

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。

筆者が日本電気在籍当時、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 5

2. 1	測定値のモデル	
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 47

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

3. 2	衛星位置の計算	51
3. 3	キャリアスムージング	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	相関のプロセス	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、221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. 15	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. 16	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. 17	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. 18	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. 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)	130
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)	131
図6. 21	信号強度と仰角の関係図 (24時間平均)	133
図6. 22	衛星-アンテナ間の加速度 (等速)	136
図6. 23	衛星-アンテナ間の加速度 (急加速)	137
図6. 24	様々なパラメータによる相関波形	140
図6. 25	帯域幅が20MHzのときの相関波形 (振幅比は0.5)	141
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)	142
図6. 27	相関波形の時間軸方向の変化率 (同相、遅延約15m)	144
図6. 28	相関波形の時間軸方向の変化率 (逆相、遅延約15m)	144
図6. 29	相関波形の時間軸方向の変化率 (同相、遅延約60m)	145
図6. 30	相関波形の時間軸方向の変化率 (同相、遅延約120m)	145
図6. 31	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. 32	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. 33	相関波形と各ポイントでの傾き	148
図6. 34	パラメータの推定方法の概念図	149
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)	151
図6. 36	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. 37	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. 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)	153
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)	153
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)	154
図6. 41	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. 42	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. 43	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. 44	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. 45	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. 46	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. 47	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. 48	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. 49	加えたマルチパス波のイメージ図	159
図6. 50	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いれられる技術の 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な方法で 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。

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

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

δ_u は受信機のクロックバイアス、 δ^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 δ_u と δ^s が衛星と受信機時計が GPS

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。

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

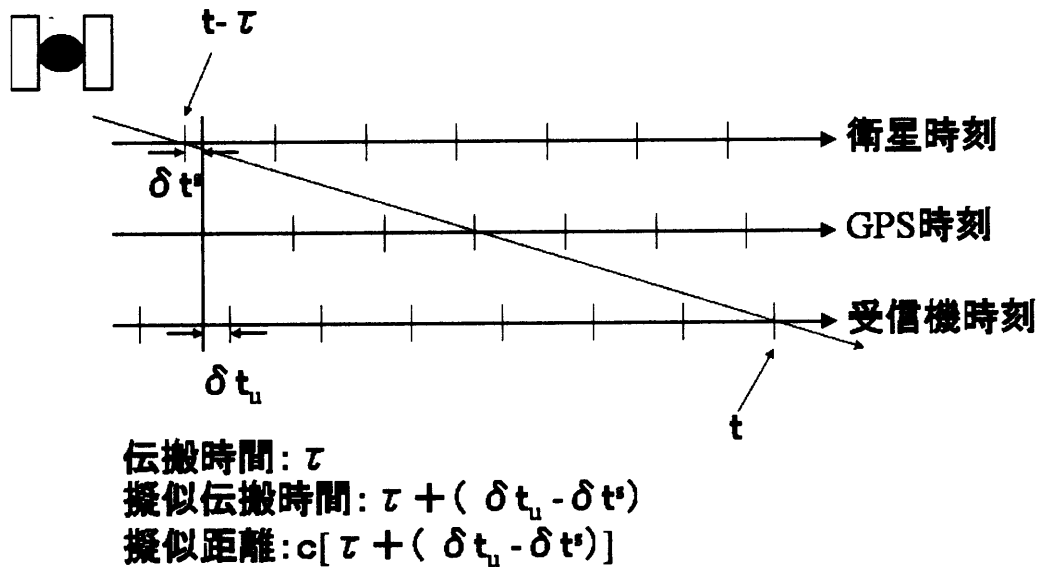


図2.1 擬似距離測定値の概念図。受信機と衛星の時計はGPS時刻に同期していないので、GPS時刻に対してそれぞれオフセットを持ちながら距離を測定している。

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、

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。

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

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の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)

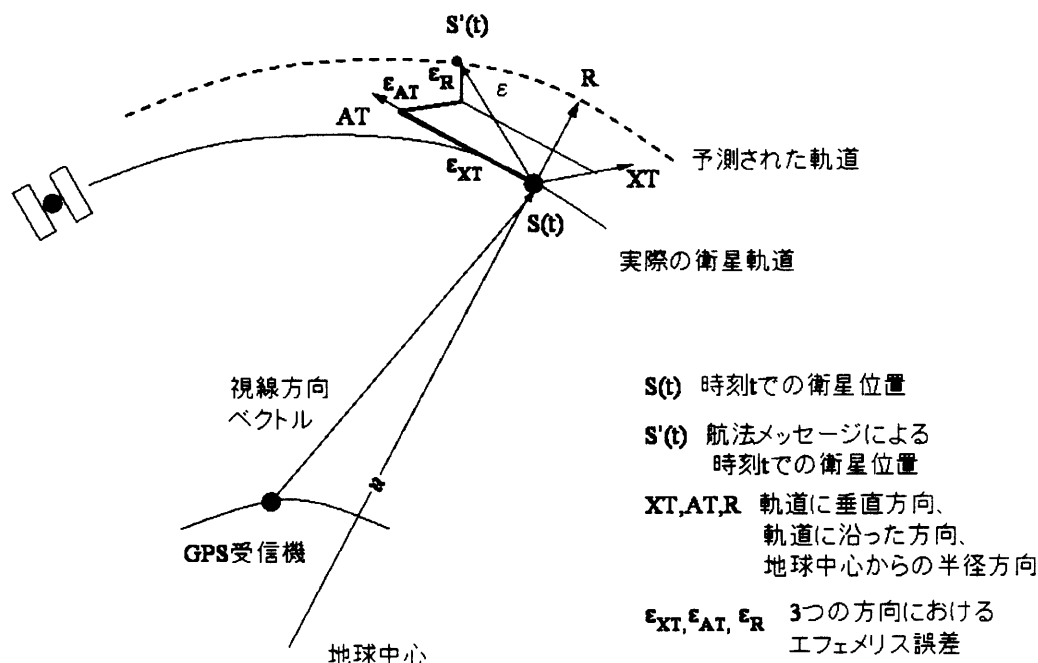


図2. 2 エフェメリスの誤差要素。軌道に沿った方向、クロスした方向、半径方向。半径方向が距離測定値における主要な誤差要因となる。軌道に沿った方向と直行した方向の寄与は小さい。

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、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、

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

と書ける。また等価的に、経路長が増加する分として、

$$\Delta\rho = \int_S^R [n(l)-1]dl \quad (2.13)$$

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。

$$s(x,t) = s_0 \cos(\omega t - kx + \phi_0) \quad (2.14)$$

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(2.14)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(2.14)は、次のように書き直すことができる。

$$s(x,t) = s_0 \cos[(\omega t - x/v_p) + \phi_0] \quad (2.15)$$

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。

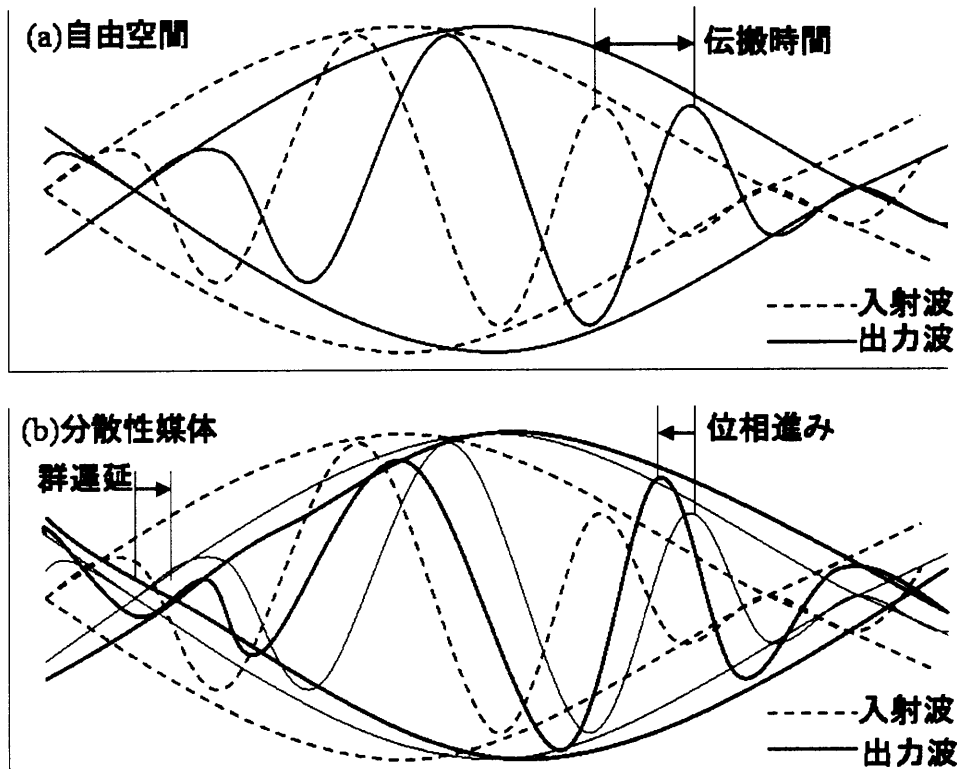


図 2.3 変調信号の伝搬:(a)自由空間、(b)分散性媒質(搬送波位相は進み、変調信号は遅れる)

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つることである。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

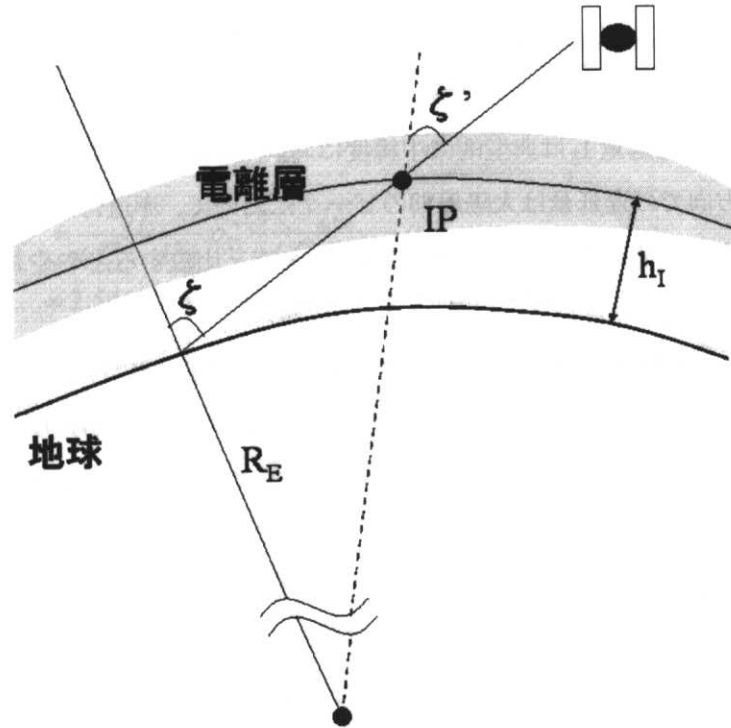


図2.4 電離層を通過する信号経路長の増加。増加した経路長は、天頂方向の遅延量に乗じる乗数で説明される。その乗数は傾斜係数と呼ばれる

$$TEC(\zeta) = \frac{1}{\cos \zeta'} \cdot TECV \quad (2.26)$$

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

$$\begin{aligned} \text{ionospheric delay}(\zeta) &= \text{zenith delay} \times \text{obliquity factor}(\zeta) \\ I(\zeta) &= I_z \cdot OF_I(\zeta) \end{aligned}$$

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。

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

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。

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

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。

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

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。

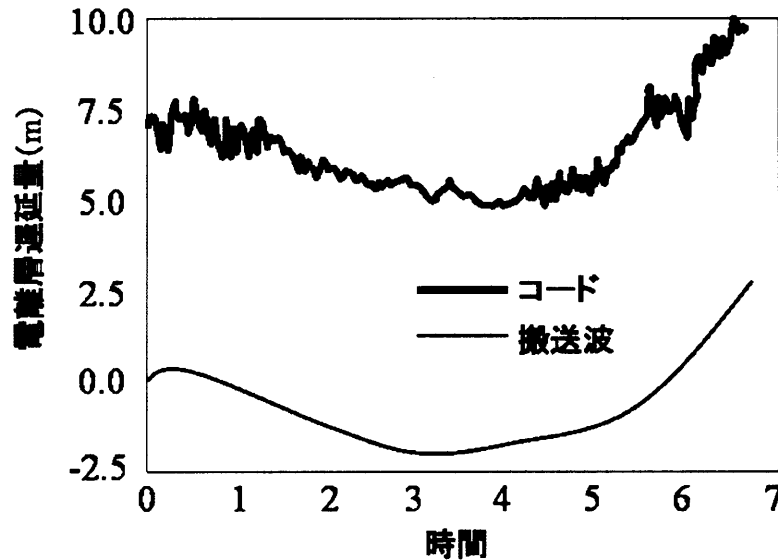


図 2.5 L1 帯と L2 帯の両方におけるコードと搬送波位相測定値から得られた L1 帯の電離層遅延量の推定値。コードによるほうは雑音が大きく、搬送波によるものは、雑音は小さいが、バイアスが残っている。搬送波位相が追尾されている限り、電離層遅延量における変化量は非常に正確に測定される

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ので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.

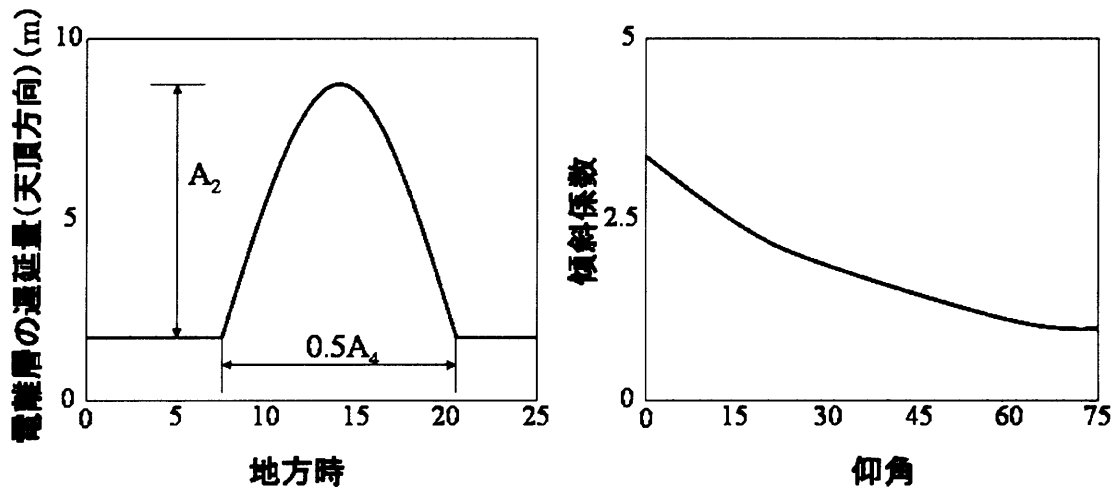


図 2. 6 Klobuchar の電離層モデル。A₂と A₄の変数値は電離層の状態を反映するように制御局で決められ、衛星によって放送される

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

$$OF_1(E) = 1.0 + 16.0 \times (0.53 - E)^3 \quad (2. 3 5)$$

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. 2 8) 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 N_2 と O_2 ）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 RF 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の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

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

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

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-1m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

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

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）、信号と受信機の設計に依存していない。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

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する、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過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。

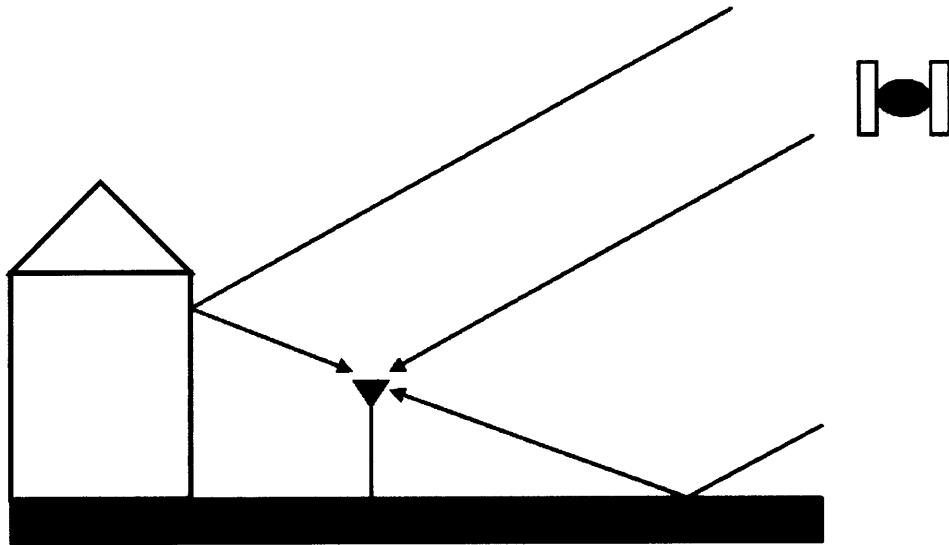


図 2. 7 マルチパス：信号が二つ以上の経路を通してアンテナに到達する。反射信号は、たいてい直接信号よりも遅延しており、強度も弱まっている。

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キ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。

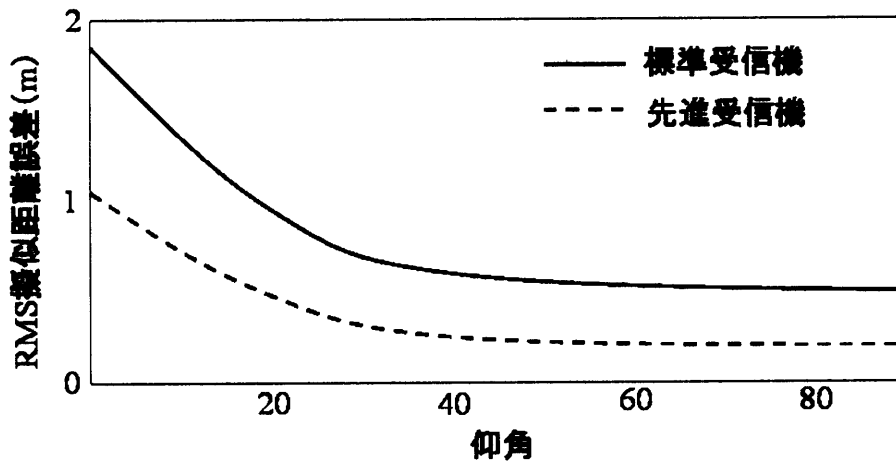


図2.8 2つのタイプの受信機による仰角に応じたコード位相測定値の誤差

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、正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。

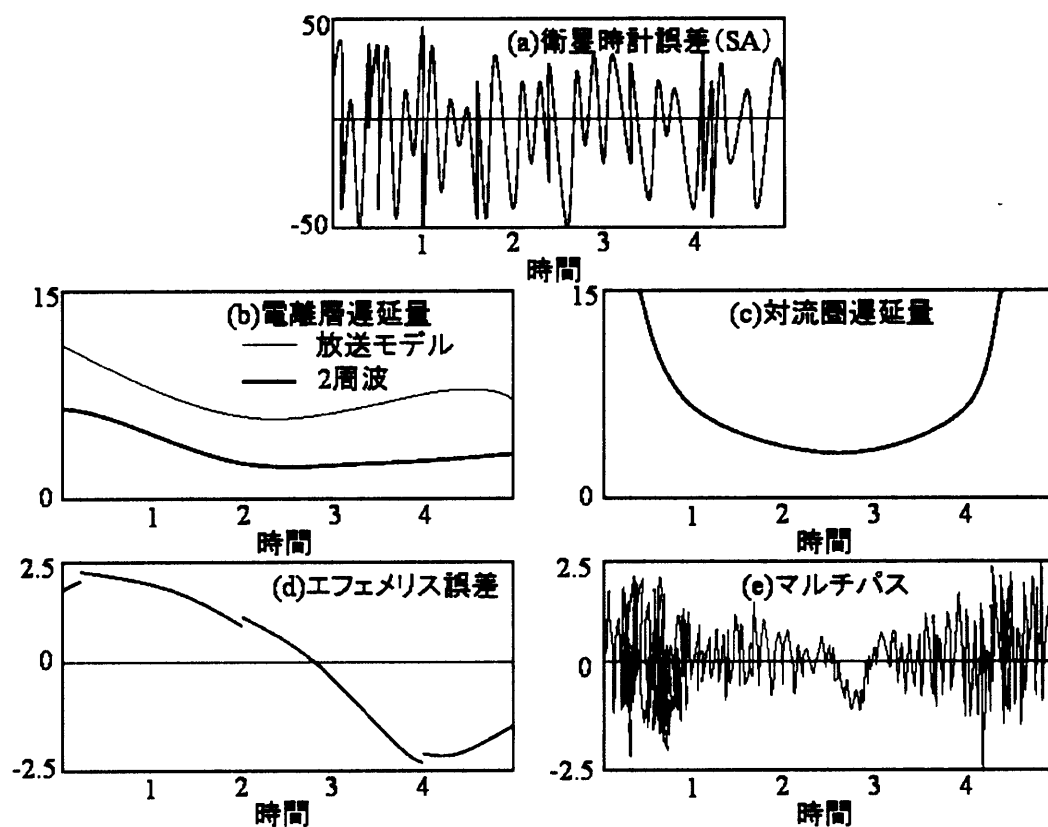


図 2. 9 異なる誤差要因による擬似距離測定値の誤差（衛星が昇ってから沈むまで、最大仰角は 38 度）。これらの測定値は SA が発動されていた 1997 年に取得された。

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つの異なる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、

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

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

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。

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

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、搬送波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 間のコードと搬送波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）を組み合わせすべきか？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。

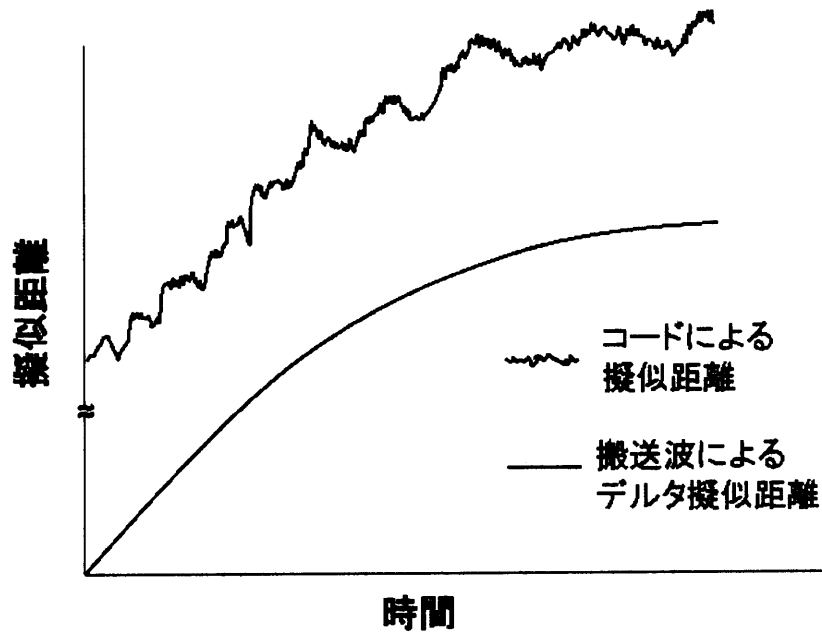


図2.10 コードと搬送波位相測定値より計算される擬似距離の概念図。コードに基づいた擬似距離は雑音が多い。搬送波位相の推定値は、正確であるがあいまいである。よって、図のプロット開始点は0としている。搬送波位相測定値は、正確な擬似距離の変化量を与えるので、コードに基づいた擬似距離をスムーズにすることが可能である

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ことが期待される。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。

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、利用者は測定値にそ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

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

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。

測位のとく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 $(x_i, y_i, z_i) (i=1 \dots k)$ 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。

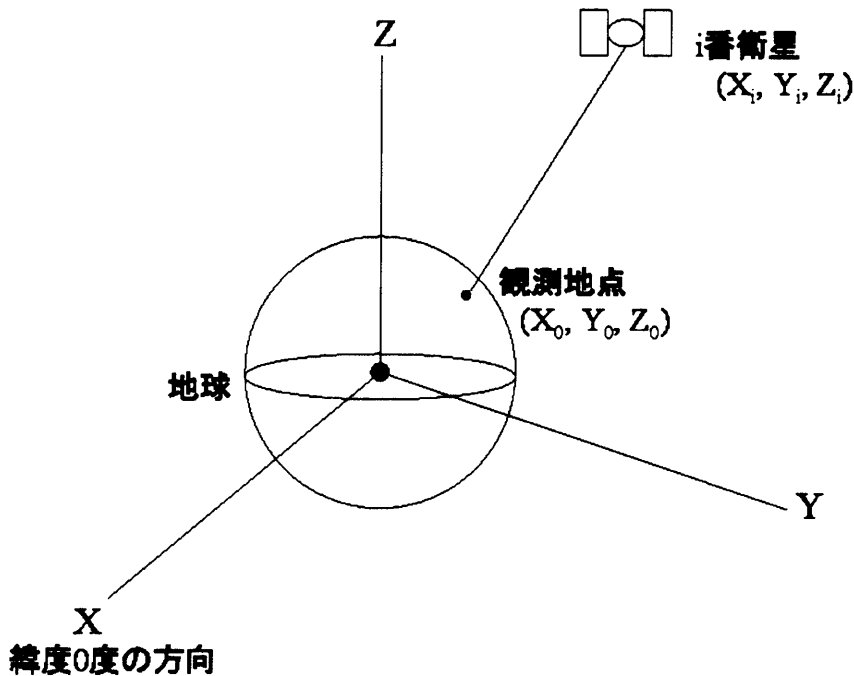


図3. 1 観測地点および衛星の座標と擬似距離

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のようなになる。

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

$\rho_i^j(t)$ 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

$$\begin{aligned} & \sqrt{(x_i - x_{00} - \delta x)^2 + (y_i - y_{00} - \delta y)^2 + (z_i - z_{00} - \delta z)^2} \\ & \approx \sqrt{(x_i - x_{00})^2 + (y_i - y_{00})^2 + (z_i - z_{00})^2} \\ & \quad - \frac{(x_i - x_{00})\delta x + (y_i - y_{00})\delta y + (z_i - z_{00})\delta z}{\sqrt{(x_i - x_{00})^2 + (y_i - y_{00})^2 + (z_i - z_{00})^2}} \end{aligned}$$

$$\rho_i = \rho_{i0} - \frac{(x_i - x_{00})\delta x + (y_i - y_{00})\delta y + (z_i - z_{00})\delta z}{\rho_{i0}} - c\Delta\tau \quad (3.2)$$

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けられる。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。

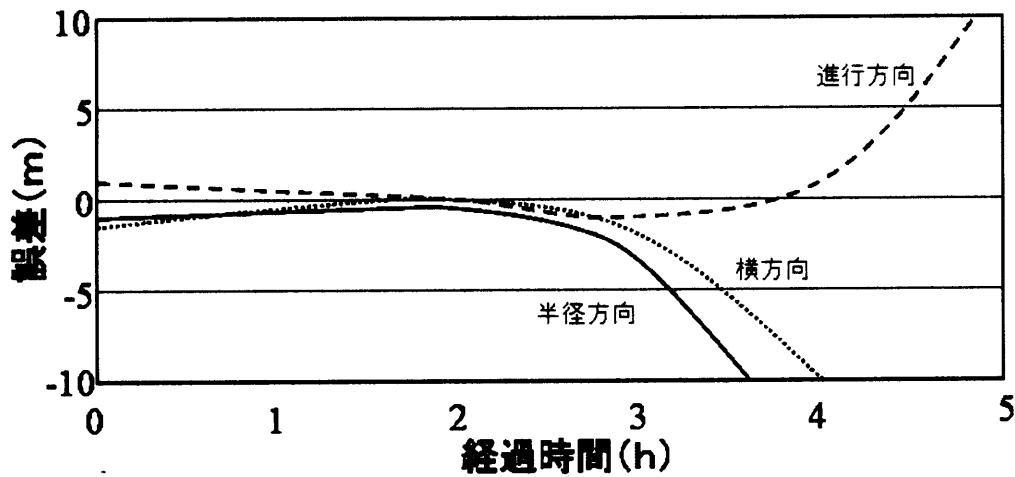


図3.2 衛星軌道誤差

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、

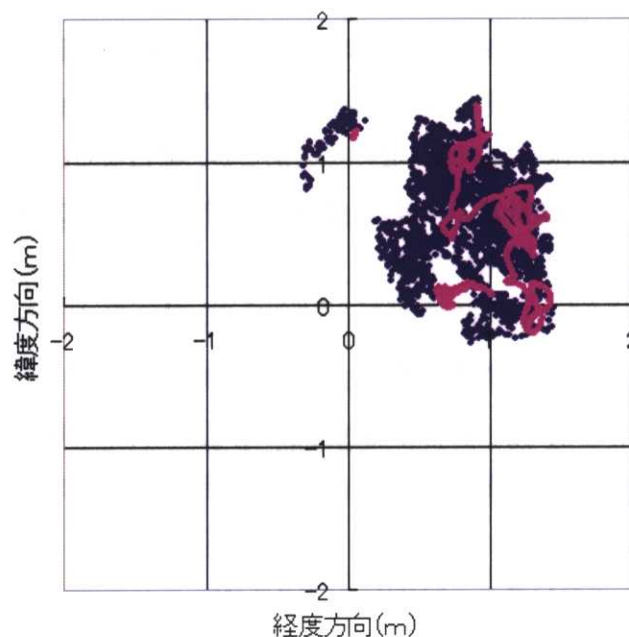
1日経過後	900m (1σ)
1週間経過後	1200m (1σ)
2週間経過後	3600m (1σ)

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。



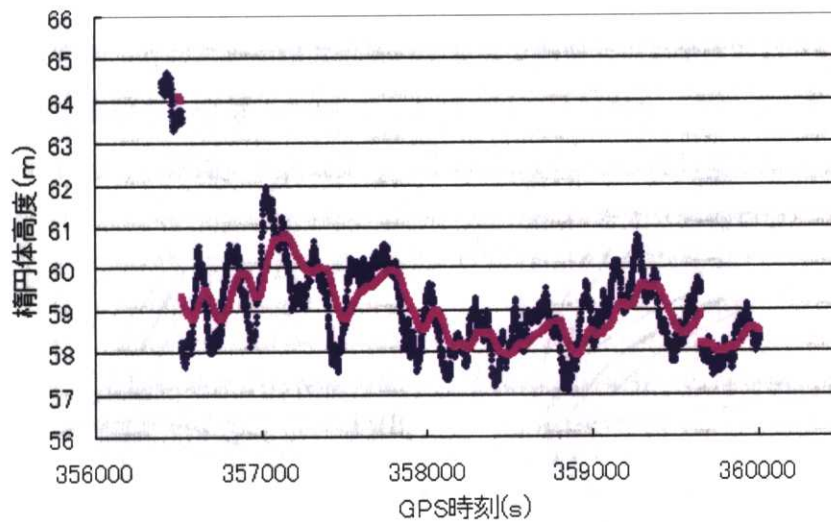


図3. 3 スムージングを行った場合と行っていない場合の単独測位結果（水平と高度）

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ると精度が劣化する。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。

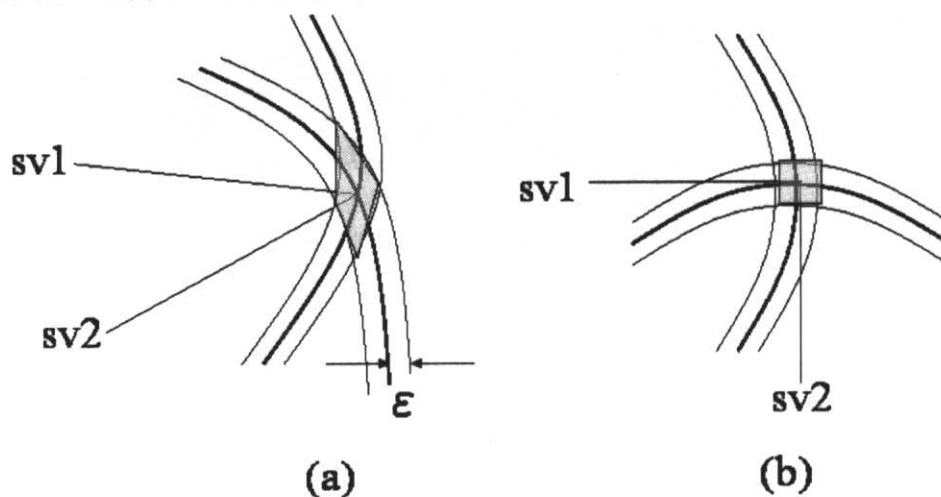


図3. 4 2次元位置推定の簡単な例。位置推定の質は擬似距離測定値の質と幾何に依存。

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、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、

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

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、

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

$$TDOP = \sigma_{tt}$$

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。

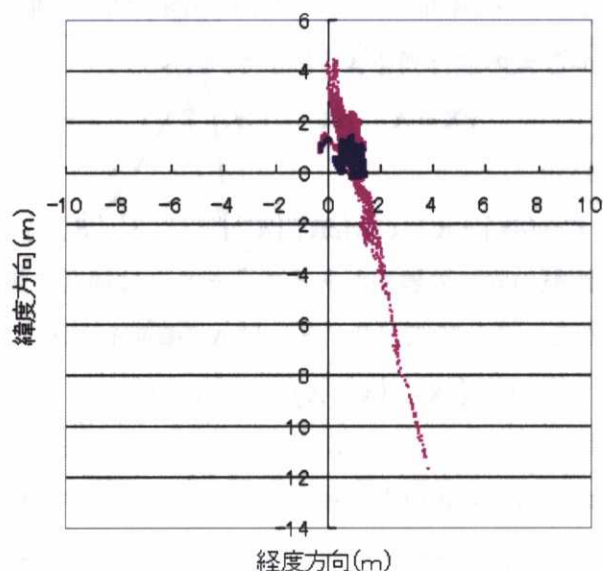


図3.5 水平方向の単独測位結果（青は全可視衛星、赤は2個省いた場合）

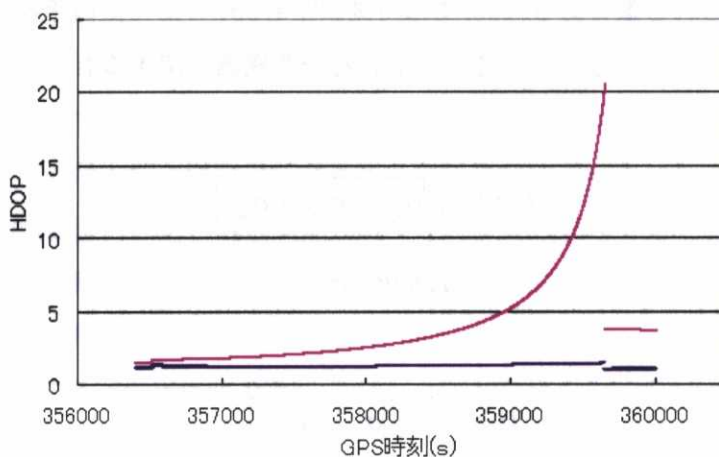


図3.6 HDOPの時系列変化（青は全可視衛星、赤は2個省いた場合）

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とされている。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。測位のとく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。

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

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, Understanding GPS Principles 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。一定の面内におい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、

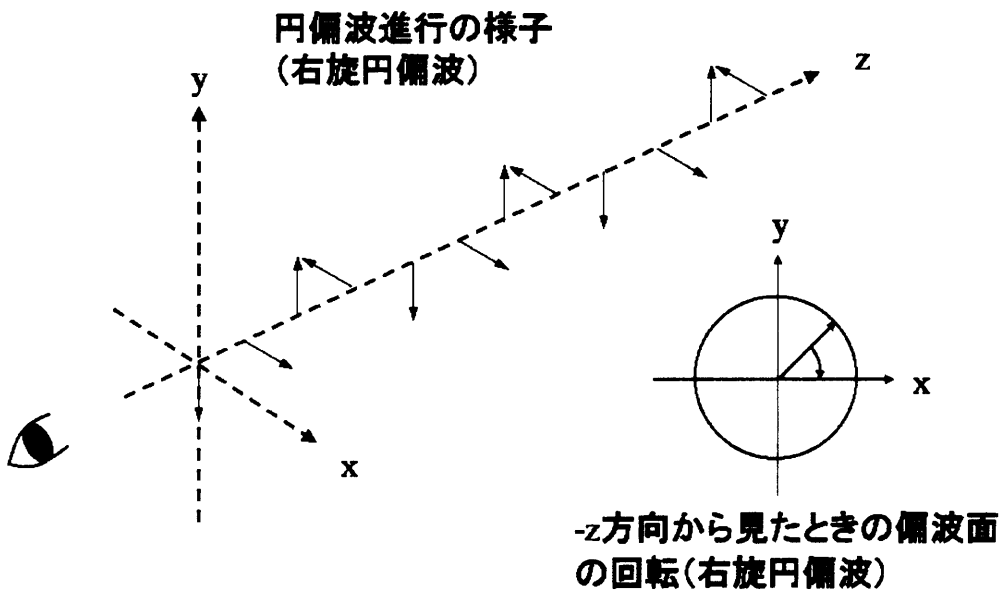


図 4. 1 円偏波（右旋円偏波）

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。

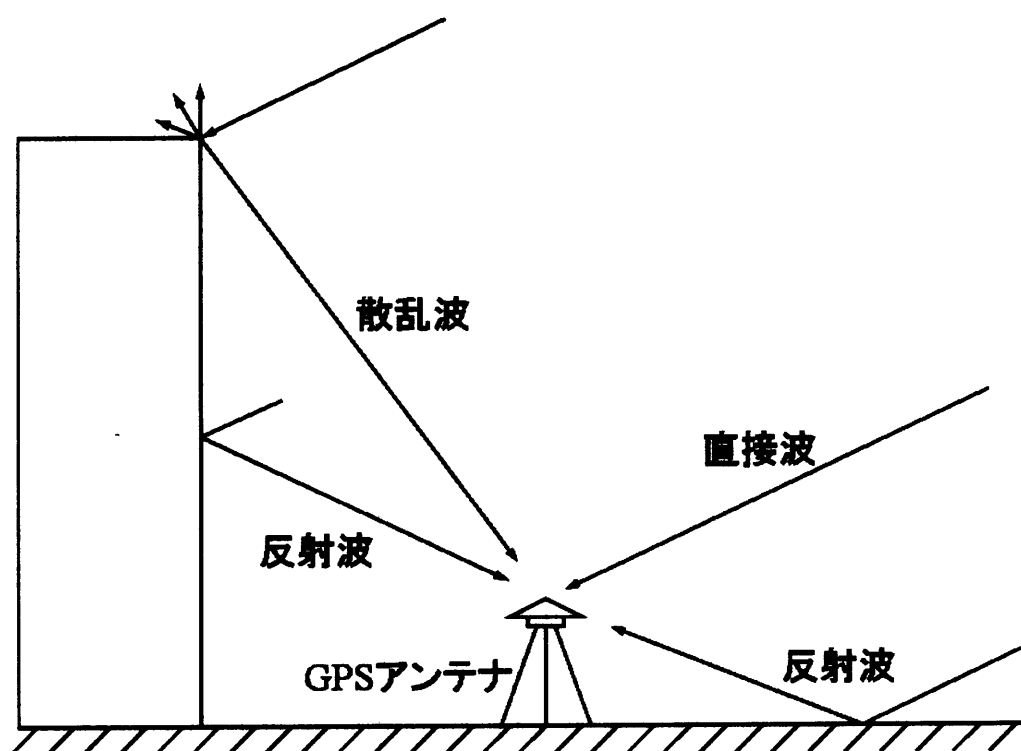


図4. 2 マルチパス環境

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いいといえる。

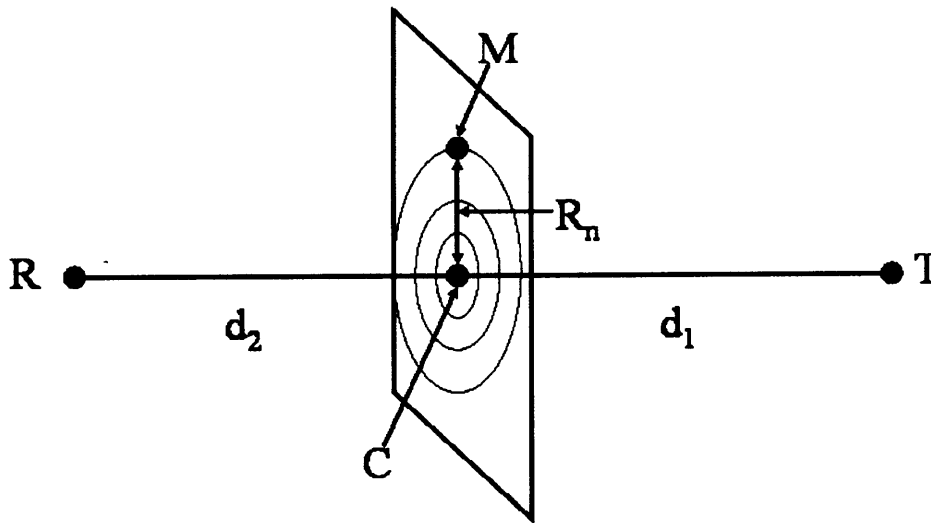


図4.3 フレネルゾーンの説明

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。

$$R_0 = \frac{\sin \psi - \sqrt{C}}{\sin \psi + \sqrt{C}} \quad (4.4)$$

ここで、 $C \equiv \eta - \cos^2 \psi$ (水平偏波)

$C \equiv (\eta - \cos^2 \psi) / \eta^2$ (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氣的な特性 (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。

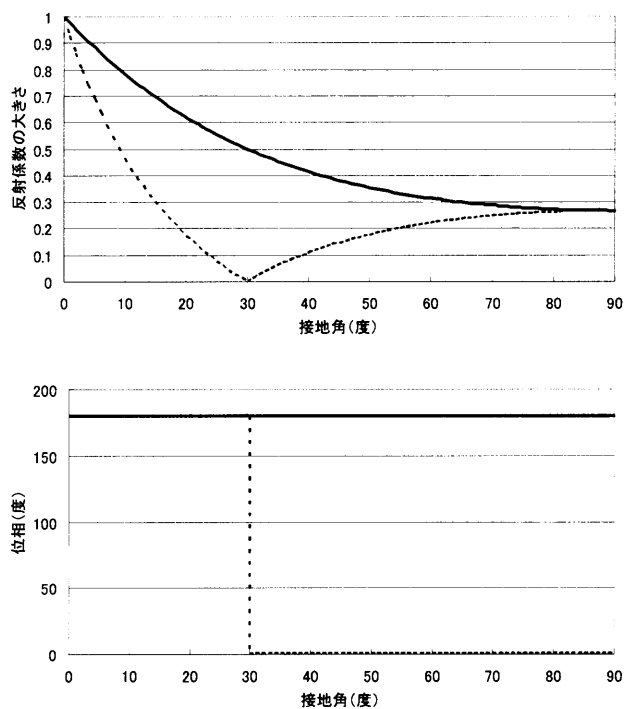


図 4. 4 接地角に対する反射係数の大きさと位相の値 (コンクリート)

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。

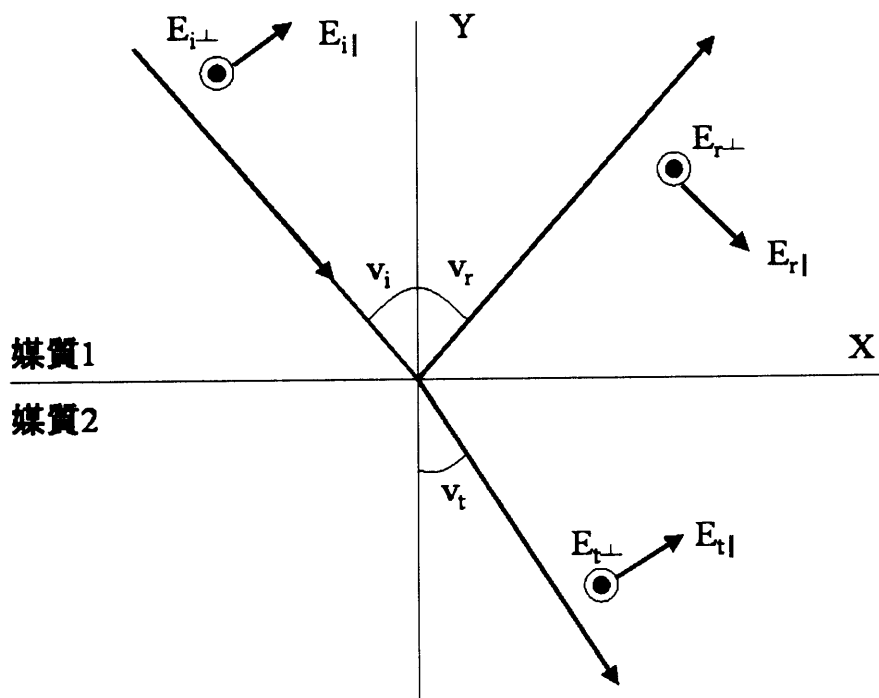


図4.5 平らな表面に円偏波が入射したときの反射

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 の角度をもち、更に一部透過した波は、 y 軸負の方向に対して ν_t の角度をもち、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)をもち、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度に近づくとつれて徐々に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度に近づくとつれて徐々に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時、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旋円偏波に対して、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時、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。

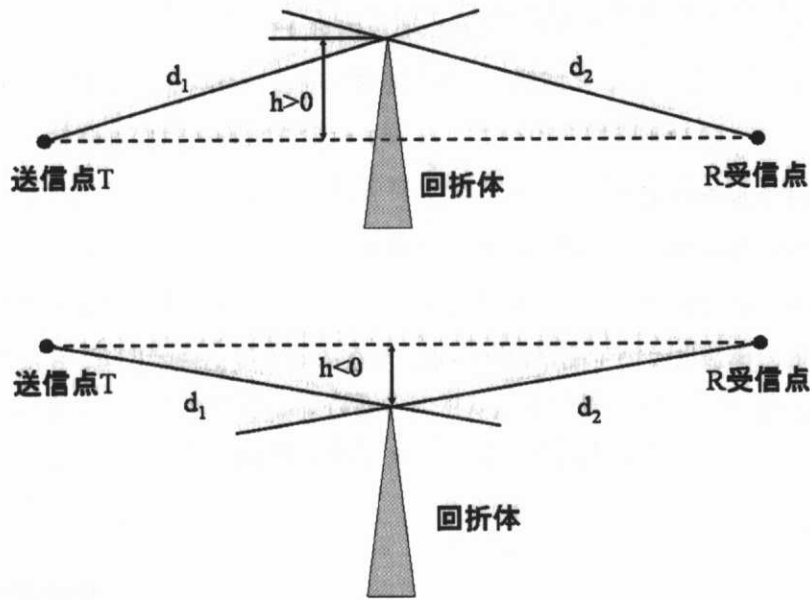


図4.6 単一ナイフエッジ回折

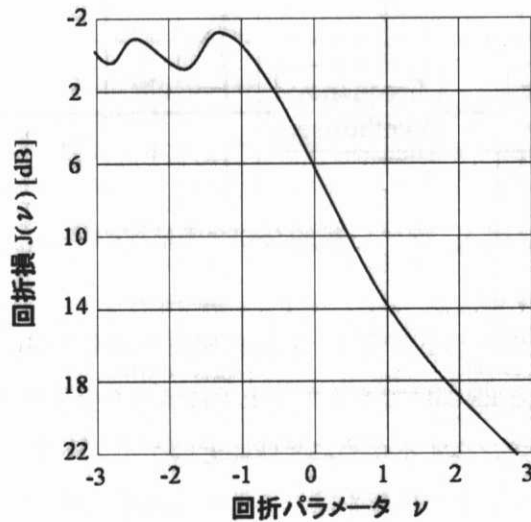


図4.7 単一ナイフエッジ回折損

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 受信機の構成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。

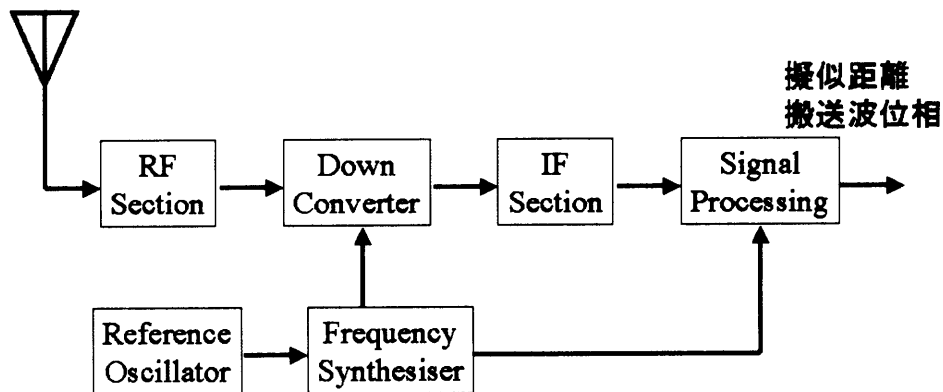


図 4.8 一般的な GPS 受信機の構成

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慮して選定されている。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LO（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LO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。

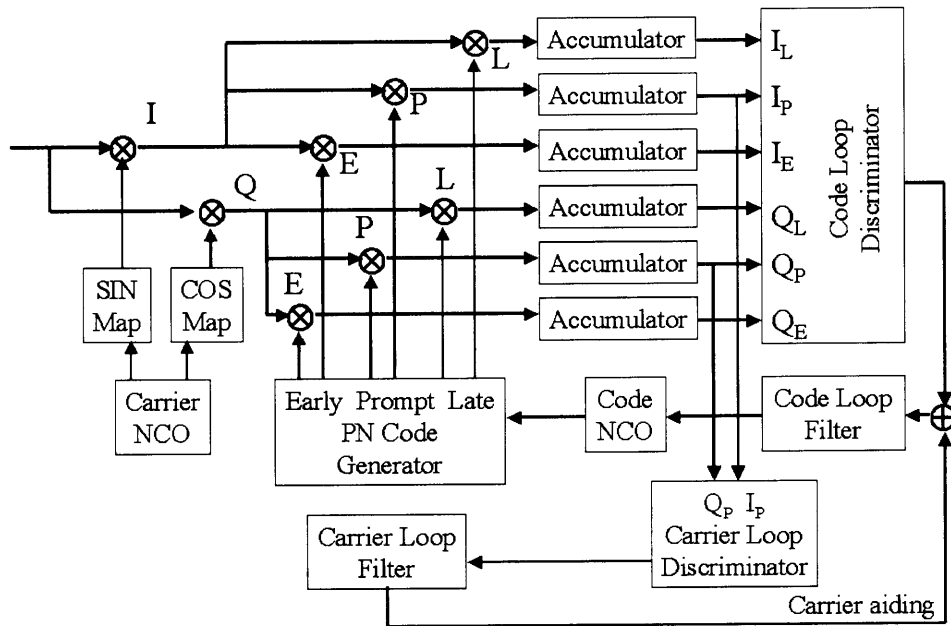


図4.9 GPS受信機のトラッキングループ

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
 によって取り除かれている。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。

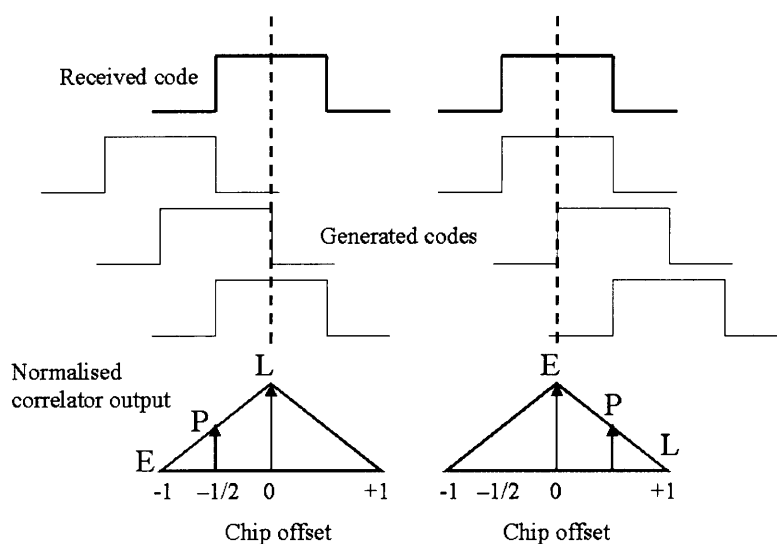


図 4. 10 相関のプロセス

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。

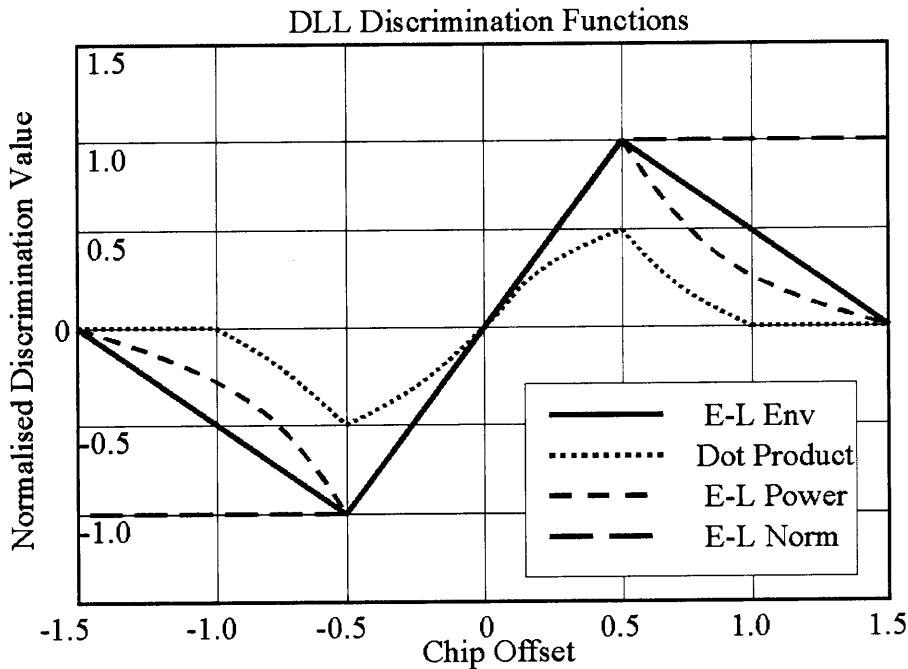


図4. 11 いくつかのDLL用判別器の特徴

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。

$$S_I(t) = A_0 \cdot P(t - \tau_0) \cdot \cos(\omega_{L_i} t - \varphi_0) \quad (4.8)$$

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_i} 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 つの相関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 $1 \mu\text{s}$ 、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 $\Delta\phi$ 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。

$$S_i(t) = A_0 \cdot P(t - \tau_0) \cdot \cos(\omega_L t - \phi_0) + A_1 \cdot P(t - \tau_1) \cdot \cos(\omega_L t - \phi_1) \quad (4.12)$$

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。

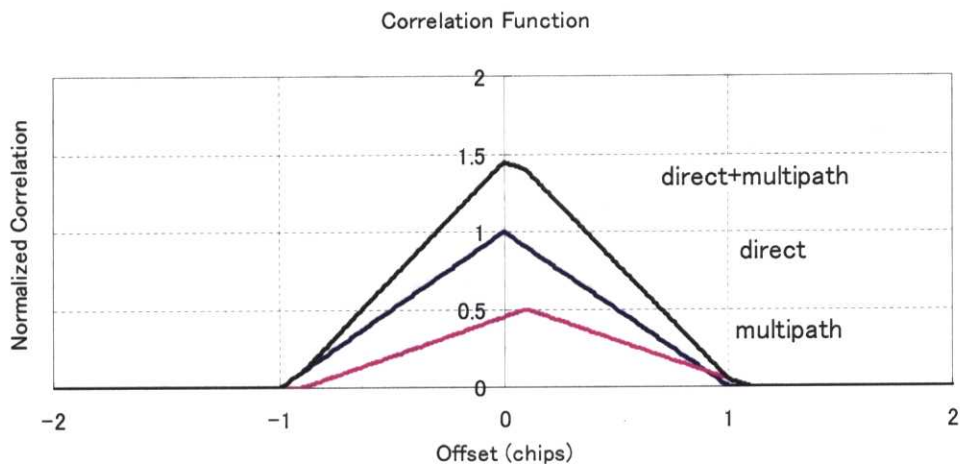
$$\begin{aligned} I_p(\Delta\tau, \Delta\phi) &= A_0 R(\Delta\tau) \cdot \cos(\Delta\phi) + A_1 R(\Delta\tau - \delta_m) \cdot \cos(\Delta\phi - \theta_m) \\ Q_p(\Delta\tau, \Delta\phi) &= A_0 R(\Delta\tau) \cdot \sin(\Delta\phi) + A_1 R(\Delta\tau - \delta_m) \cdot \sin(\Delta\phi - \theta_m) \\ I_E(\Delta\tau,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

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。



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

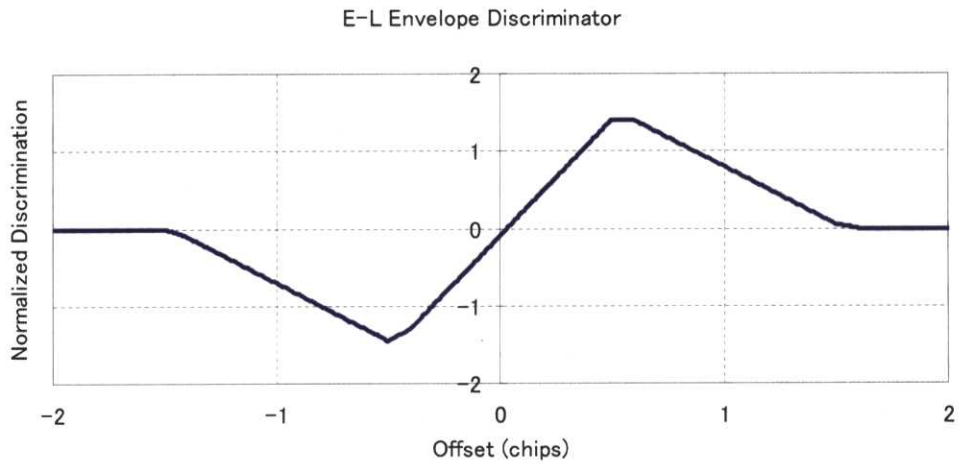


図 4. 1 2 0.1 チップ遅れ、同相のマルチパスが存在する場合

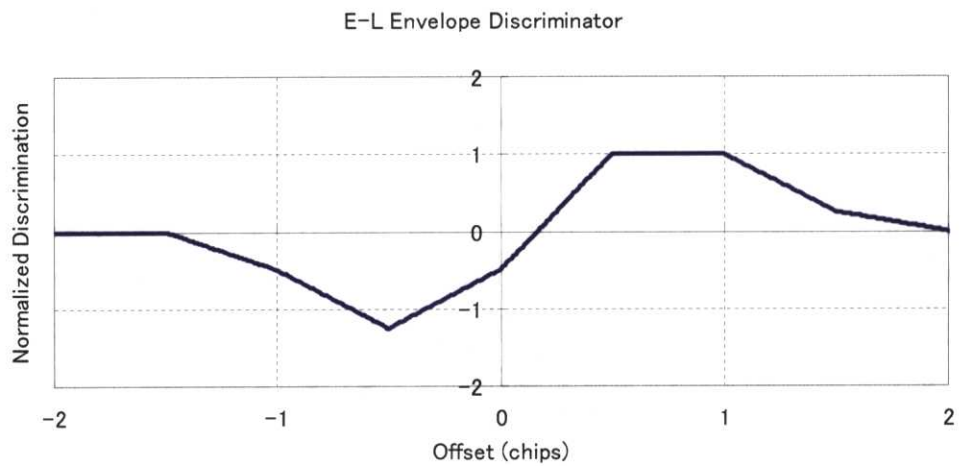
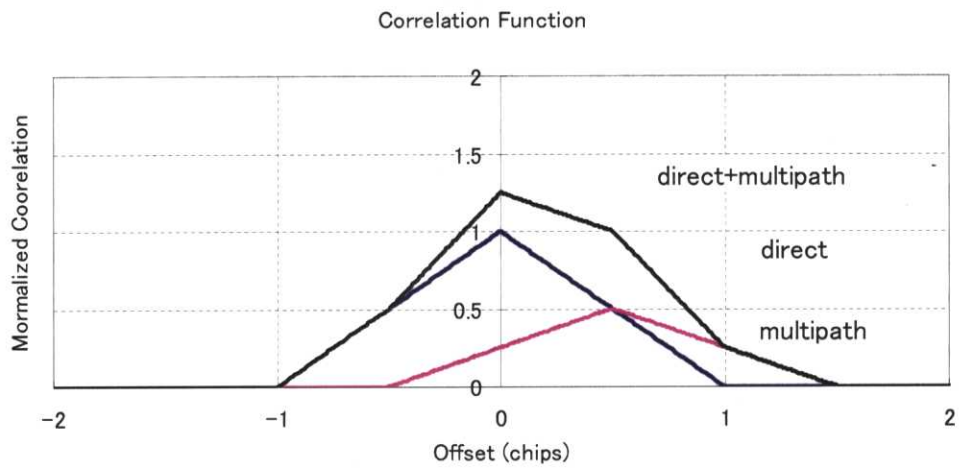


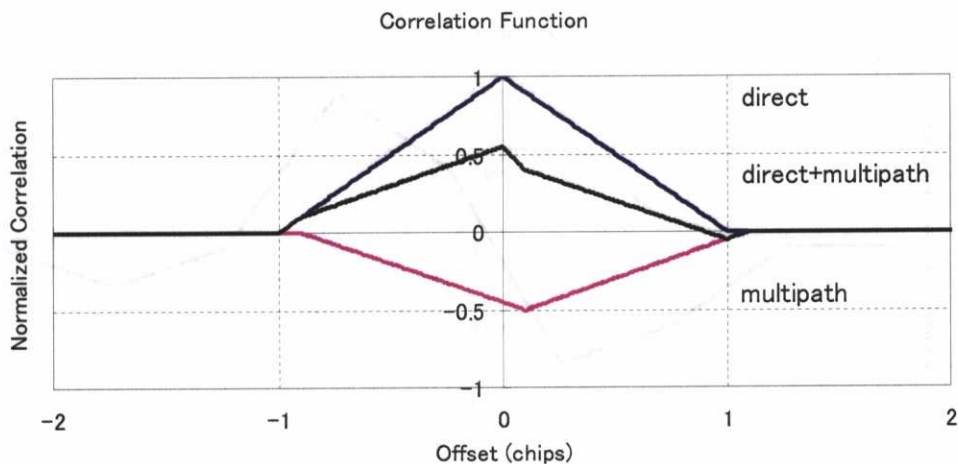
図 4. 1 3 0.5 チップ遅れ、同相のマルチパスが存在する場合

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4.14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。



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

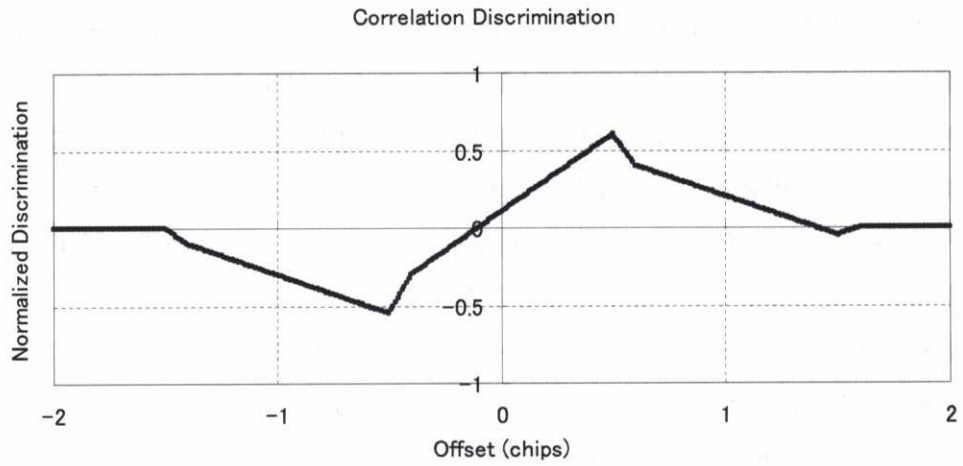


図 4. 1 4 0.1 チップ遅れ、逆相のマルチパスが存在する場合

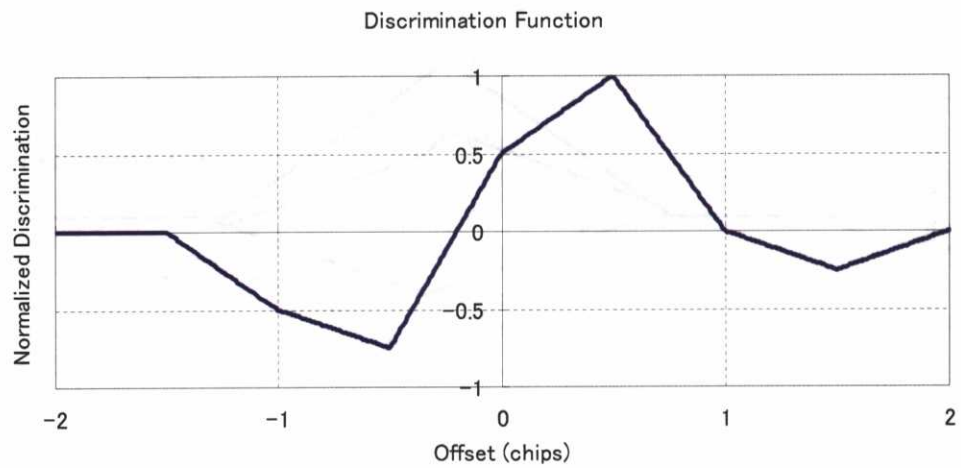
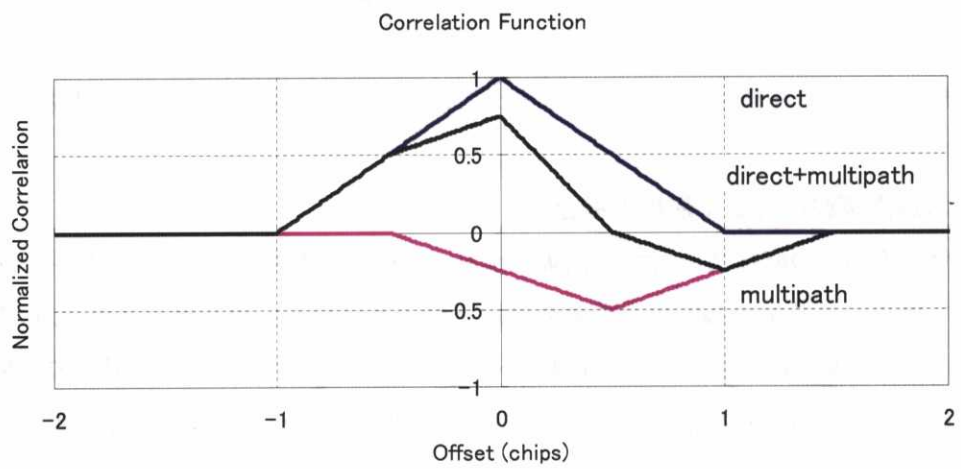


図 4. 1 5 0.5 チップ遅れ、逆相のマルチパスが存在する場合

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。

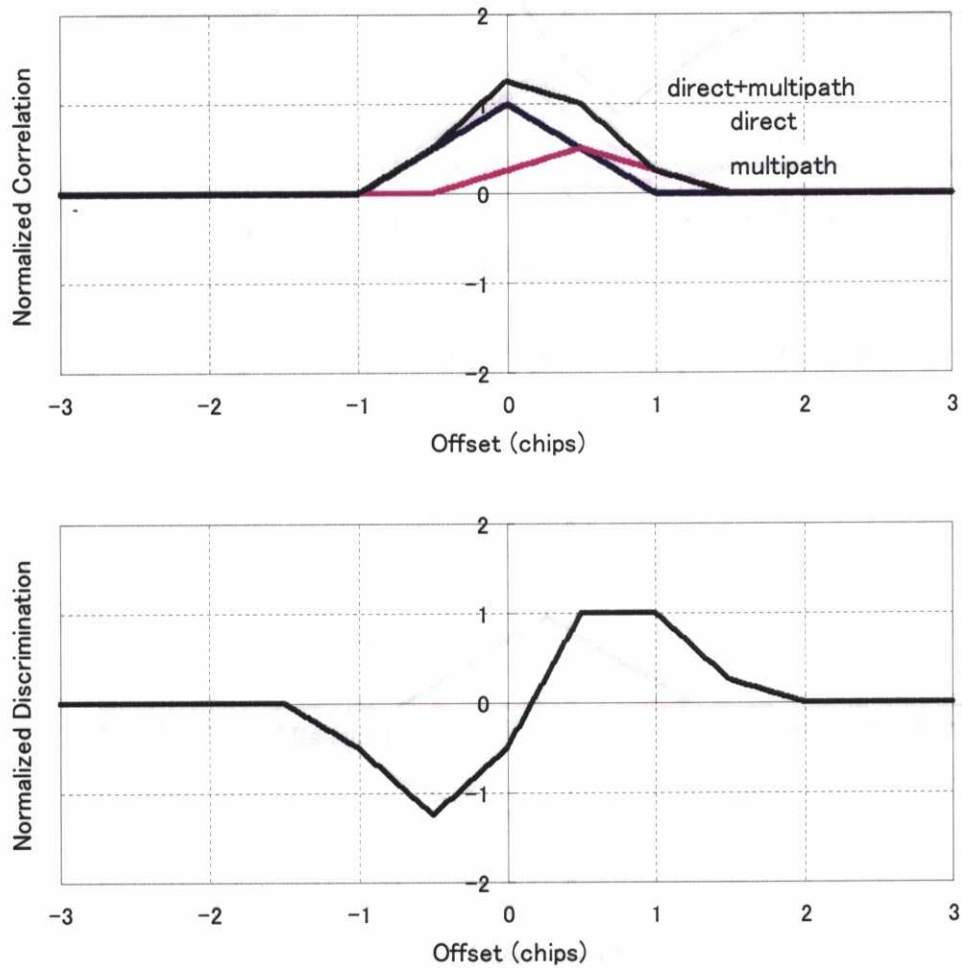


図4. 16 0.5チップ遅れ、位相差0度の場合の結果

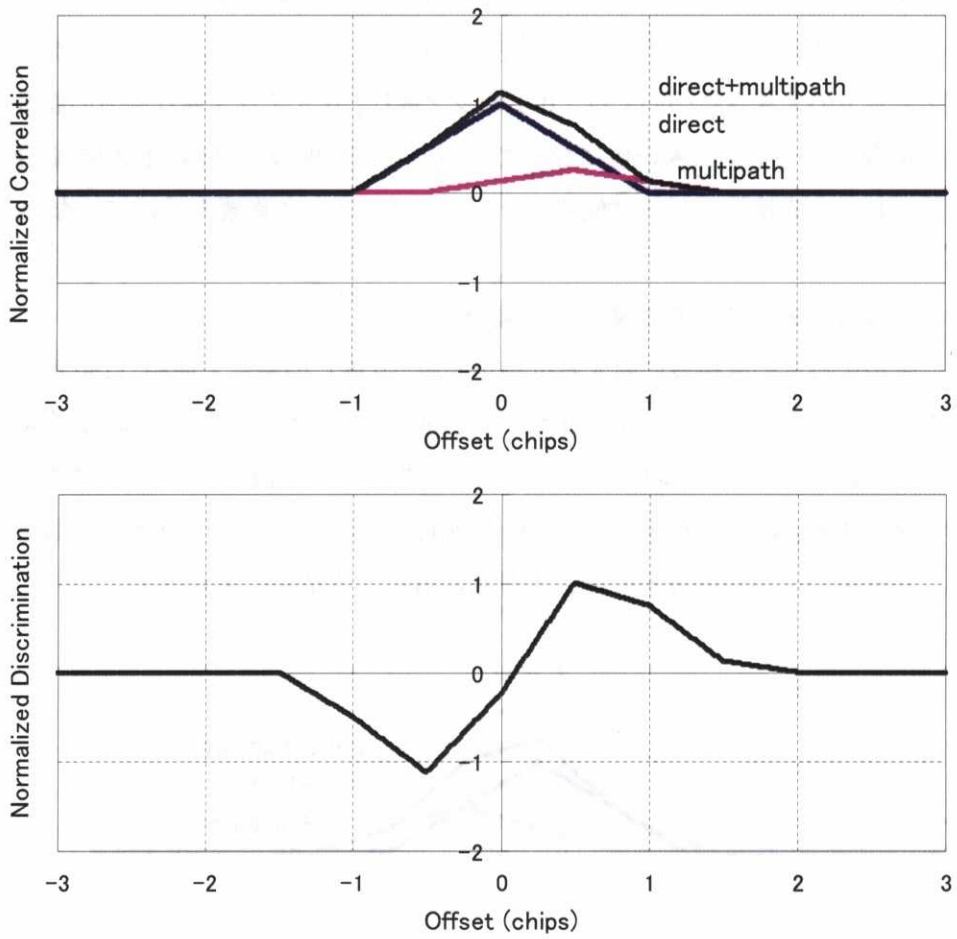
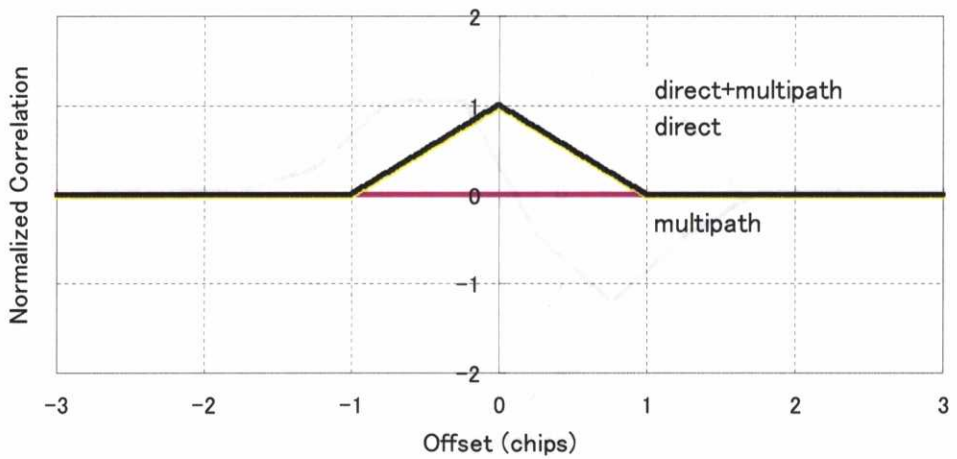


図 4. 17 0.5 チップ遅れ、位相差 60 度の場合の結果



第4章 GPS信号におけるコードマルチパス誤差

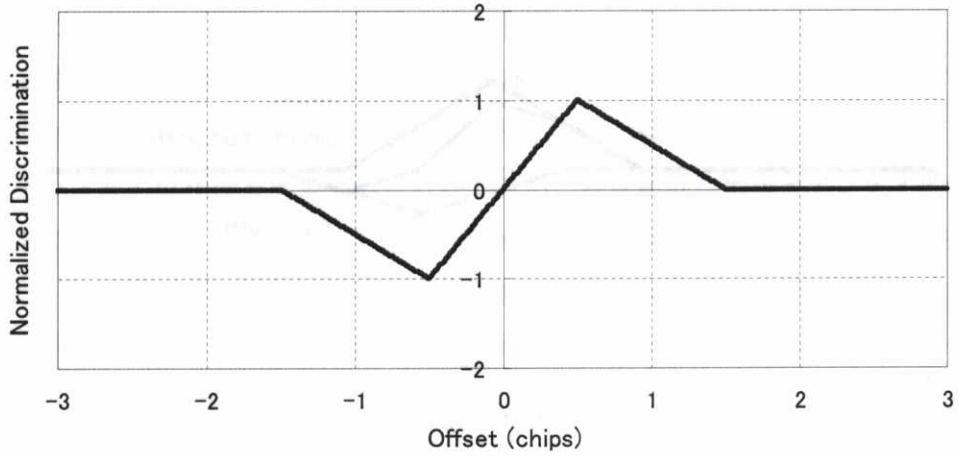


図4.18 0.5チップ遅れ、位相差90度の場合の結果

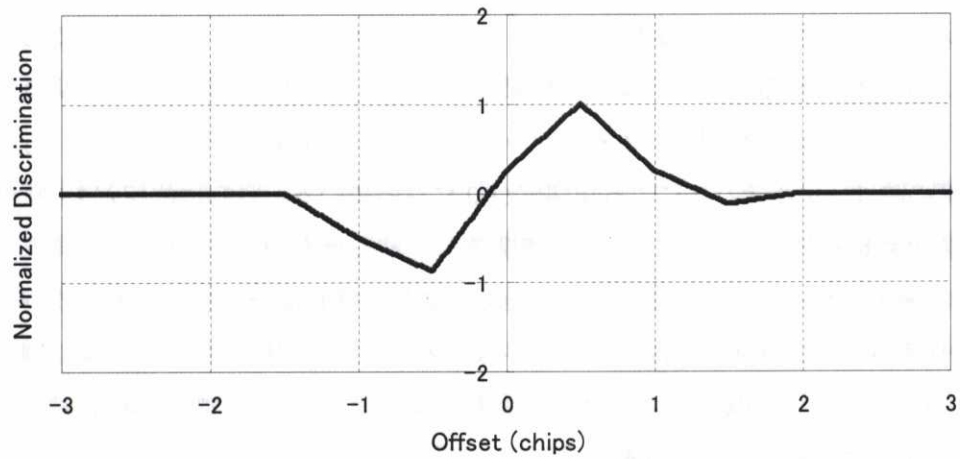
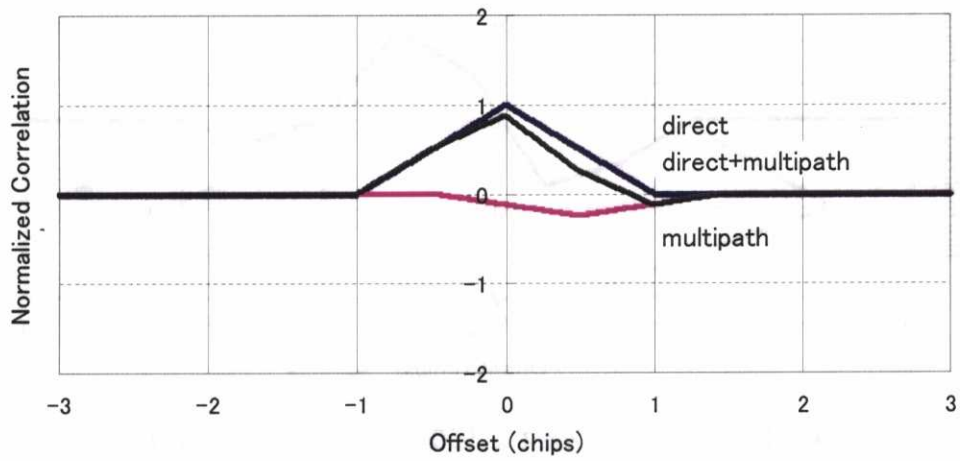


図4.19 0.5チップ遅れ、位相差120度の場合の結果

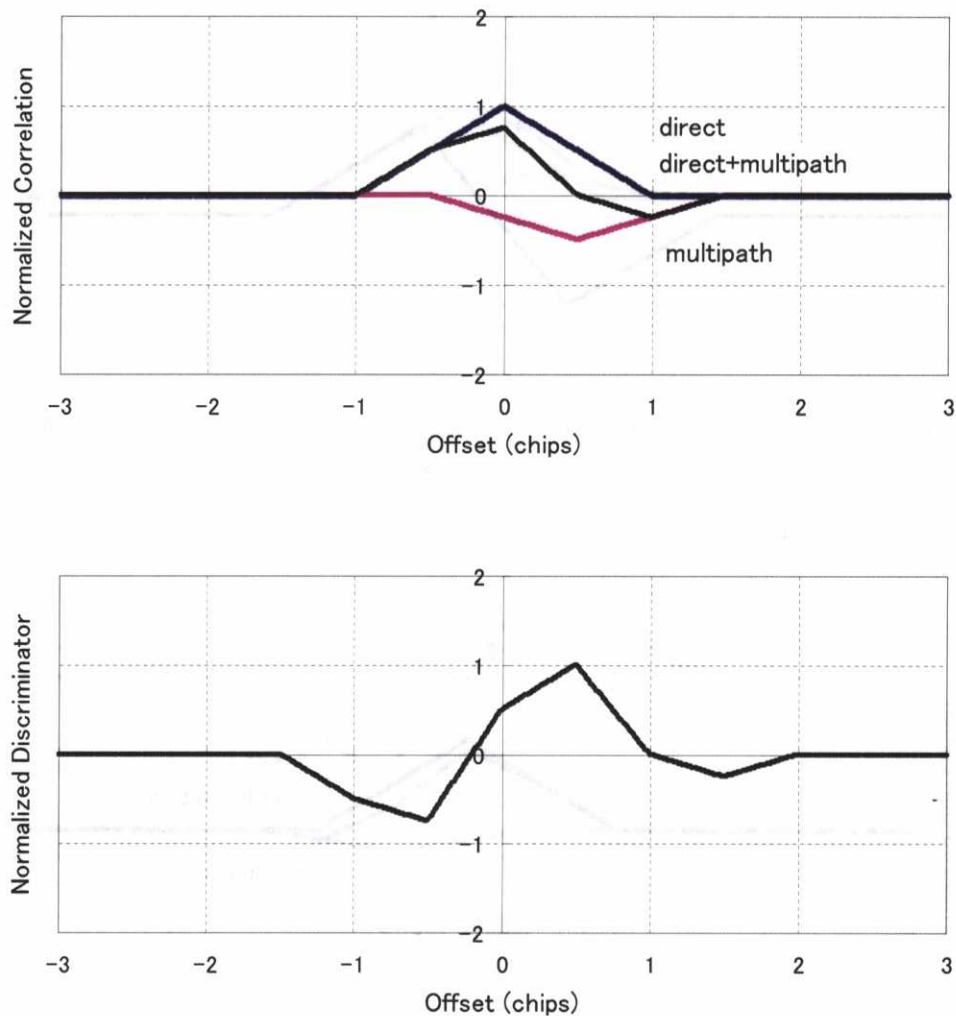


図4. 20 0.5チップ遅れ、位相差180度の場合の結果

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。

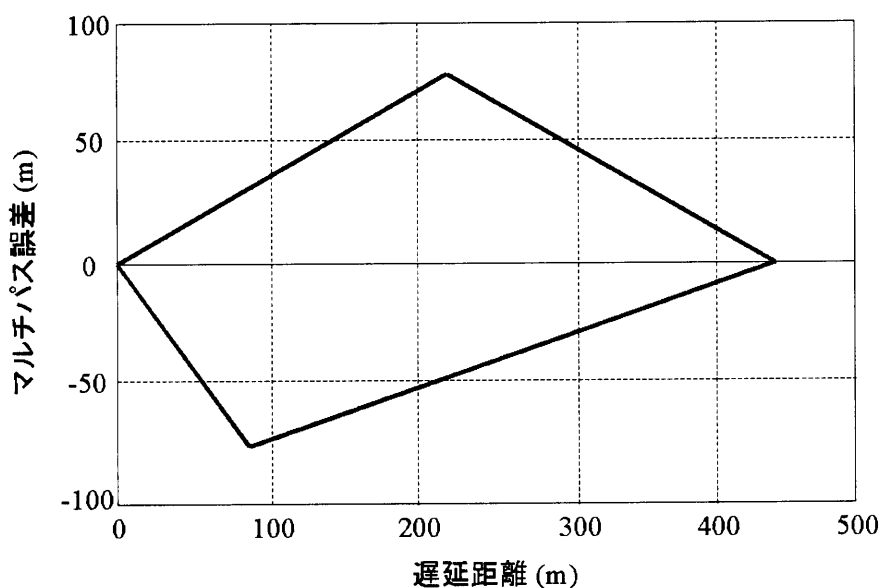


図4. 21 マルチパス誤差と遅延距離の関係

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 デジタルフィルターを利用した。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。

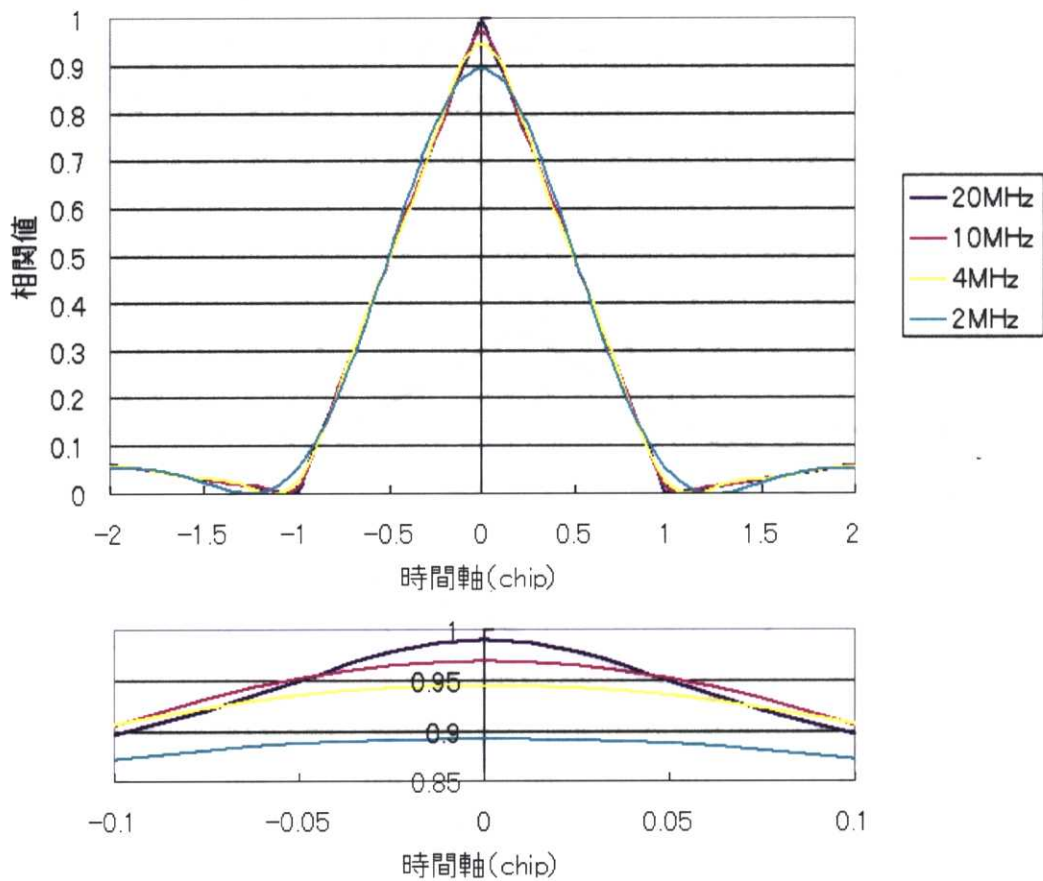


図 4. 2 2 信号の帯域幅に応じた自己相関関数

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。

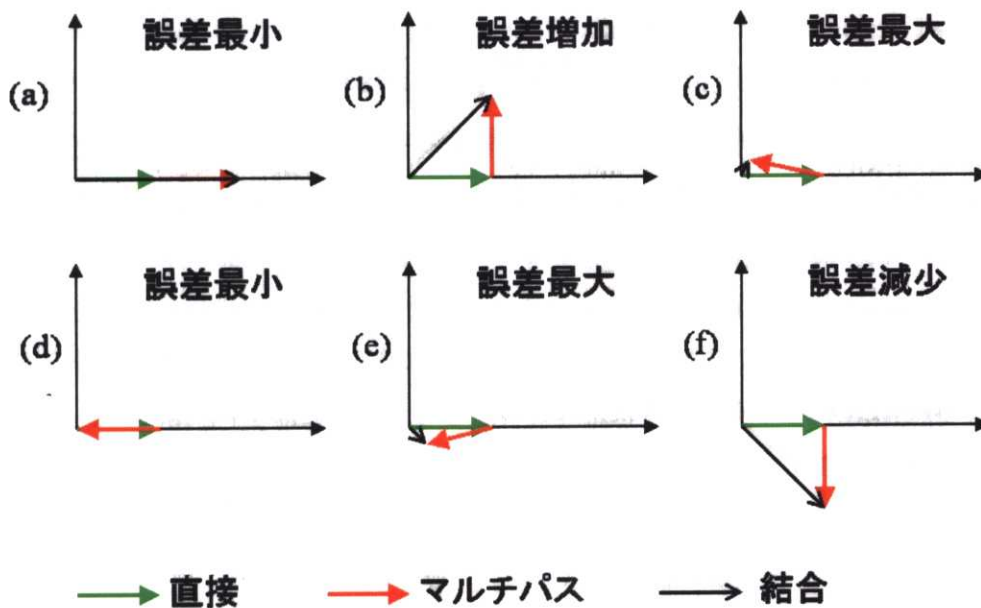


図 4. 23 キャリアトラッキング誤差によって生じるマルチパス誤差

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.

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

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 と同類のものが多いことが知られている。

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。

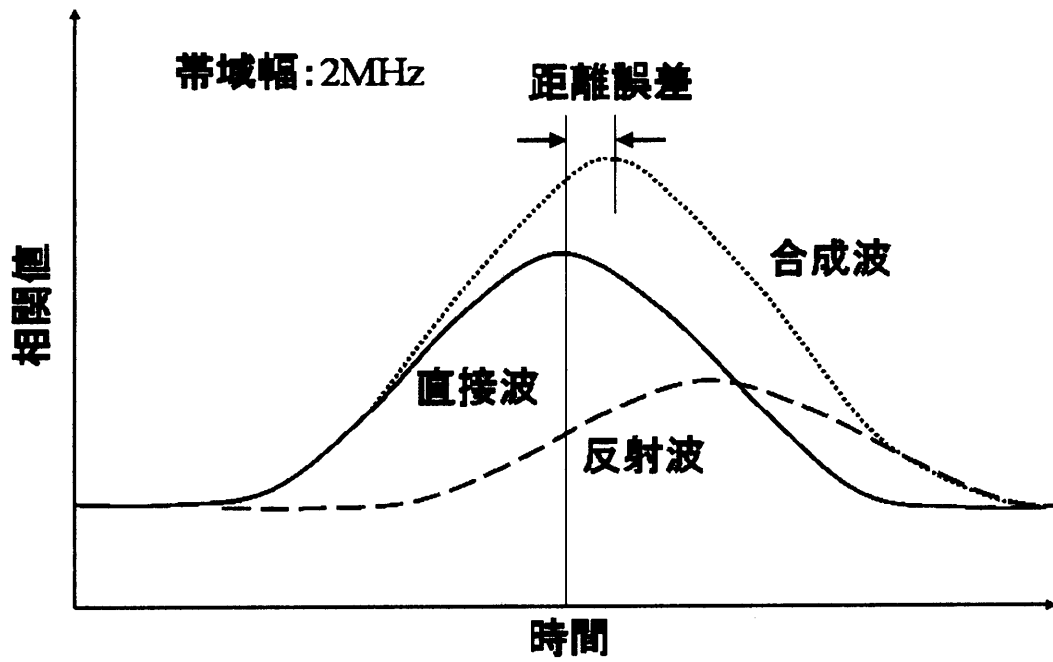


図5.1 相関波形におけるマルチパスの影響 (帯域幅: 2MHz)

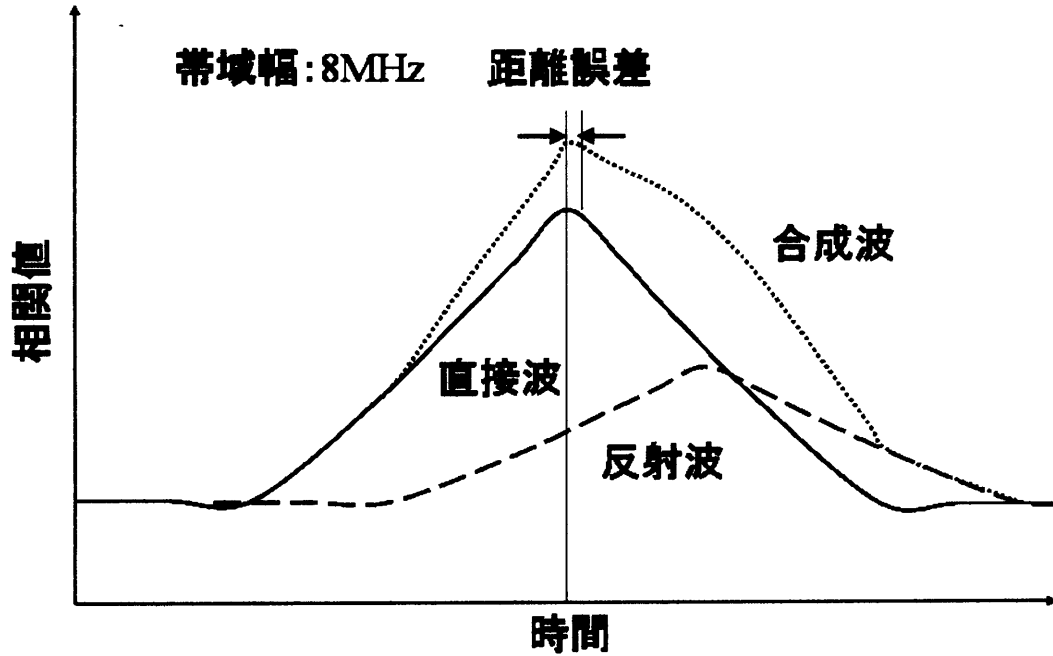


図5.2 相関波形におけるマルチパスの影響 (帯域幅: 8MHz)

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)。

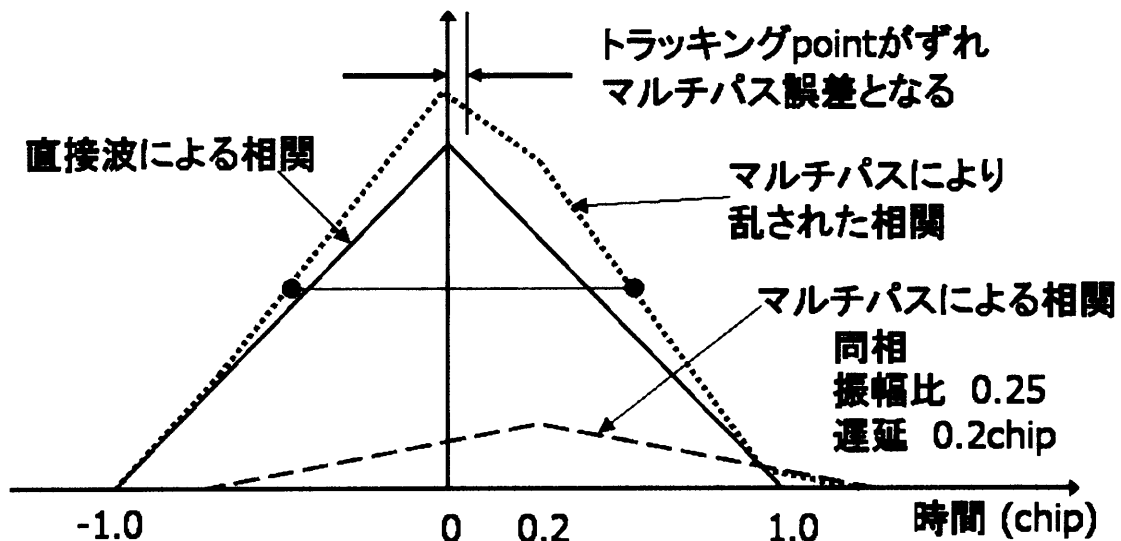


図5.3 スペーシングが1chipの場合のトラッキング

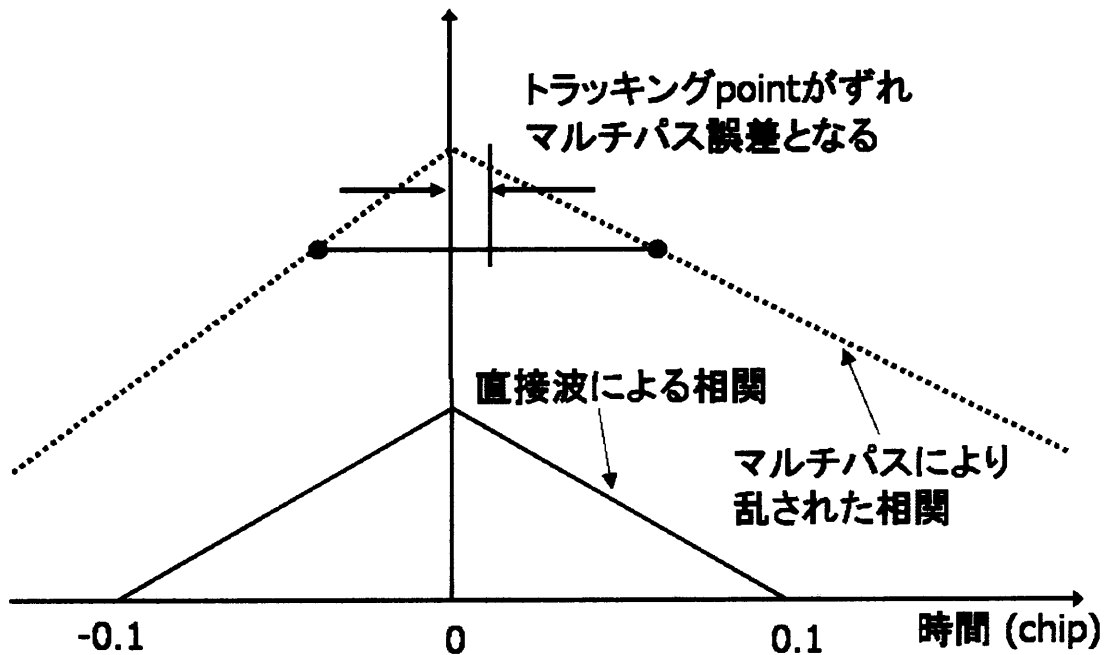


図5.4 スペーシングが0.1chipの場合のトラッキング (ピーク付近のみ図示)

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度のとくと180度のとくに起こっている。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度のとく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。

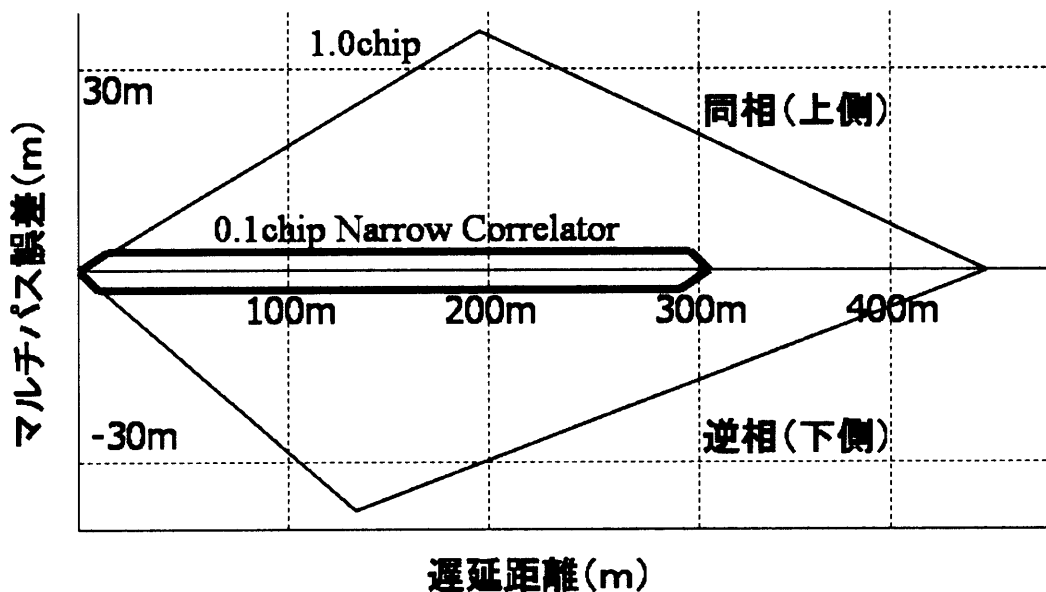


図 5. 5 遅延距離とマルチパス誤差の関係

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 方式を利用しても、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。通常の 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することができるよ

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にになる。

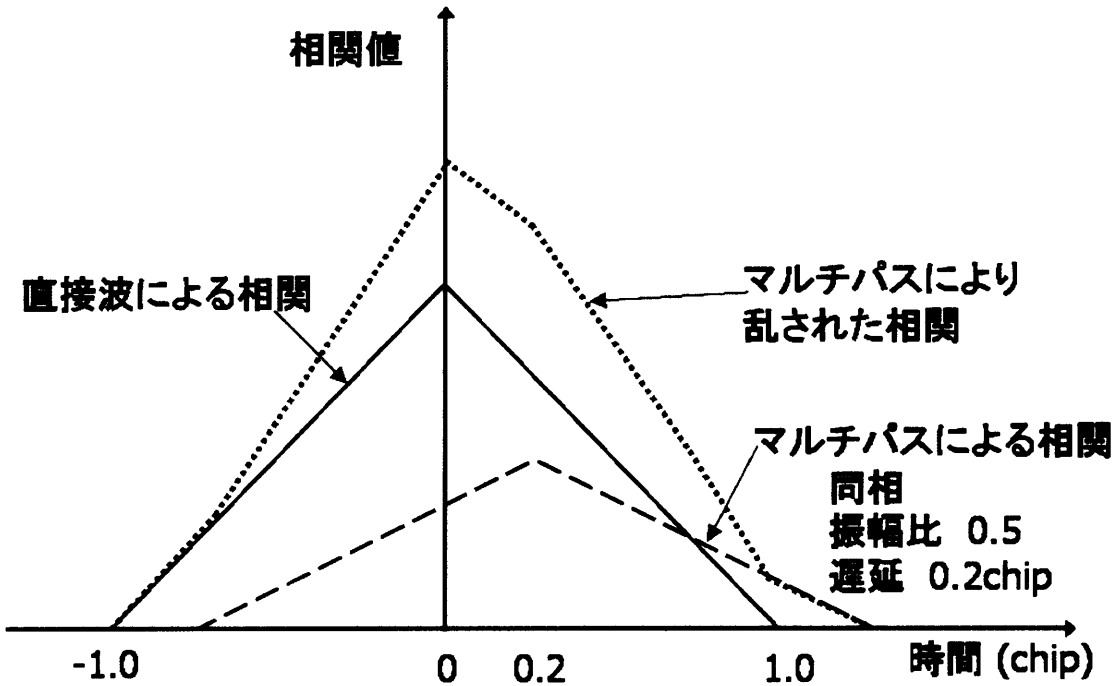


図 5. 6 直接波と同相のマルチパス波が存在する場合の相関波形（帯域幅は無限）

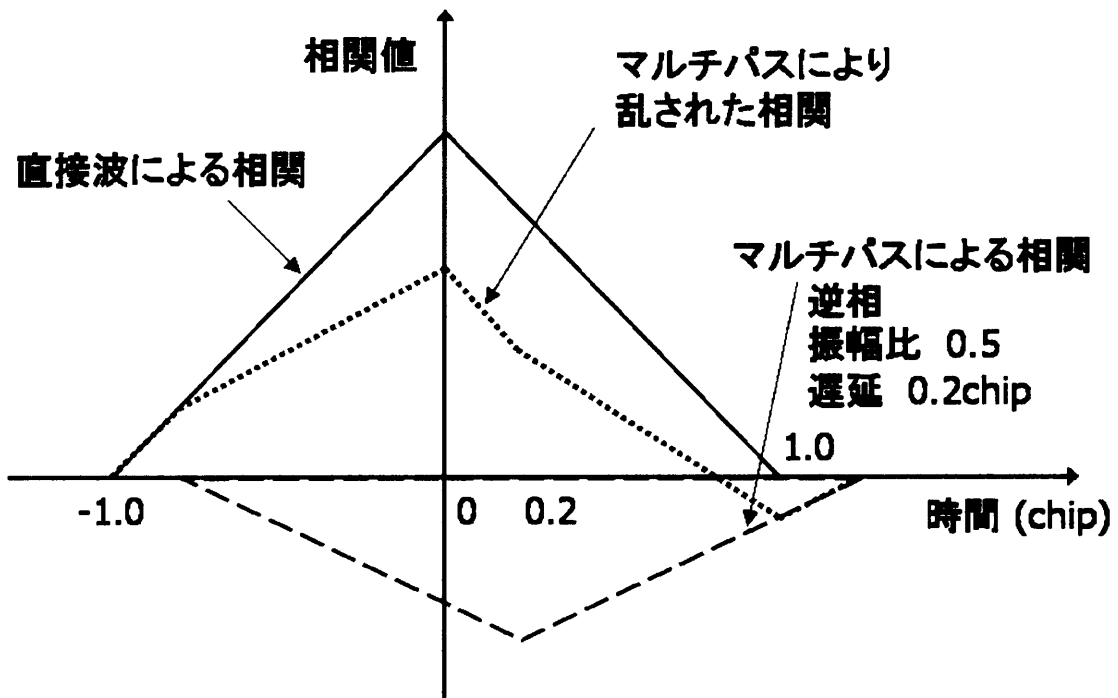


図 5. 7 直接波と逆相のマルチパス波が存在する場合の相関波形（帯域幅は無限）

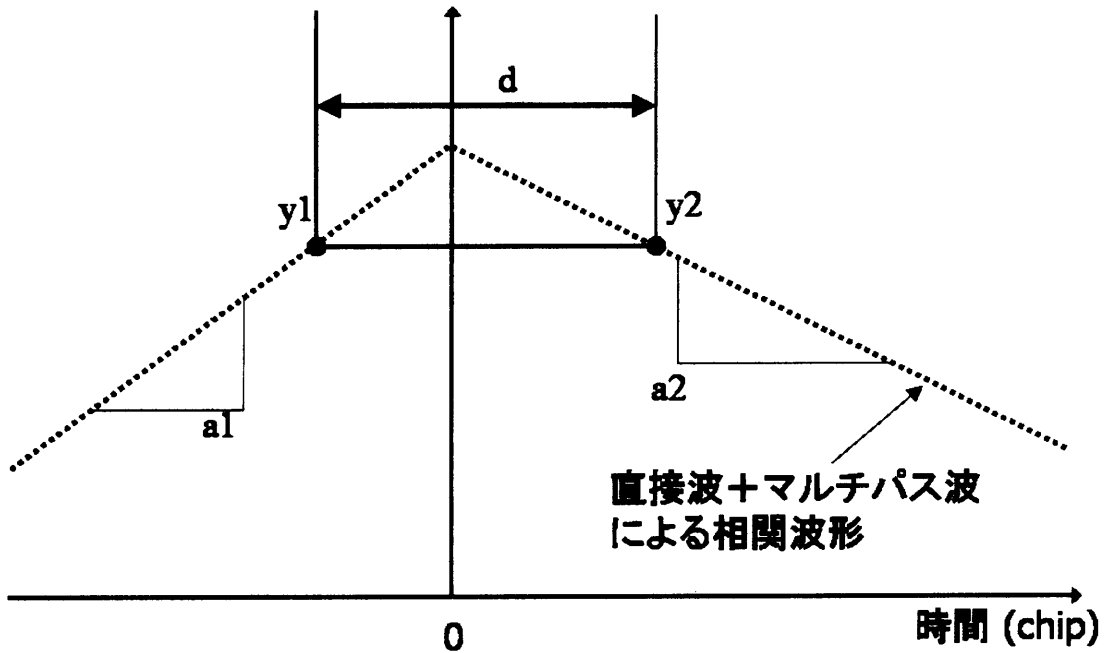


図5. 8 相関波形のピーク付近を拡大した図（帯域幅は無限）

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

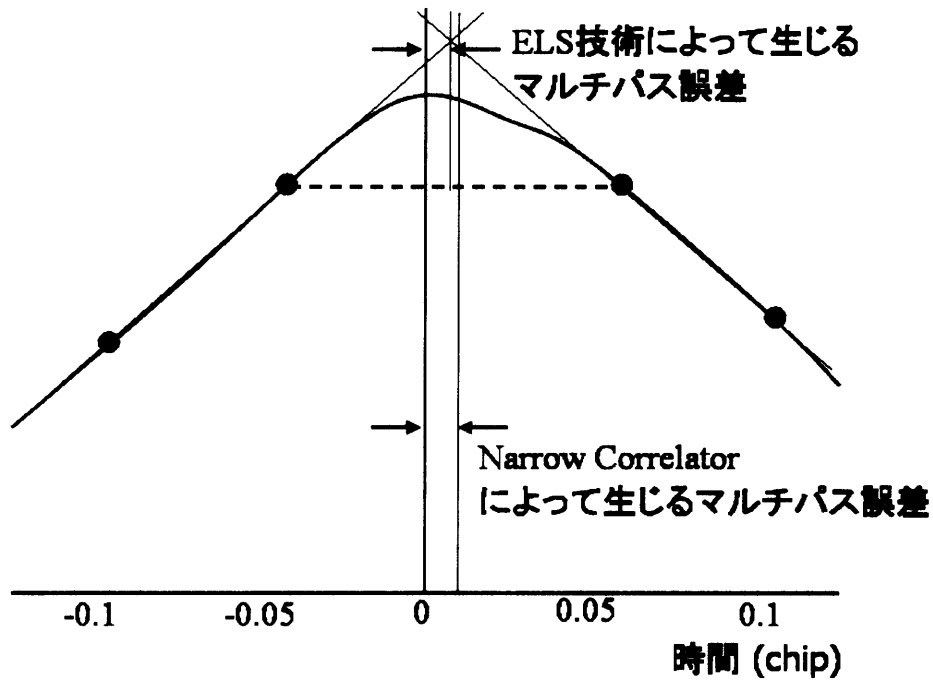


図 5. 9 ELS 技術によるトラッキングの概念図 (遅延距離は 0.05chip 程度)

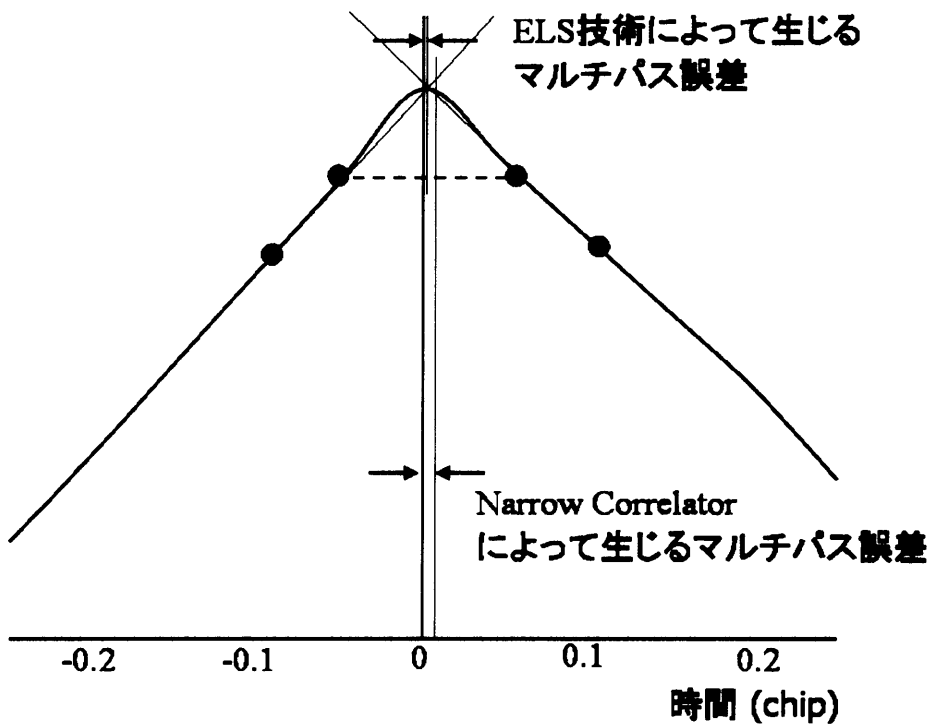


図 5. 10 ELS 技術によるトラッキングの概念図 (遅延距離は 0.2chip 程度)

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。

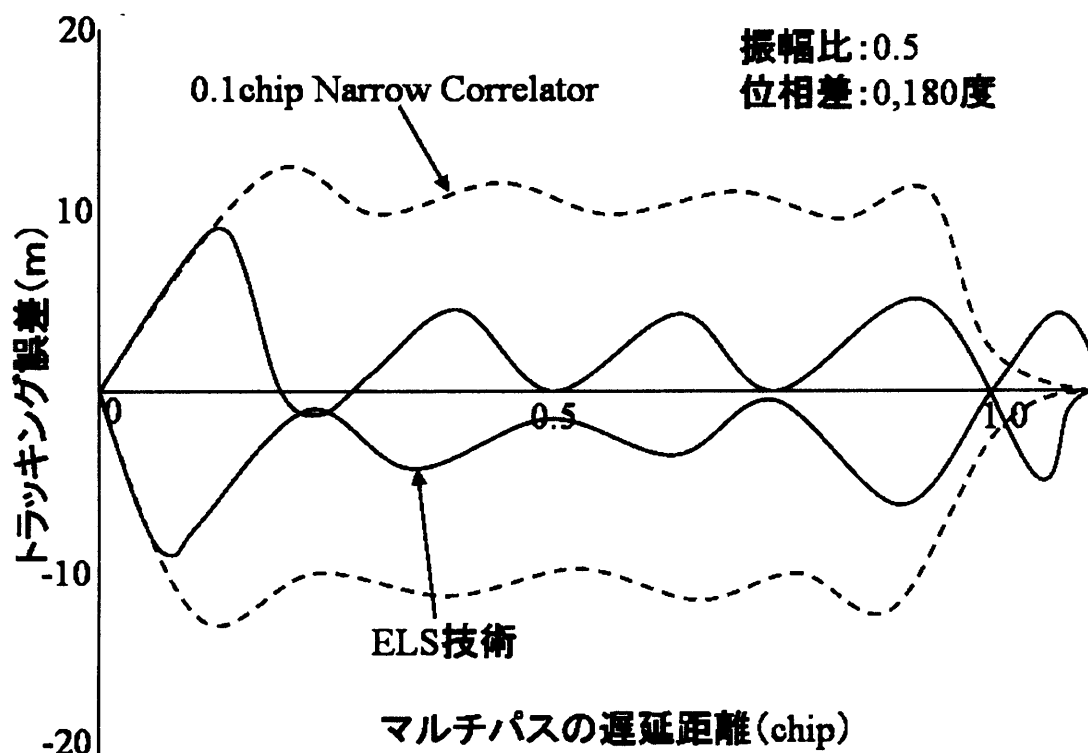


図 5. 11 マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と ELS 技術の比較)

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. 12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。

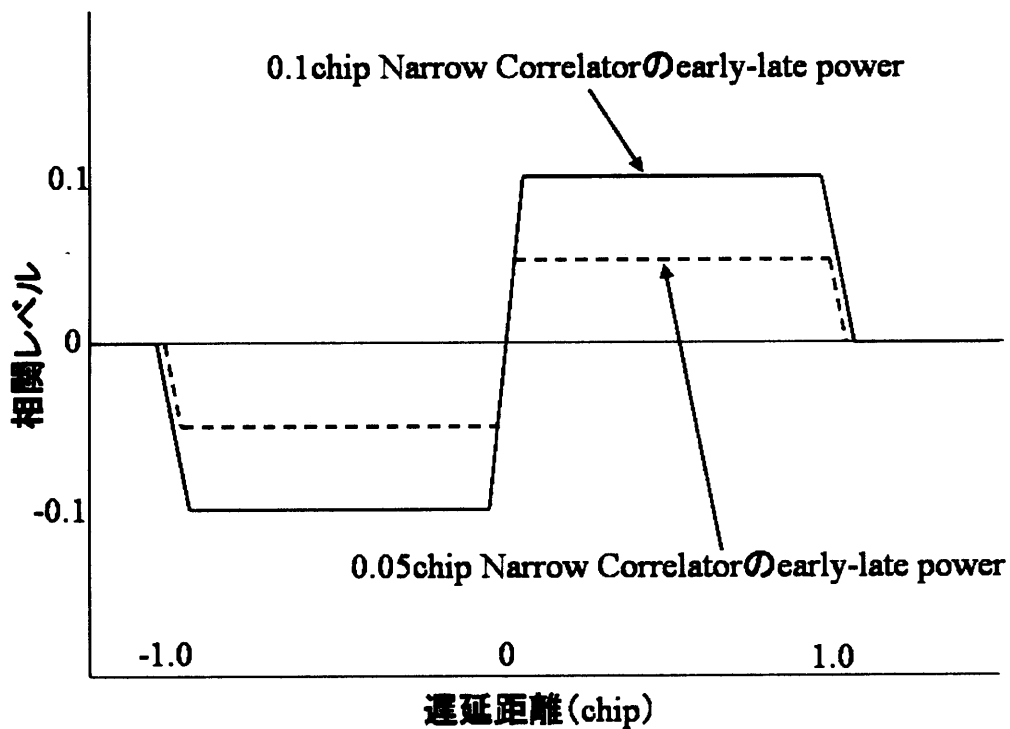


図5. 12 スペーシングの異なる Narrow Correlator の判別器出力

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。

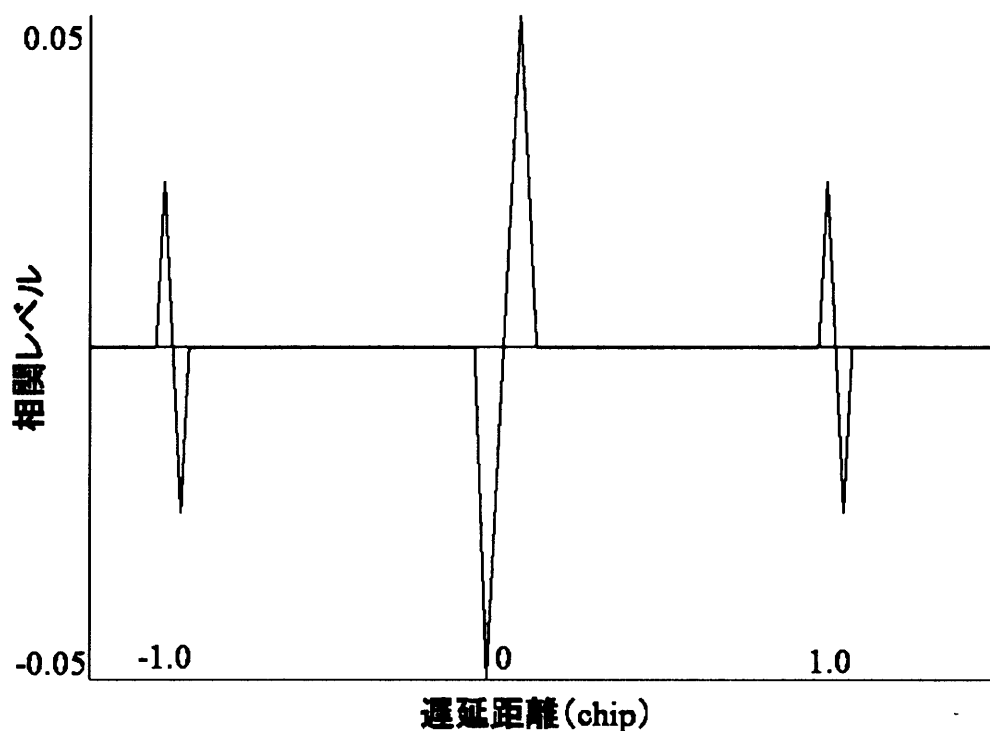


図 5. 1 3 線形結合による相関パターン (Strobe Correlator の相関パターン)

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。

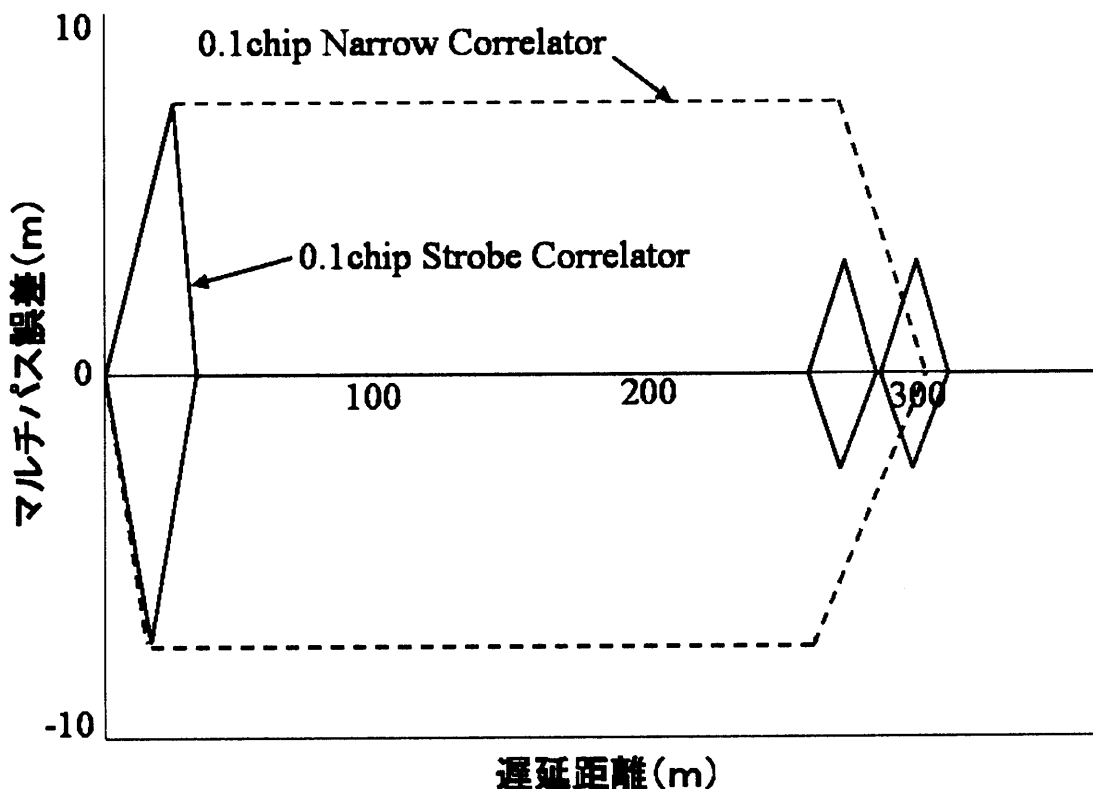


図5. 14 マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と Strobe Correlator の比較)

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。

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

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

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。

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

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

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

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。

$$\sigma_{DLL} = \sqrt{\frac{B_L d}{c/n_0}} \lambda_c \quad (5. 4)$$

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\frac{B_L}{c/n_0}} \frac{\lambda}{2\pi}$$

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 50 dB-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 16 Hz、コードトラッキンググループの B_L が 0.05 から 0.5 Hz 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 0.1 mm から 1 mm 程度、コード位相のノイズの精度は数 cm から 1.5 m 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. 15 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。

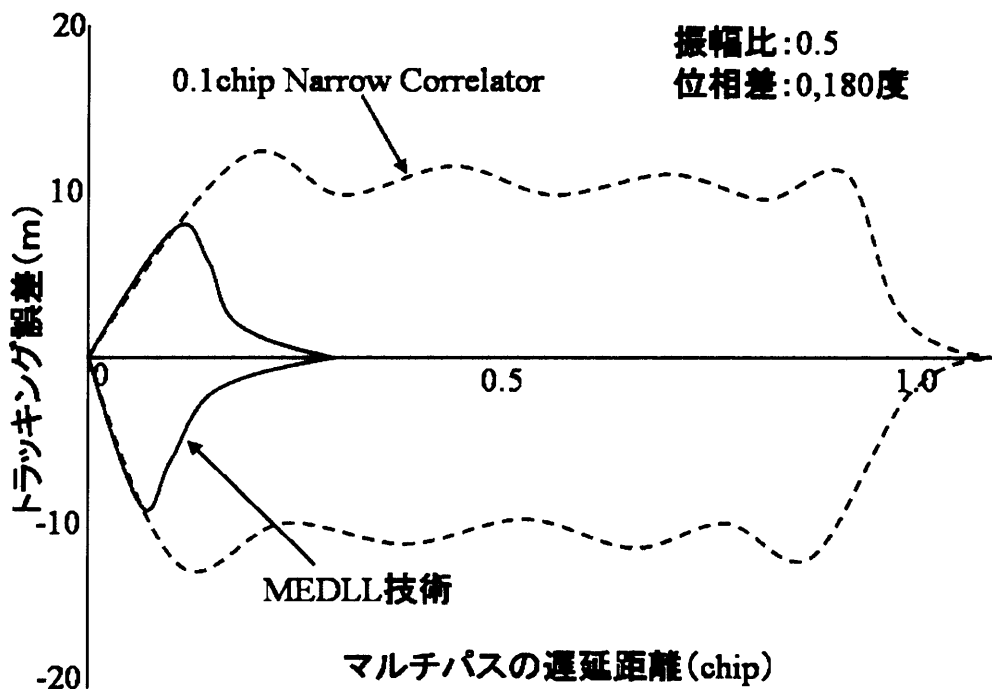


図 5. 15 マルチパス誤差の包絡線 (Narrow Correlator と MEDLL 技術の比較)

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 Psitioning System: Theory and Aplications 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.