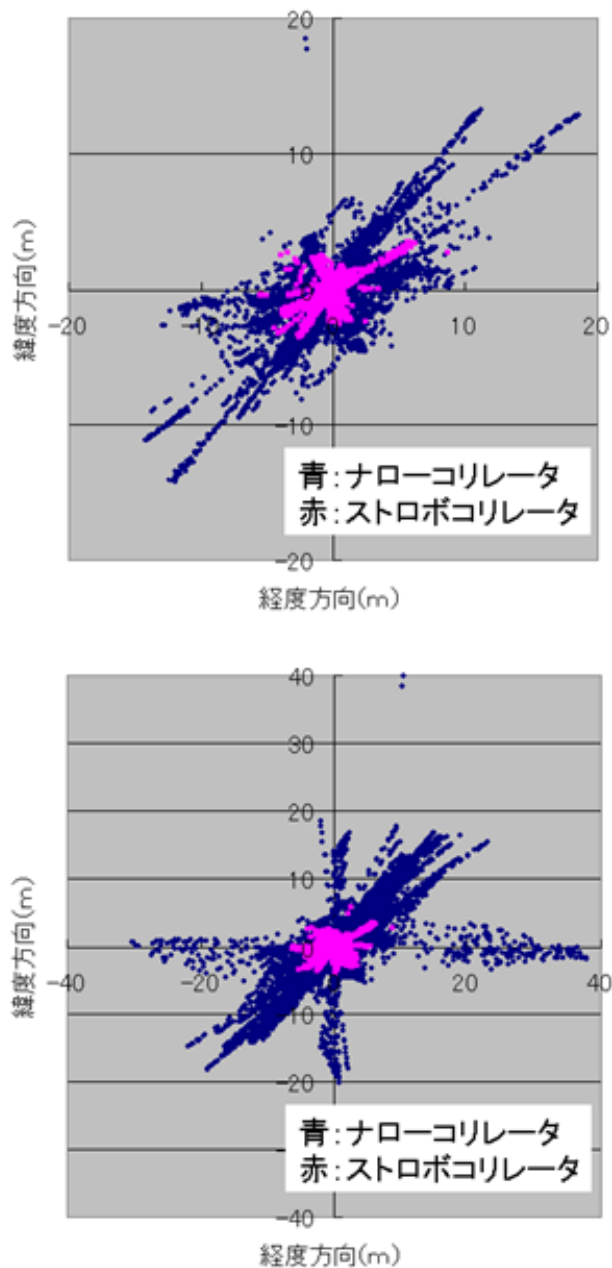


図8. 16 水平方向のDGPS測位結果
上がHDOP、VDOPが5未満のデータ
下がHDOP、VDOPが10未満のデータ

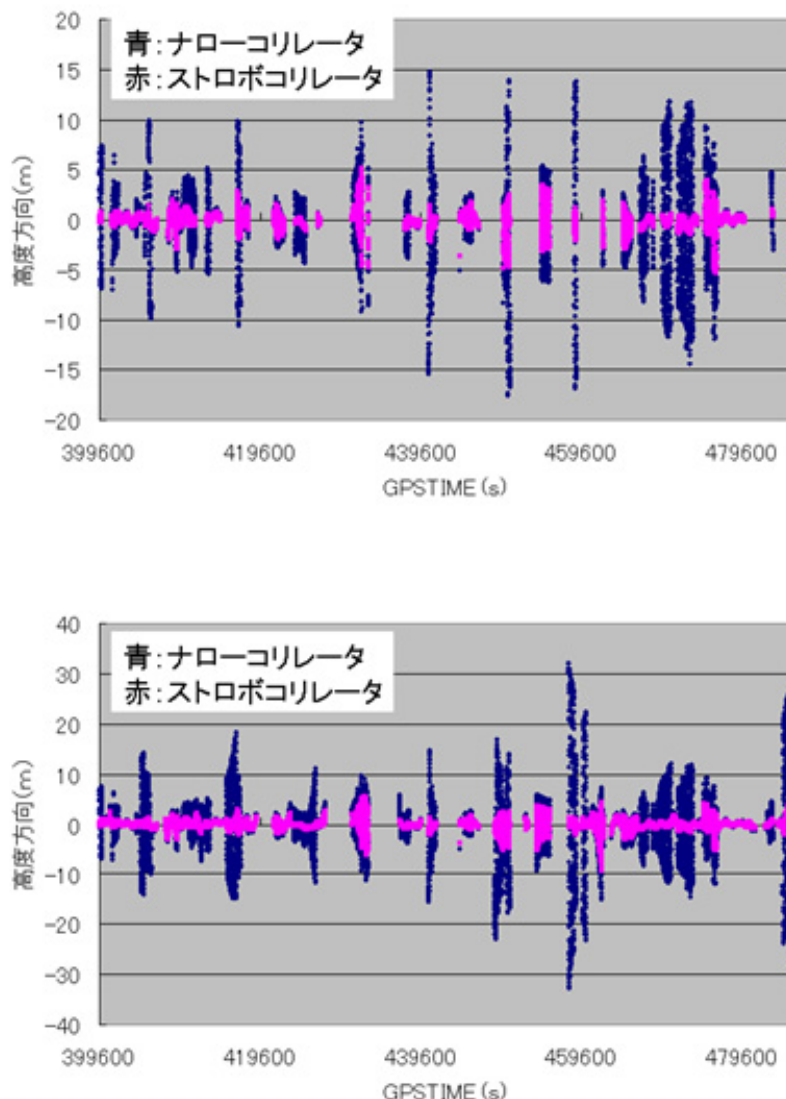


図8. 17 高度方向のDGPS測位結果
 上がHDOP、VDOPが5未満のデータ
 下がHDOP、VDOPが10未満のデータ

上のそれぞれのDGPS測位結果を見ると、明らかにストロボコリレータのほうが、マルチパス誤差を抑制できていることがわかる。これは、アンテナと反射体であるビルとの位置が比較的離れており、遅延距離が30m以上のものが多いためである。ナローコリレータは遅延距離が300m程度までのマルチパス波の影響を受けるが、ストロボコリレータでは、遅延距離の長い(40m程度以上)マルチパス波の影響を受けない。また、HDOPとVDOPによる制約条件の違いを見ると、衛星配置が悪いことによって誤差が増幅されていることも明らかである。ストロボコリレータでは、もともとのマルチパス誤差を、ある程度抑制しているた

め、衛星配置が悪くなっても極端に測位誤差が大きくなっていないこともわかる。本シミュレーションでは、反射波のみのマルチパス波等は考慮されていないので、この結果よりもさらに悪くなる可能性はある。

8. 3. 3 RTK測位結果

ここでは、RTK測位結果を示す。150秒ごとにアンビギュイティの初期化を行い、150秒以内に正しくFIXした回数を性能の指標値とした。移動局2では、24時間の解析を行ったので、全て正しくFIXした場合は576回になる。ここで、FIX率は正しくFIXした回数を576で割った値とする。なお移動局1は、DGPS測位結果において解析時間が1時間であったが、24時間の衛星配置によるFIX率を出すために、解析時間を1時間から24時間に変更した。アンビギュイティ決定の際に使用する擬似距離や搬送波位相の標準偏差値は、最も性能の高い場合の値をチェックし、その値を用いている。実環境では、それらの値をあらかじめ決めてアンビギュイティ決定を行うので、ここでの性能よりも落ちることが予想される。

移動局1 (大学院棟横) の結果

表8. 3にそれぞれのFIX率の結果を示す。括弧内は、可視衛星が5個以上の時間帯を分母 (374回) として計算した値である。

表8. 3 移動局1におけるFIX率

	ナローコリレータ	ストロボコリレータ
FIX率	19.6% (30.2%)	27.2% (42.0%)

FIX率の結果を見ると、DGPS測位結果ほどではないが、使用するコリレータによる差が現れていることがわかる。ただし、現在最も性能の高いストロボコリレータを用いても、FIX率は実用的な値ではない。これは可視衛星数の少なさが第1の原因であるが、マルチパス誤差を低減させる技術もさらに向上させる必要があるといえる。

移動局2 (中央区銀座付近) の結果

表8. 4にそれぞれのFIX率の結果を示す。括弧内は、可視衛星が5個以上の時間帯を分母 (265回) として計算した値である。

表 8. 4 移動局2におけるFIX率

	ナローコリレータ	ストロボコリレータ
FIX率	17.5% (38.1%)	21.9% (47.5%)

FIX率の結果を見ると、移動局1と同様に、使用するコリレータによる差が現れていることがわかる。ただし、現在最も性能の高いストロボコリレータを用いても、FIX率は実用的な値ではない。また、移動局1に比べて可視衛星数が5個以上の時間帯でのFIX率が少し向上している。この理由は、反射体となるビルが、やや遠くに両側に存在するため、マルチパスを受ける衛星が片側に接近してある場合に比べて、少ないことによるものと考えられる。いずれにしても、FIX率を上げるためには、可視衛星数を増やすことは第1の課題であり、マルチパス誤差をさらに低減することも必要である。

8. 3. 4 提案するマルチパス誤差低減技術による測位結果

ここでは、第6章で提案した、マルチパス誤差の低減技術を利用した場合に、8. 3. 2項と8. 3. 3項で示してきたDGPS測位結果とRTK測位結果がどのようなになるかをシミュレーションで確認した。解析における条件は上記と同じとした。ただし、移動局1における解析時間は24時間とした。以下にDGPS測位結果とRTK測位結果を示す。それぞれ、ストロボコリレータの場合と比較した。移動局1について、図8. 18に水平方向のDGPS測位結果、図8. 19に高度方向のDGPS測位結果を示す。移動局2について、図8. 20に水平方向のDGPS測位結果、図8. 21に高度方向のDGPS測位結果を示す。表8. 5に2つの場所におけるFIX率をまとめて示す。

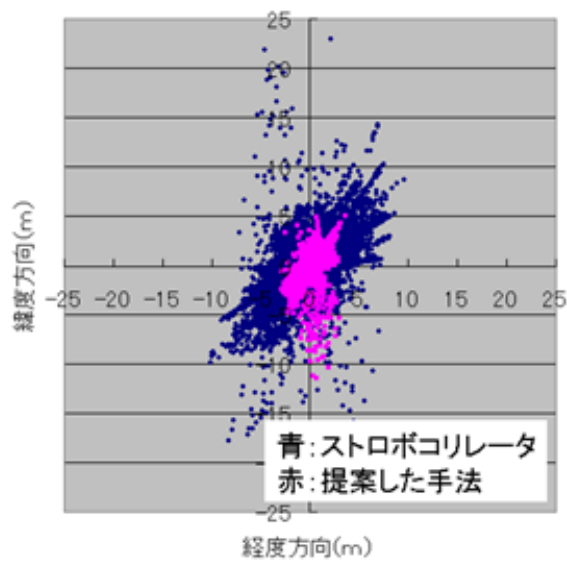


図8. 18 水平方向のDGPS測位結果 (移動局1)

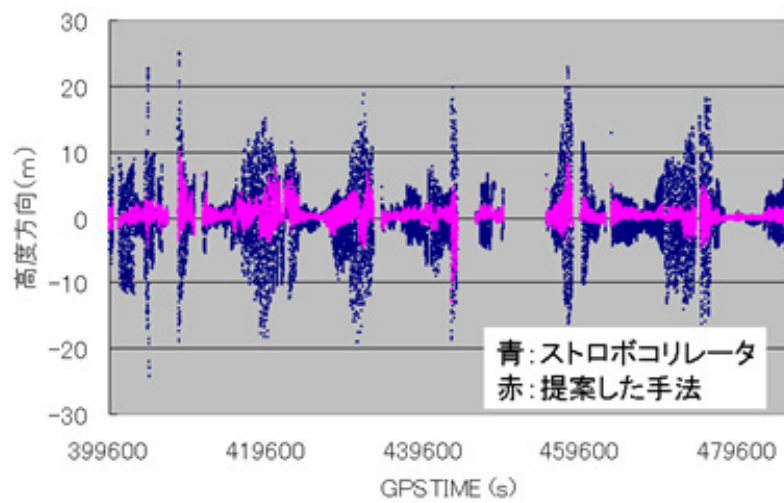


図8. 19 高度方向のDGPS測位結果 (移動局1)

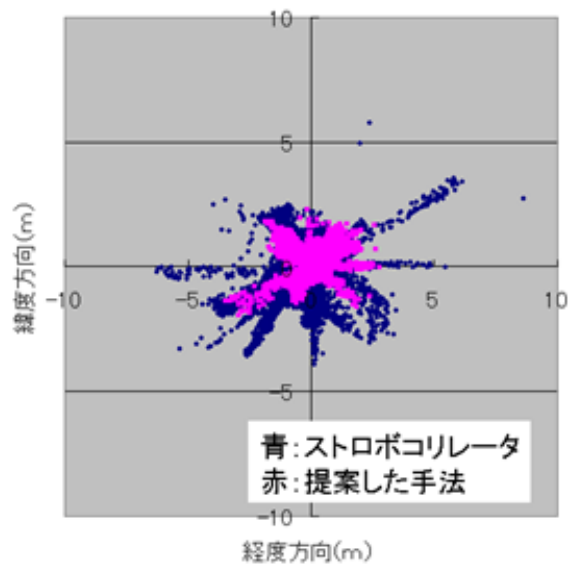


図 8. 2 0 水平方向のDGPS測位結果 (移動局2)

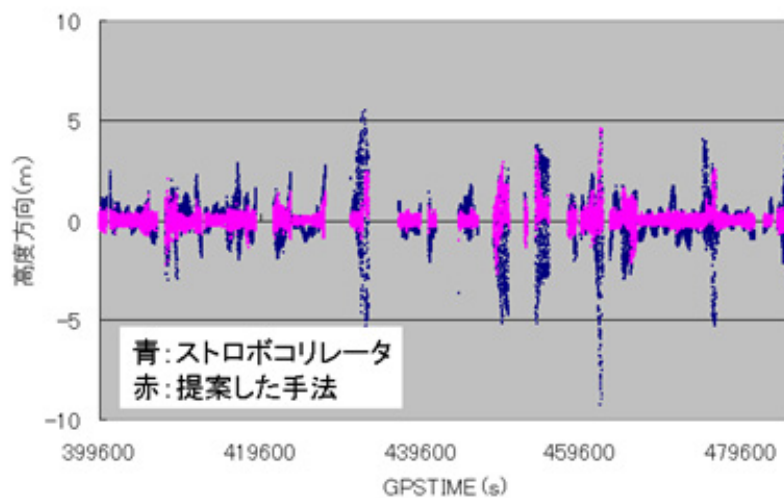


図 8. 2 1 高度方向のDGPS測位結果 (移動局2)

表 8. 5 移動局1, 2におけるFIX率

	ストロボリレータ	本手法
FIX率 (移動局1)	27.2% (42.0%)	41.5% (63.9%)
FIX率 (移動局2)	21.9% (47.5%)	22.6% (49.1%)

上記の結果を見ると、提案するマルチパス誤差低減技術により、ストロボコリレータよりも、さらにマルチパス誤差を削減できることが予想される。特に近接に大きな建物が存在する場合（基準局1のような状況）は、その効果が大きいと考えられる。RTK測位の性能を見ても、提案するマルチパス誤差低減技術により、FIX率をいずれの場合においても高めることができる予想される。移動局1の場合と、移動局2の場合において、DGPS測位誤差が、移動局1のほうが大きくなっているが、これは近接に大きな建物が存在しているためである。移動局2の場合は、反射体となる建物が両側に同じような高さで並んでいるため、強い反射波を受けにくい状態になっている。さらに建物がアンテナより離れているため、ストロボコリレータや提案したマルチパス誤差技術では、遅延距離の長いマルチパス波を削減していると考えられる。

8. 4 GPS近代化に伴う効果

この項では、GPS近代化に伴う精密測位への効果をシミュレーションすることにした。GPS近代化の主要なものとして、日本で開発し打ち上げ予定の準天頂衛星（Quasi Zenith Satellite System：以下QZSSと呼ぶ）の追加と、第3周波数の追加を考慮した。解析の条件については、8. 3節で利用した条件を比較が可能なことから、そのまま利用することにした。

8. 4. 1 GPS+QZSSによる精密測位の可能性

ここでは、GPSにQZSSが加わった場合の精密測位の可能性について、FIX率の観点からシミュレーションを行った。

準天頂衛星の概要

準天頂衛星の概要について以下に示す。現在、QZSSの衛星配置は決定していないので、最も可能性が高く性能が出ると見込まれている配置を利用することにした。図8. 22にその配置による軌道を示す。衛星の軌道傾斜角は45度で、3機軌道に投入することにより、常に最低1機の衛星が日本でおおよそ仰角70度以上に存在することになる。衛星の離心率は0.099、近地点での衛星の高さは約31,612km、遠地点での高さは約39,960kmである。QZSSの信号のパラメータは全てGPSと同じとした。

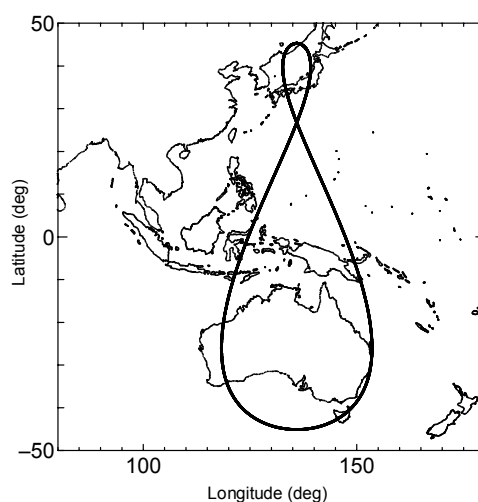


図 8. 2 2 QZSSの軌道

精密測位結果

次に実際にQZSSを現在のGPS衛星に加えた場合に、どの程度精密測位が改善されるかをシミュレーションしたので、表 8. 6 にまとめた結果を示す。解析条件は 8. 3 節で利用したものを同様に利用している。コリレータについては、ストロボコリレータと6章で提案したマルチパス誤差低減技術の2つの場合について解析を行った。性能の評価には、FIX率と5個以上の可視衛星数の割合を用いた。

表 8. 6 24時間精密測位結果 (RTK測位におけるFIX率と可視率)

	分類	GPS	GPS+QZSS
移動局1	ストロボコリレータ (FIX率)	27.2%	34.0%
	提案した手法 (FIX率)	41.5%	55.7%
	5個以上の可視衛星 (可視率)	64.9%	75.3%
移動局2	ストロボコリレータ (FIX率)	21.9%	31.1%
	提案した手法 (FIX率)	22.6%	32.1%
	5個以上の可視衛星 (可視率)	46.0%	61.1%

表 8. 6 より、QZSSが加わることによる性能の向上が見られる。5個以上の衛星の可視率は、移動局1及び2において10%以上の向上が見られ、それに伴い、FIX率も全ての場合において、7%から15%程度向上している。この結果より、可視衛星数の増加が、精密測位のサ

ービス向上には不可欠であることがわかる。

8. 4. 2 GPS+QZSS+L5周波数による精密測位の可能性

ここでは、GPS+QZSSに第3周波数の利用が加わった場合の精密測位の可能性について、FIX率の観点からシミュレーションを行った。第3周波数とは、現在のL1とL2の周波数に対して、L5の周波数を利用した衛星からの電波を指している。詳細は第7章の7. 6節に示したので、ここではその説明を省く。7. 6節でも述べたが、L5帯の電波を利用することにより、アンビギュイティ決定をさらに高速かつFIX率を高めて行うことができる。以下にシミュレーションの結果を示す。

精密測位結果

QZSS+GPSにL5帯の周波数の利用が可能になった場合、どの程度精密測位が改善されるかをシミュレーションしたので、表8. 7にまとめた結果を示す。解析条件は8. 3節で利用したものを同様に利用している。コリレータについては、ストロボコリレータと6章で提案したマルチパス誤差低減技術の2つの場合について解析を行った。性能の評価には、FIX率と1epochでFIXした割合を用いた。下の表の括弧内の数字は、FIXした回数のうち、1epochでFIXした回数の割合を示している。

表8. 7 24時間精密測位結果 (RTK測位におけるFIX率と1epoch率)

	分類	GPS	GPS+QZSS+L5
移動局1	ストロボコリレータ (FIX率)	27.2% (39.5%)	40.1% (96.1%)
	提案した手法 (FIX率)	41.5% (39.7%)	71.5% (99.0%)
移動局2	ストロボコリレータ (FIX率)	21.9% (34.9%)	57.6% (100%)
	提案した手法 (FIX率)	22.6% (34.6%)	60.4% (100%)

表8. 7の結果より、FIX率を見ると、GPS+QZSS+L5の場合は、全ての場合において向上していることがわかる。特に提案した手法では、可視衛星数が5個以上の時間帯において、ほぼ正しくFIXしていることがわかる。移動局1での可視率は75.3%に対して、FIX率は71.5%。移動局2での可視率は61.1%に対して、FIX率は60.4%。次に、括弧内の1epochでFIXした割合を見ると、第3周波数のL5が加わることにより、100%に近い確率で1epochのFIX解が得られていることがわかる。今回の精密測位計算時の信頼性は99%程度で設定しているが、それにしても非常に高い確率で1epochのFIX解を得ることができている。本結果より、第3周

波数の追加は、アンビギュイティ決定を高速かつFIX率を高めることができていたことを確認することができた。

8. 5 8章のまとめ

本章では、精密測位シミュレーションの概要を説明し、それを利用した固定点での簡単なサービス解析を行った。現在のGPS衛星と2周波（L1とL2）の生データによる結果との比較を行うことにより、本シミュレーションの妥当性も確認することができた。さらに第6章で提案したマルチパス誤差低減技術を利用した場合とQZSS及び第3周波数が加わった場合のシミュレーションを行うことにより、精密測位サービスにおける可能性を調査することができた。本シミュレーション結果では、提案したマルチパス誤差低減技術とQZSSや第3周波数の組み合わせにより、現存の精密測位サービスを大きく凌駕する結果を得られることがわかった。

参考文献

- Joosten, P., T. Pany and J. Winkel, The impact of unmodelled multipath on ambiguity resolution, ION 2002, pp 953-961.
- Han, S. and R. Johnson, Survey Quality Real-Time GPS: Solving the Time to Fix vs. Reliability Paradox ION 2001, pp 1550-1557.
- Elliott D. Kaplan, "Understanding GPS Principles and Applications," Artech House Publishers, pp 157-172. 1996.
- Cunha, T., P. Tome, S. Cunha and L. Bastos, Reliability Analysis of a Quasi-Instantaneous Ambiguity Fixing Method ION2001, pp1540-1549.
- Tiberius, C., T. Pany, B. Eissfeller, Kees. j, P. Joosten, and S. Verhagen, Integral GPS-Galileo ambiguity resolution, GNSS2002, Copenhagen, Denmark, May 27-30.
- Yougcheol SUH, Development of a Simulation System to Evaluate the Availability of Satellite-based Navigation Services Using Three-Dimensional GIS, A Ph.D. dissertation, University of Tokyo, September, 2004
- Nobuaki Kubo, Akio Yasuda, The Possibility of the Precise Positioning in the Urban Area, 2004 International Symposium on GNSS/GPS Sydney, Australia 6-8 December 2004

第9章 結論

9.1 結論

本研究では、コードマルチパス誤差の低減化手法と GPS 近代化による精密測位サービスシミュレーションソフトの開発を行ってきた。

コードマルチパス誤差の低減化手法においては、測距精度の理論上の限界に最も近づきやすい手法の1つである最小二乗法を選択した。多くの GPS 受信機では、衛星のコードと自身の発生するレプリカとのマルチパス波により乱された相関波形より、擬似距離を推定しているが、本手法では、直接波だけでなく、支配的なマルチパス波も含めて推定し、相関波形を分離することを試みている。シミュレーションと実データを利用して、本手法で支配的なマルチパス波を推定することにより、擬似距離の精度が、現存する最高性能の受信機よりも向上することを確認することができた。最小二乗法を用いる際に、その初期値をできるだけ正解に近い値として代入する工夫も行った。ただし、アルゴリズムの一部が、数秒間以上の安定した電波環境を仮定しているため、高速移動体への適用に際しては、更なる改良が必要である。一方、受信機出力情報を用いた使用不可衛星の検知手法では、静止データだけでなく、移動体データにおいても、そのアルゴリズムが有効であることがわかった。特に大きな誤差の原因となっていた反射波の強い衛星の検出に有効であった。

精密測位サービスシミュレーションでは、静止データではあるが、GPS 近代化を想定した日本の準天頂衛星の追加と第3周波数の追加による効果を示すことができた。準天頂衛星により、可視衛星数が効率良く増加するものの、都市部の高層ビルが密集した場所では、依然として実用的なサービスを受けることが困難であることもわかった。第3周波数の追加により、現在まで数秒から数十秒以上要していたアンビギュイティ決定がほとんど1エポックで決定されることがわかった。また、ユーザ側の受信機の耐マルチパス技術に応じたシミュレーションを行うことにより、コードマルチパス誤差がどのように精密測位サービスに影響を与えているのかを示すことができた。上記で提案した、本研究でのマルチパス誤差低減技術を用いた場合に、精密測位サービスが向上することを確認することができた。

9.2 今後の課題

上記の結論を踏まえた今後の課題を以下に列挙する。

- ・ 提案したコードマルチパス誤差の低減化手法は、静止データだけでなく、高速移動体のデータへの適用が望まれる。そのために、アルゴリズムの改良を行い、移動体においてもマルチパス波の振幅比と遅延距離の推定精度を向上させる。また合わせて、高速移

動体でのマルチパス波のトラッキンググループでの分析も必要である。

- 提案したコードマルチパス誤差の低減化手法では、ノイズの低減が重要なポイントなので、相関値自体のノイズの低減化に向けた手法について検討する必要がある。
- 提案したコードマルチパス誤差の低減化手法では、トラッキングが正常に行われ、複数のポイントの相関値を得ていることが前提となっている。実環境において、マルチパス誤差低減の性能を発揮するために必要な信号レベルの閾値を決定する。
- 受信機出力情報を用いた使用不可衛星の検知手法が有効であることが示されたが、本研究で使用した受信機だけでなく、他の受信機での利用可能性をチェックする。
- 精密測位サービスシミュレーションにおいて、アンテナ周囲の障害物の環境をビルのみとしたが、ビルだけでなく、電灯や木も考慮する。さらに障害物の判定に、水平地図と天空写真を用いたが、より精度の高い地図を用いる。ソフトの汎用性を高めるために、できるだけ各種設定を自動化する。
- 精密測位サービスシミュレーションでは、静止データのみを扱ったが、移動体データにも拡張する。これには、1点の解析ではなく面的な解析ができるように改良する必要がある。移動体の解析時には、サイクルスリップや、反射波が支配的に受信される場合も考慮する。