

修士学位論文

GPS 測位におけるマルチパス波の影響と
その低減に関する研究

平成 16 年度
(2004)

東京商船大学大学院
商船学研究科
流通情報工学専攻

2003211 鈴木崇史

学位論文要旨

GPS 測位におけるマルチパス波の影響とその低減に関する研究

東京商船大学大学院 商船学研究科 流通情報工学専攻
2003211 鈴木 崇史

GPS 測位における誤差要因として、衛星の時計誤差、衛星軌道情報誤差、電離層遅延、対流圏遅延、マルチパス、受信機の熱雑音、整数値バイアスなどがあるが、Differential GPS(DGPS)の技術によって、マルチパスによる誤差を除いた他の誤差要因は除去できる。マルチパスは衛星から到来した電波が受信アンテナ周辺の建物や地物などに反射して、もしくは遮蔽物を回折してアンテナに届く現象で、衛星から受信アンテナに直接届く電波と混在され、コードの到達時間遅れ、搬送波位相の遅れ、信号強度の変動を生じさせる。基準局と移動局では、それぞれ受信アンテナ周辺の環境が異なるため、基準局から補正することはできず、マルチパスによる誤差は DGPS 測位でも除去できない。マルチパスは全ての GPS 測位の精度に影響を及ぼす。

実際の都市部における測位では、周辺環境により衛星からの到来電波の経路は複雑になる。さらに移動体測位であれば、マルチパス波は様々な方向から到来し、マルチパス波を特定することは非常に困難となる。

本研究では、静止測位、移動体測位それぞれにおけるマルチパスの影響を調査するとともに、マルチパスによって劣化された DGPS 測位精度を改善する。

静止測位におけるマルチパスの影響として、反射波、回折波を調査した。反射によって起こる信号強度のフェージングや、反射板の材質によるマルチパス誤差量、回折によって起こる信号強度の劣化などをそれぞれ調査した。また、一般的なマルチパス誤差の推定方法である、擬似距離と搬送波位相の差を取って推定したマルチパス誤差量や、リアルタイムでの推定が可能となる、信号強度を利用した推定方法によるマルチパス誤差量を用いることによって、静止測位の測位精度が改善されることを確認した。

次に、市街地走行中の移動体において DGPS 測位を行い、移動体測位の測位精度の現状を把握するとともに、その測位精度の劣化原因やマルチパスの生起原因について、3次元地図データなどを利用して調査した。さらに基準局と移動局のそれぞれで取得された C/No 値の差を利用して、マルチパスの影響を強く受けている衛星を検知・排除するプログラムを作成し、そのプログラムによって移動体測位精度をリアルタイムで改善できることを確認した。そして、様々な環境における移動体走行実験を行い、どの程度の測位精度改善がなされたか、衛星排除プログラムにおける検証を行い、その有用性を確認した。

Abstract

The Possibility of the Precise Positioning and Multipath Error Mitigation

Takashi Suzuki

Laboratory of Communication Engineering
Tokyo University of Marine Science and Technology

The multipath is one of an important source of errors in GPS positioning. Differential GPS (DGPS) technique can remove various errors. However DGPS technique can't remove the multipath, rather it is the main source of error in DGPS. The multipath is the phenomena of the GPS signal reflection and/or diffraction from some objects and reaches the receiver antenna indirectly. It may cause signal interference between the direct and reflected or diffracted signal and cause error in the user position calculation. Typical multipath error in pseudorange measurements varies from 1m in a benign environment to more than 5m in highly reflective environment. In case of the mobile positioning, it is difficult to specify multipath because it comes from any direction and reaches an antenna via more than one path.

For the last decade, correlator techniques which modifying the tracking loop discriminator have been invented to reduce the multipath error. One of the well-known techniques is the Narrow Correlator Technique and the other one is the Strobe Correlator Technique. They have proved very efficient against multipath having a long delay with respect to the direct signal. However, when analyzing field data, these techniques are not effective. The reason is that most of the multipath signals enter the receiver with a short-delay (less than about 30 m).

The objectives in this paper are to investigate the influence of the multipath in the static positioning and the mobile positioning, and to improve the positioning accuracy which degraded due to the multipath.

About the multipath in the static positioning, reflective and diffractive waves are focus in this paper. Especially, the phasing of the signal power (C/N_0 , Carrier to Noise ratio) which happens by reflection, the value of the multipath error by various reflectors, and the degradation of signal power which happens by diffraction are mainly investigated.

Furthermore, this paper shows two multipath error estimation methods. One is the estimation by using code and carrier (CC-Difference) and another is the estimation based on signal-to-noise ratio (SNR). About the estimation based on SNR, actually, multipath error is estimated by using two correlators near the correlation peak in the 127 correlators for the measurements. The multipath error is estimated and mitigated by using this estimation method on the real-time processing.

It is found that positioning accuracy in the static positioning is improved by using these estimation methods.

In case of the mobile positioning, the multipath signal profile specifies by using the 3D-map data. Furthermore, this paper shows the multipath detection technique and tries to improve the accuracy on the real-time processing. To detect multipath, this technique is making use of the one criterion. It is the difference in C/N_0 between the reference and the rover. The reason is that there is big difference in the value of C/N_0 between the reference at the multipath-free environment and the rover at multipath environment.

In the field data, it is confirmed that using the criterion to detect multipath is effective. And it is found that the positioning accuracy in the mobile positioning is improved by using this technique.

In this paper, more experiments in different environment are conducted to inspect the reliability of this proposed technique on the real-time processing.

目次

第 1 章 序論	1
1.1 はじめに	1
1.2 GPS の概要	2
1.3 GPS 測位における誤差要因	3
1.4 マルチパス誤差削減技術の現状	3
1.5 本研究の目的	4
第 2 章 GPS の測位原理	5
2.1 GPS 受信機の出力する各種データ	5
2.1.1 擬似距離	5
2.1.2 搬送波位相	6
2.1.3 信号強度	7
2.2 単独測位	8
2.2.1 単独測位原理	8
2.2.2 計算方法	9
2.2.3 単独測位の測位誤差	11
2.3 DGPS 測位	12
2.3.1 測位原理	12
2.3.2 相殺される誤差要因	13
2.3.3 DGPS の主要な方式	13
2.3.4 補正データの伝送	14
2.3.5 RTCM 規格の概要	15
2.4 DOP	16
第 3 章 コードマルチパス	18
3.1 コードマルチパス誤差	18
3.2 DLL の相関特性	19
3.3 搬送波とコードを利用したコードマルチパス誤差の推定	23
3.4 信号強度を利用したコードマルチパス誤差の推定	25
3.5 マルチコリレータの値(相関値)を利用したマルチパス誤差の推定	32
3.6 それぞれの推定法によるマルチパス誤差量の比較	37

第 4 章 静止測位におけるマルチパスの影響	38
4.1 反射の影響	38
4.1.1 マルチパス誤差量シミュレーション	38
4.1.2 反射板の違いによるマルチパスの影響	42
4.1.2.1 反射板実験の概要	42
4.1.2.2 反射板実験の結果	43
4.2 回折の影響	47
4.2.1 理論値による回折の影響	47
4.2.1.1 フレネルゾーン	47
4.2.1.2 ナイフエッジ回折損	48
4.2.2 実測位における回折損	49
4.3 静止測位におけるマルチパス誤差の低減と測位精度改善	52
4.3.1 静止測位実験概要	52
4.3.2 静止測位実験結果	53
4.3.2.1 コリレータの違いによる測位結果精度	53
4.3.2.2 マルチパス誤差の削減による測位精度改善	55
4.4 考察とまとめ	60
第 5 章 移動体測位におけるマルチパスの影響とその低減	61
5.1 移動体測位実験の概要	61
5.2 コリレータ技術による移動体測位結果の違い	62
5.3 市街地における走行実験	64
5.3.1 A-POINT におけるマルチパスの影響と測位誤差の低減	64
5.3.2 A-POINT 以外における測位結果の改善	67
5.4 衛星排除プログラム	71
5.5 適切な閾値の検討	72
5.6 衛星排除プログラムの有用性	78
5.7 まとめと考察	82
第 6 章 結論	83
6.1 本論文のまとめ	83
謝辞	
参考文献	

第1章 序論

1.1 はじめに

GPS (Global Positioning System ; 全世界的測位システム) は人工衛星による位置決定システムである。1970年代の初頭に米国国防総省 DOD (Department of Defense) により地球上でいつでもどこでも実時間の連続測位が可能なシステムを目指し開発が開始された。1974年7月に最初の NAVSTAR (Navigation System with Time and Ranging) 衛星が打ち上げられ、1993年12月には実質的に完全運用状態になった。しかし、この時点では試験段階のブロックと呼ばれる実験機を含めて24衛星以上で配置されていた。ブロックと呼ばれる実用機に全衛星が代わり、本格的な完成が達成されたのは1995年である。

2000年5月2日13時(JST)までSA(Selective Availability)と呼ばれる測位精度を劣化させる操作がなされていた。その精度は単独測位では水平方向で約100mであった。測位精度を上げるために種々の補正システムが世界中で運用されている。現在GPS測位の測位精度はSAが解除され、受信機、アンテナ等の周辺機器の進歩により大幅に改善されている。

GPSと類似している衛星航法システムには旧ソ連が開発し、現在ロシア連邦が運用しているGLONASS(Global Navigation Satellite System)がある。また欧州が開発を行っているGALILEOがあり、我が国においても準天頂衛星の運用が計画されている。

衛星数	4機 × 6軌道 = 24機
軌道半径	約26,561m
周回周期	約11時間58分2秒 約0.5恒星時
軌道傾斜角	55°
設計寿命	7.5年

搬送波周波数	L1 = 1,575.42MHz (154 × 10.23MHz) L2 = 1,227.6MHz (120 × 10.23MHz)
コードの種類	ゴールド符号

測地系	WGS-84
-----	--------

表 1.1 GPS 衛星の主要緒元

1.2 GPS の概要

表 1-1 に GPS 衛星の主要緒元を記す。GPS 衛星は高度約 20,000km の軌道を図 1-1 の GPS 衛星軌道概念図が示すように周回している。軌道面は赤道からの傾斜角 55° と各軌道間隔 60° の全てで 6 軌道ある。各軌道に 4 機の衛星が設置されており、計 24 衛星で運用するとされている。軌道上には予備衛星が 1 機配置できるようになっており、現在 (2005 年 3 月) では、29 機の GPS 衛星が使用可能である。各衛星は約 11 時間 58 分 2 秒 (0.5 恒星日) で軌道を 1 周し、一年で同じ配置に戻るよう制御されているようである。実際には衛星軌道は随時変更されており完全には決定していない。衛星の軌道は 2m の範囲で地上のモニター局で管理されており、2 時間間隔で更新される高い精度の軌道情報 (Ephemeris) を 30 秒周期で対応した衛星が放送している。GPS 衛星 (ブロック / A) の設計寿命は 7.5 年とされている。各衛星は 10.23MHz の基準発信機を搭載しており、154 倍の $L1 = 1575.42\text{MHz}$ と 120 倍の $L2 = 1227.6\text{MHz}$ の 2 周波の右旋円偏波を全地球に向けて送信している。信号は全衛星同一の周波数を用いて C/A コードと P コードとともに衛星ごとに異なるゴールド符号と呼ばれる擬似ランダム雑音 (PRN : Pseudo Random Noise) で BPSK (Bi-Phase Shift Key ; 2 相位相変調) 変調されている。具体的に GPS 衛星からコードに載せられて送信されるデータは、衛星軌道情報 (Ephemeris) 衛星時計の補正值、電離層補正パラメータ、全衛星の位置情報 (almanac) 等である。

また、GPS では GPS タイムというものがあり、この時刻のもとに運用されている。各衛星には、セシウム原子時計と、ルビジウム時計が搭載されている。この原子時計は地上の管制システムで管理されており、この補正情報を軌道情報とともに衛星が放送している。GPS タイムは一週間で一回りするようになっている。また世界標準時である UTC が知られているが、UTC と GPS タイムの違いも管理されている。

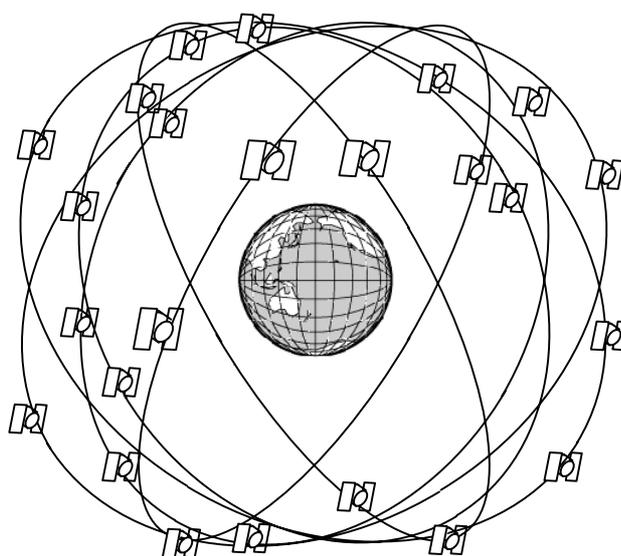


図 1.1 GPS 衛星軌道概念図

1.3 GPS 測位における誤差要因

GPS 測位における誤差を引き起こす要因はいくつか存在しており、GPS 衛星位置に関する誤差要因と擬似距離に関する誤差要因の大きく 2 種類に分別される。

GPS 衛星位置に関する誤差は、実際の GPS 衛星位置と衛星軌道情報 (Ephemeris) を利用して計算した位置が異なることによって生じる。また太陽の輻射圧力による摂動等で衛星運動の乱れによる誤差もある。

擬似距離に関する誤差には主に、電離層、対流圏による遅延誤差やマルチパス誤差、受信機雑音などがある。また擬似距離はアンテナが GPS 信号を受信した時刻と信号送信時刻の差に光速を乗ずることで算出するが、GPS 衛星時計と受信機時計が一致していないために時計誤差が生じ、正しい距離を求めることができない。

それらの誤差は、DGPS 測位、干渉測位は基準局側の補正データ等を利用し、利用者側の測位誤差要因を相殺することによって測位精度を向上させているが、受信機雑音とマルチパスによる誤差は、基準局と移動局の周辺環境が異なるため、基準局からの補正データでは解決できず、測位誤差を相殺することはできない。マルチパスによる誤差は、すべての GPS 測位精度に影響を及ぼす。

1.4 マルチパス誤差削減技術の現状

GPS 測位において、受信機雑音とマルチパスは主要な誤差要因とされている。受信機雑音は白色性があるためフィルタリング技術で除去できる場合が多いが、マルチパスは受信環境で異なり有色性であるため、その除去が極めて困難である。従って、受信機にて相関復調する際にマルチパス低減することが一般的である。この方式が種々提案され、特許となっているのが現状である。

現在、マルチパス削減の方式を大別すると、アンテナによる削減、相関処理方式の改良、キャリアスムージングなど、さらにはマルチパスを推定し、シミュレーションによりモデル化するものなどがある。

アンテナによる削減としては、チョークリングアンテナやアンテナ・グランドプレーンにより低仰角利得を下げる方式や、複数のアンテナを利用してマルチパス信号方向を特定し利得を制御したり、平均処理を行う方式、さらに静止測位の場合にはマルチパス長期観測、推定・削減や設置工夫などが行われている。

相関処理方式の改良としては、コード相関処理方式によりマルチパス削減を行うもので多くの方式が提案されている。その方式の多くは相関波形に対して頂上に近いところ、すなわち追尾点の近傍にのみ相関処理感度を持たせているものである。最もよく知られている方式として、90 年代初期に紹介された、Narrow Correlator 方式がある。この方式は、従来のコード位相追尾ではコード相関波形の 1/2 チップずつの進相、遅相のサンプリング間の幅が 1 チップであったものを、1/10 の 0.1 チップと極端に狭くすることでマルチパスの影響を軽減する方式である。この他にも、最先端技術として Strobe Correlator や Gated Correlator、さらには、全てのマルチパス成分のパラメータ(遅延、振幅、位相)を加えた、直接波を推定する MET(Multipath Elimination Technology)、MEDLL(Multipath Estimating Delay Lock Loop)などがあり、いずれも Narrow Correlator 方式よりもマルチパスを軽減する方式として知られている。

キャリアスムージングでは、搬送波位相データを利用して擬似距離変動を低減するもので、受信機雑音抑圧とともに、マルチパスに対しても有効である。

このようにマルチパス削減には様々な方式がとられており、マルチパス削減による測位の高精度化は、RTK などの干渉測位方式においてアンビギュイティ決定短縮化のためのサーチ範囲狭域化にも有効である。

1.5 本研究の目的

本研究では、静止測位と移動体測位それぞれにおけるマルチパスの影響を調査するとともに、短基線 DGPS 測位における測位精度改善を試みる。

静止測位におけるマルチパスの影響として反射波、回折波に焦点を当て、実測位やシミュレーションなどから、その影響を調査する。また、具体的なマルチパス誤差値を推定するとともに、静止 DGPS 測位における測位精度の改善を行う。

移動体測位においては、市街地走行中の移動体において DGPS 測位を行い、市街地走行の測位精度の現状を把握するとともに、その測位精度の劣化原因やマルチパスの生起原因について、3次元地図データなどを利用しながら調査を行う。さらに、移動体測位においてマルチパスの影響を検知するプログラムを作成し、リアルタイムにおける DGPS 測位精度の改善を行う。

第 2 章 GPS の測位原理

2.1 GPS 受信機の出力する各種データ

2.1.1 擬似距離

GPS による測位は衛星と利用者間の距離を測定することにより行う。宇宙空間で位置が分かっている人工衛星 3 機のそれぞれの距離が分かれば、位置が確定する。距離は衛星上の原子時計によって正確なタイミングで発振されている測位用の符号、コード(C/A コードまたは P コード)が、受信機に到達するのにどれだけ時間がかかったか測定して求める。もしも、受信機の時計が衛星上のそれと完全に一致していれば、コードの到達時間を測定すれば、その所要時間(伝播遅延時間)が分かる。

しかしながら、受信機と衛星の時計を完全に同期させることは、ほとんど不可能である。そこでもう 1 個の衛星が必要となるのである。受信機の時計によってコード到達時間を測定して、形式的に伝播遅延時間を計算し距離を算出する。こうして得られた距離は真の距離と時計誤差分との代数和となっている。これを擬似距離(pseudo range)という。

擬似距離には様々な誤差が付加されている。電離層、対流圏、マルチパス、受信機熱雑音などであるが、中でも特に、受信機熱雑音は白色であるので、受信機から出力される擬似距離に対してキャリアスムージング処理を行うことで、ある程度削減できる。

図 2.1 に、NovAtel 社製 OEM3 受信機におけるデルタ擬似距離変化率の値(赤：キャリアスムージング 2 秒、青：20 秒)を、図 2.2 に OEM4 受信機のデルタ擬似距離変化率の値(赤：キャリアスムージング 0 秒、赤：20 秒)をそれぞれ示す。

ここで、デルタ擬似距離変化率は以下の式(2.1)によって与えられる。

$$\dot{\Delta P}(t) = \{\Delta P(t) - \Delta P(t - epoch)\} / epoch \quad (2.1)$$

ここで、 $\dot{\Delta P}(t)$ は時刻 t におけるデルタ擬似距離変化率(m/s^2)、 $\Delta P(t)$ は時刻 t におけるデルタ擬似距離(m/s)、epoch はデータ取得間隔(s)を表している。デルタ擬似距離は擬似距離変化率であり、以下の式(2.2)によって与えられる。

$$\Delta P(t) = \{P(t) - P(t - epoch)\} / epoch \quad (2.2)$$

ここで、 $\Delta P(t)$ 、epoch は式(2.1)と同様であり、 $P(t)$ は擬似距離を示している。

式(2.1)、(2.2)より、デルタ擬似距離(擬似距離変化率)は受信機と衛星間の相対速度(視線速度)、つまり衛星の受信機に対する視線方向の速度を示している。デルタ擬似距離は、視線方向において衛星が受信機に近づく場合に正、遠ざかる場合に負となる。GPS 衛星はかなりの高度を飛行するので、その軌道速度は約 3.85km/s である。地上から見た最大の視線速度は、衛星が水平線にかかったときで、約 1km/s 弱である。仰角の高いときの視線速度はもっと遅く、天頂または最高仰角の点では視線速度は 0 となる。

そして、デルタ擬似距離変化率は、視線速度の変化率であるから、衛星の視線方向における加速度を現している。

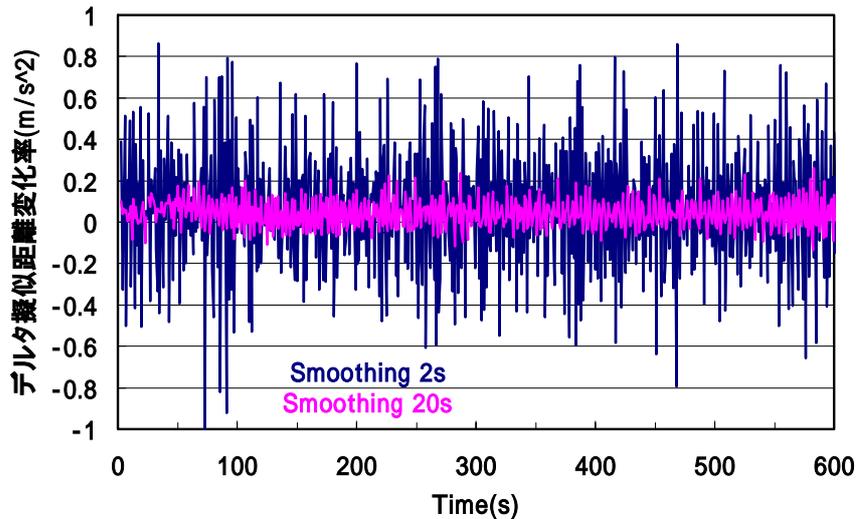


図 2.1 NovAtel 社製 OEM3 受信機におけるデルタ擬似距離変化率

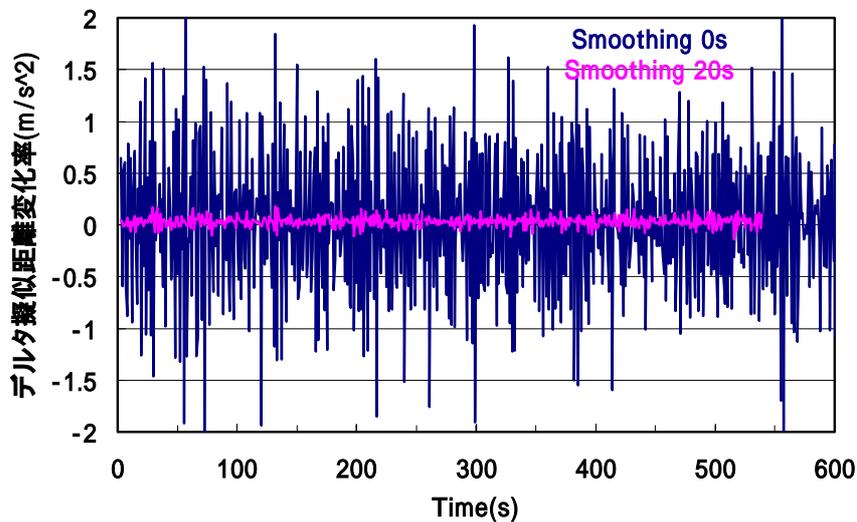


図 2.2 NovAtel 社製 OEM4 受信機におけるデルタ擬似距離変化率

図 2.1、図 2.2 より、キャリアスムージングをかけることにより、白色雑音が大幅に削減されていることが分かる。よって、擬似距離測定の精度が改善される。

2.1.2 搬送波位相

衛星までの距離を搬送波位相(carrier phase)で測定する方法もある。擬似距離を求めるコードには波長や周波数という定義はなく、ビット率(チップ率)が周波数に相当する。搬送波、コードの波長の長さは表 2.1 に示す。

	L1 帯搬送波位相	L2 帯搬送波位相	C/A コード	P コード(Y コード)
波長	0.19m	0.24m	293m	29.3m

表 2.1 搬送波、コードの波長の長さ

搬送波は俗に言う電波と同じである。正しく言うと、GPS ではL1 帯またはL2 帯の無変調で続くサイン波のことであるが、衛星から発信されるときはコードやメッセージにより位相が反転するため、連続的なサイン波ではなくなっている。電離層遅延や対流圏遅延による誤差及び受信系の信号対雑音比(S/N 比)などによる衛星からの搬送波位相の観測の偶然差を無視すると、受信機 A で測定された衛星 i からの搬送波位相データ Φ_{iA} は式(2.3)で表すことができる。

$$\Phi_{iA} = \frac{f}{c} \rho_{iA} + d_i + \delta_A + B \quad (2.3)$$

f ; 搬送波周波数 c ; 光速 ρ_{iA} ; GPS 受信機アンテナ A と衛星 i 間の距離

d_i ; 衛星 i の時計誤差による搬送波位相データの誤差 δ_A ; 受信機 A の時計誤差による搬送波位相の誤差

B ; 整数値バイアス

2.1.3 信号強度

GPS 測量において、1 測点で得られるデータは搬送波位相という数字の羅列であって、在来測量のような分かりやすい距離や角度ではない。そのためか、測定中の位相の値は、受信機の表示では見ることはできないのが普通である。したがって、現場での問題対処には限界がある。

そこで測量現場でのデータの確認手段には、受信強度(信号強度)がある。大抵の GPS 受信機では衛星ごとの受信強度も表示できるようになっている。しかし、この強度の数値は受信機によってまちまちであって、統一した単位にはなっていない。本研究において主に使用した NovAtel 社製 OEM3 受信機や、OEM4 受信機は、取得した信号強度のデータとして搬送波電力対雑音電力密度比 (Carrier to noise density ratio, C/No) が出力される。他の受信機では信号対雑音比(Signal to noise ratio, SNR)を出力する受信機もある。

信号の受信強度は、電波の強さと雑音の比、ここでいう雑音とは物理的な過程で発生するものである。いろいろな工夫によってこれを低減することはできるが、なくすことは不可能である。

受信される GPS 衛星の電波の強さ(エネルギー)は、衛星上の送信機の出力、衛星と地上間の距離(の二乗に逆比例)、受信アンテナの性能で決まる。受信アンテナの性能とは、アンテナ有効面積、またはアンテナ利得である。

また C/No 比の値は、マルチパスの影響によってその値が落ち込んだり、また逆に増幅されたりなど値が大きく変動する。しかし、マルチパスが存在しないときには、C/No 比は衛星の仰角による。

図 2.3 に、衛星仰角と C/No 比の関係を示す。図 2.3 は、受信機が NovAtel 社製 OEM4 受信機、アンテナが GPS702、ケーブルの長さがおよそ 30m のときの C/No 比を示している。また、図 2.3 中の理論値は実測値から仰角依存の C/No 比を決定した。

図 2.3 より、マルチパスが存在しない場合、C/No 比の値は以下の式(2.4)によって、近似することが出来ることがわかる。

$$5^\circ \leq \text{衛星の仰角} \leq 60^\circ \\ \text{C/No} = -0.0027 \times \text{衛星の仰角}^2 + 0.3833 \times \text{衛星の仰角} + 35.897 \quad (2.4-1)$$

$$60^\circ \leq \text{衛星の仰角} \leq 90^\circ \\ \text{C/No} = 49.35 \quad (2.4-2)$$

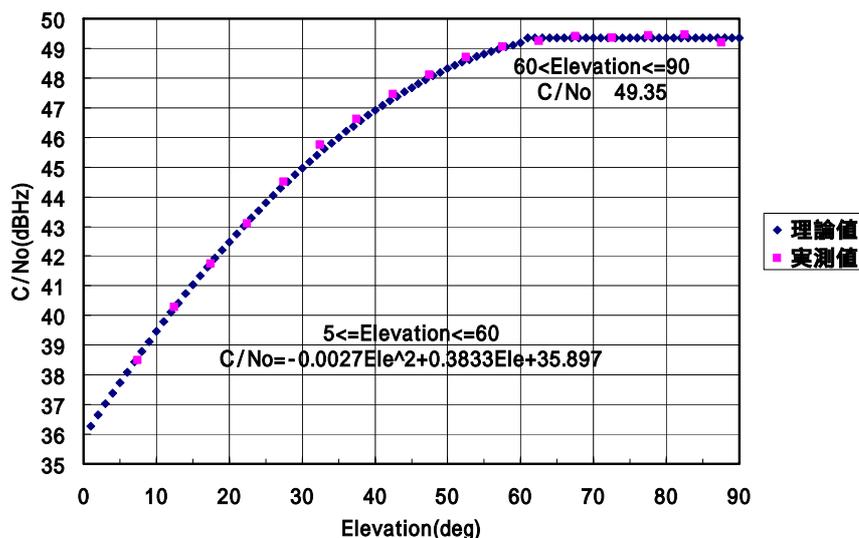


図 2.3 衛星仰角と C/N0 比の関係

2.2 単独測位

2.2.1 単独測位原理

GPS 衛星による単独測位は、GPS でもっとも基本的な利用方法であり、単純な原理である。GPS では、WGS-84 座標系により経度、緯度および高さが計算されるようになっている。単独測位を行うために必要なパラメータは 2 種類しかない。一つ目は、ある時刻の衛星の位置、二つ目は、衛星と衛星信号を受信しているアンテナ（測位位置）間の距離である。特に二つ目のパラメータを擬似距離（pseudo range）と呼ぶ。ある時刻に 1 機の GPS 衛星の衛星位置と擬似距離が測定されたとする。このとき測位位置は衛星位置を中心とし擬似距離を半径とする球面上に存在することになる。しかしこのままでは球面上のどこに測位位置が存在しているか知ることができない。そこで複数の衛星のパラメータを同時に測定する。各衛星について球面を考えることができる。測位位置は各衛星とも同位置であるので各球面の交点として求めることができる。具体的には 2 機の衛星を用い、2 つの球面が交わるとその交線は円となる。3 機目の衛星の球面を用い、その 2 機の交線の円と交差する点が測位位置となる。当然この交点は 2 箇所であることになるが、通常測位位置の概略はわかっていて 2 箇所の交点のうちどちらが正しい測位位置か知ることが容易であり、このことが問題なることはほとんどない。

以上のことから、原理的には 3 機の GPS 衛星を用いることで測位位置を求めることができることになる。これは数学的に測位位置を表現する 3 次元座標の成分（ x, y, z ）の 3 つの未知数を求めるために、3 つの方程式が必要であることに対応している。

しかしながら、実際の単独測位を行うとき 3 機の衛星からできる 3 つの方程式では測位位置を求めることができない。それは擬似距離の測定に問題があるからである。擬似距離は、衛星から信号を送信した時刻と測位位置のアンテナがその信号を受信した時刻との時刻差（電波伝搬時間）に光速を乗ずることにより測定する。この測定方法では衛星が搭載している時計と測位位置の受信機内の時計が完全に一致、同期していなければ、正確な距離を求めることができない。衛星が搭載している時計はセシウム原子時計であり、正確に

時刻を刻む。一方、受信機内の時計は衛星時計と比較して精度が悪く、

2つの時計は一致、同期していない。受信機内の時計の誤差は測定した全ての衛星に対して等しいので1つの未知数と考える。3次元座標の成分(x, y, z)の3つの未知数と受信機内の時計の誤差を求めることになるので、実際単独測位を行うためには図2.4のように最低4機の衛星を同時に観測し、4つの方程式を作成する必要がある。

単独測位の精度は、SAが発動されていた時期は民間の利用者は水平方向で約100mであったが、SAが解除された後は30m程度が保障されている。

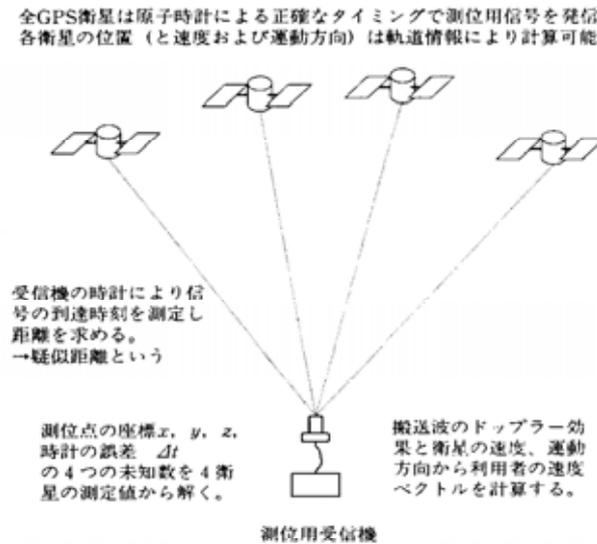


図2.4 単独測位

2.2.2 計算方法

単独測位計算は受信機で測定された各衛星位置と疑似距離をもとにして行う。4個のGPS衛星の位置は、軌道情報から計算される。位置表現に用いられている3次元直交座標系は、ECEF(Earth Centered Earth Fixed)と呼ばれ、地球の中心を原点、地球自転軸に沿って北方向を正方向とするZ軸、グリニッジ子午面と赤道面との交点方向にX軸、これら2軸と右手系をなすようにY軸を選ぶものである。

測位を行うために、利用者の位置座標を(x, y, z)とする。また信号を送信した時刻のi番衛星の位置座標を(x_{si}, y_{si}, z_{si})とする。衛星-利用者間の正確な距離 ρ_{si}は、

$$\rho_{si} = \sqrt{(x_{si} - x)^2 + (y_{si} - y)^2 + (z_{si} - z)^2} \quad (2.5)$$

と表される。単位はmである。しかし測定される疑似距離には受信機の時計誤差sが ρ_{si}に加わっているため、測定された疑似距離pρ_{si}は、

$$p\rho_{si} = \sqrt{(x_{si} - x)^2 + (y_{si} - y)^2 + (z_{si} - z)^2} + s \quad (2.6)$$

と表される。i番衛星の位置(x_{si}, y_{si}, z_{si})と疑似距離pρ_{si}は既知であるため、(2.6)式の未知数は利用者位置座標と時計誤差の4つとなる。4衛星の信号を同時刻に受信し、(2.6)式を4つ以上得ることができれば未知数を解くことが可能である。

(2.6)式は二乗や平方根があるため容易に解くことができない。そこで未知数を近似値と補正量の和であらわし、式をその補正量について展開する。さらに補正量を微小であると仮定し、2次以上の項を無視して式

の線形化を行う。以上により補正量についての連立 1 次方程式となる。未知数の初期値を適当に与え、逐次近似計算法により、補正量が十分小さくなるまで計算を繰り返すことで、未知数を容易に求めることができる。

n 回目の繰り返し計算後の利用者位置座標を (x_n, y_n, z_n) とする。ここで n ($n=0, 1, 2, 3, \dots$) は計算回数を表し、 $n=0$ は未知数の初期値とする。このときの i 番衛星の近似距離 $r_{n,si}$ は次式のように表される。

$$r_{n,si} = \sqrt{(x_{si} - x_n)^2 + (y_{si} - y_n)^2 + (z_{si} - z_n)^2} \quad (2.7)$$

近似距離 $r_{n,si}$ と実際に測定された擬似距離 pr_{si} に対する残差 $\Delta r_{n,si}$ は、

$$\Delta r_{n,si} = pr_{si} - r_{n,si} \quad (2.8)$$

として求められる。 x_n, y_n, z_n をこの残差分に相当する分だけ修正すれば、正しい解に近づくことができる。このためには、近似距離 $r_{n,si}$ の x_n, y_n, z_n による偏微分

$$\frac{\partial r_{si}}{\partial x} = -\frac{x_{si} - x_n}{r_{n,si}}, \quad \frac{\partial r_{si}}{\partial y} = -\frac{y_{si} - y_n}{r_{n,si}}, \quad \frac{\partial r_{si}}{\partial z} = -\frac{z_{si} - z_n}{r_{n,si}} \quad (2.9)$$

を用いる。 x_n, y_n, z_n の補正量を $\Delta x_n, \Delta y_n, \Delta z_n$ とすると

$$\Delta r_{n,si} = \frac{\partial r_{si}}{\partial x} \times \Delta x_n + \frac{\partial r_{si}}{\partial y} \times \Delta y_n + \frac{\partial r_{si}}{\partial z} \times \Delta z_n + s \quad (2.10)$$

が得られる。これで連立 1 次方程式を得られたので、補正量を計算する。求められた補正量を使用して次式のように未知数を更新する。

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= x_n + \Delta x \\ y_{n+1} &= y_n + \Delta y \\ z_{n+1} &= z_n + \Delta z \end{aligned} \quad (2.11)$$

以上の計算を補正量が十分小さくなるまで繰り返し行うことで、利用者位置座標 x, y, z と受信機の時計誤差が求められる。

取り扱いを容易にするために、方程式を行列で表現する。

ここで $\alpha_{si} = r_{si}/x$ 、 $\beta_{si} = r_{si}/y$ 、 $\gamma_{si} = r_{si}/z$ とすると(2-16)式は、

$$\begin{pmatrix} \Delta r_{n,1} \\ \Delta r_{n,2} \\ \Delta r_{n,3} \\ \vdots \\ \Delta r_{n,k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & \gamma_1 & 1 \\ \alpha_2 & \beta_2 & \gamma_2 & 1 \\ \alpha_3 & \beta_3 & \gamma_3 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_k & \beta_k & \gamma_k & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \\ s \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

と表すことができる。ここで

$$\delta R = \begin{pmatrix} \Delta r_{n,1} \\ \Delta r_{n,2} \\ \Delta r_{n,3} \\ \vdots \\ \Delta r_{n,k} \end{pmatrix}, \quad G = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & \gamma_1 & 1 \\ \alpha_2 & \beta_2 & \gamma_2 & 1 \\ \alpha_3 & \beta_3 & \gamma_3 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_k & \beta_k & \gamma_k & 1 \end{pmatrix}, \quad \delta X = \begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \\ s \end{pmatrix} \quad \text{とする。}$$

(2.12) 式は、

$$\delta R = G \cdot \delta X \quad (2.13)$$

となる。両辺に A の転置行列を掛けると、

$$G^T \cdot \delta R = G^T \cdot G \cdot \delta X \quad (2.14)$$

となる。次に両辺に A と A の転置行列をかけた行列の逆行列をかけると、

$$\delta X = (G^T \cdot G)^{-1} \cdot G^T \cdot \delta R \quad (2.15)$$

となり補正量 x、 y、 z、 s を求めることができる。

GPS の利用者は、衛星から連続的に発信されている電波を受信し、単独測位や DGPS 測位、RTK GPS 測位などを使用してそれぞれの目的を果たす。このように GPS を使用、研究するにあたり、その測位方法、測位原理を理解する必要がある。ここでは実験に用いた単独測位の測位原理について示す。

2.2.3 単独測位の測位誤差

GPS測位における主要な誤差は表に示すように衛星部分、伝送路部分、ユーザー装置部分で発生する。衛星部分の誤差は衛星の軌道要素の誤差と衛星の時計の誤差である。軌道情報の誤差は実際の衛星の位置と衛星の航法メッセージ中の軌道データにより求めた衛星の位置の差である。通常これらは非常に小さく3m以下である。衛星の時計の誤差は衛星のクロック時間と衛星からの航法メッセージ中のデータで記述される時刻との差である。衛星の信号の同期を取るために、安定度の非常に高い原子時計、主としてセシウム (Cs) 発振器が各衛星に搭載されている。これらは互いに同期を取ることも無く、独立に発振しているため、わずかな差はあるが、ドリフトを生じる。GPSの地上の管制所でこれをモニターし、補正値を求めて、衛星経由で航法メッセージとして送信される。ユーザーはこのデータを解読して信号のタイミングを取る。

誤差源	誤差要因	誤差の大きさと種類(C/A)
衛星部分	衛星の軌道要素 衛星の時計の摂動	1.5m (バイアス) 2.0m (バイアス)
伝送路部分	電離層遅延 対流圏遅延 マルチパス	20m (バイアス) 1.0m (バイアス) 10m (ランダム)
ユーザー装置部分	受信機での測定誤差 擬似距離測定雑音 距離量子化雑音	10m (ランダム) 2.7m (ランダム)

表2.2 GPS誤差の要因とその大きさ

伝送路部分の誤差は電離層遅延、対流圏遅延とマルチパスがある。電離層遅延は地球を取り巻く電離層中を電波が伝搬する際に発生する群速度遅延で伝送経路上での電子密度の線積分の関数となり、周波数の自乗に反比例する。L1帯の周波数電波に対しては、電子密度の高い昼間で20~30m、夜間で3~6m程度である。L1、L2の2周波を用いることにより電離層遅延の影響を取り除くことができる。対流圏遅延は大気中を

伝搬する電波の伝搬遅延である。真上からの入射に対しては2~3m程度、低仰角衛星に対しては30m程度で、ほとんど変化がないのでモデル化しやすい。屈折率の変化は低仰角衛星に対して監視局と利用者局の間で1~3mの遅延差を生じる。マルチパスによる誤差は海面や構造物等からの反射波が直接波に作用して波形を歪ませて擬似距離測定の精度を劣化させる。前の2つはバイアス誤差であるのに対して、これはランダム誤差である。

GPSの擬似距離測定精度は受信機のコード同期(逆拡散)の精度で決まる。コード同期により復調されたコードの立ち上がりで、到達時間を測定するのであるから、含まれる雑音でその精度が決定される。受信機特性により雑音も大きく異なるが、理想的状態に近い受信機が得られるものとすれば、受信機入力のカ/N(搬送波対雑音密度、単位周波数当たりの雑音)が大きく影響することになる。

2.3 DGPS 測位

2.3.1 測位原理

DGPS(Differential GPS)は、コード(擬似距離)を用いた相対測位の1つである。基本的には単独測位と同じ計算方法によって利用者位置を求めるが、図2.5のように位置の正確にわかっている基準局(Reference Station)からの補正データを、何らかの通信回線を用いて利用することで測位精度を改善させる技術である。DGPS測位精度は数mといわれている。

DGPSの測位精度改善の原理は、基準局と利用者位置での測定誤差のうち共通の誤差成分が相殺されることによる。基準局と利用者位置との間の距離(基線長)が短距離であれば、上空約20,000kmにあるGPS衛星への視線は同一であるとみなすことができる。つまり、あるGPS衛星信号の伝搬経路が基準局と利用者位置で同じであると考えられる。伝搬経路が同じであれば通過するときに受ける誤差要因も同じである。基準局では正確な座標がわかるために測定値との差(測定誤差)を知ることができる。この測定誤差を補正值とすることで、利用者側の誤差要因を相殺することができ、精度が改善される。

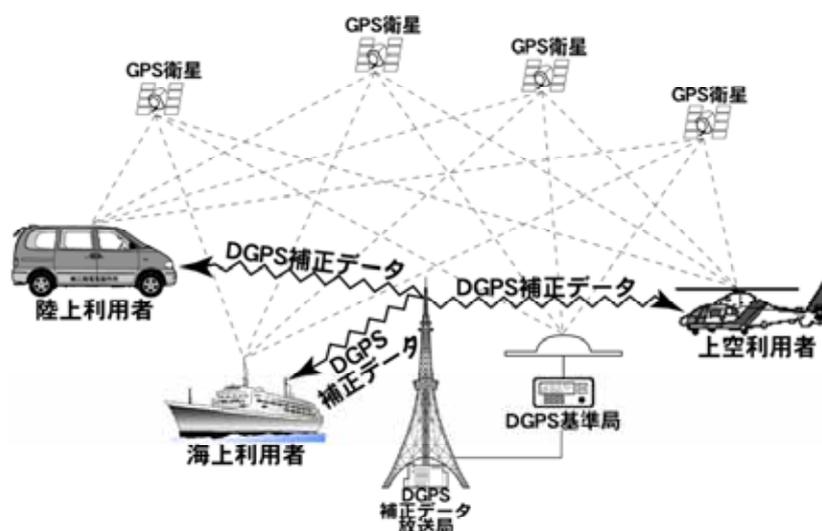


図 2.5 DGPS の概要図

2.3.2 相殺される誤差要因

DGPS 測位を行うことで基準局と利用者位置での共通誤差が相殺されることは述べた。では具体的にはどの誤差成分が相殺され、相殺できないのかをここでは述べる。

まず相殺される誤差成分であるが、GPS 衛星軌道情報の誤差、衛星時計誤差、電離層による遅延、対流圏による遅延である。かつては SA による擬似距離の揺らぎが相殺されることが DGPS 測位の 1 番のメリットであったが、SA が解除されてからは先ほど述べた 4 つの誤差成分である。GPS 衛星軌道情報の誤差は基準局と利用者位置で同一のエフェメリスを利用することにより、算出した衛星位置誤差も同一となり相殺できる。電離層、対流圏による遅延誤差はモデル等によって近似的に補正できるが、実際の値とは必ずしも一致しないために誤差が残ってしまう。しかし DGPS 測位では遅延量を推定しなくても基準局の補正値を用いることで相殺されることになる。

相殺効果は、基線長が短いほど有効に働く。基線長が長くなると、衛星位置誤差の影響の仕方や電波の伝搬経路（電離層、対流圏）の状態が異なってくるため、相殺効果が薄れ結果として測位誤差が増大する。

一方、相殺されない誤差成分には、観測地固有の誤差(マルチパス)、受信機による擬似距離測定の誤差、単独測位計算における逐次近似の残留誤差などがある。DGPS 測位精度(数 m)ではマルチパスはさほど問題にはならない。基本的に基準局はマルチパス環境の良い場所に設置されており、マルチパスの影響は少ない。受信機による擬似距離測定の誤差は、近年の受信機精度の向上に伴い減少している。

2.3.3 DGPS の主要な方式

DGPS 測位における補正値の作成方法には大きく 2 つの方法がある。以下に 2 つの方式について説明する。

- 測位位置補正方式

この測位方式は、固定された基準局で単独測位を行う。基準局の測位結果と既知である基準局位置との差を各成分（緯度、経度、高さ）または (x, y, z) についての補正値とし、利用者側の単独測位結果に適用するものである。利用者側の測位位置補正方法を式で表すと、

$$rov = rov' - (ref' - ref) \quad (2.16)$$

となる。ここで rov は利用者側の DGPS 測位結果、 rov' は利用者側の単独測位結果、 ref は基準局の既知である位置、 ref' は基準局の単独測位結果である。(2.16)式に各成分を代入することで DGPS 測位を行うことができる。

測位位置補正方式では、単独測位結果をそのまま利用できるために補正データが少なくよという長所がある。また (2.16)式の処理を行うだけでよいので処理ソフトも単純である。しかし基準局と利用者側で同じ組み合わせの GPS 衛星を用いて測位しなければならないという制限があり、最大の欠点である。

- 擬似距離補正方式

この方式では、座標点の既知である基準局と衛星の座標から、2 点の【正しい】距離を求める(衛星位置に誤差が存在するため厳密には正しくない)【正しい】距離と受信した擬似距離との差を各衛星の補正値(擬似距離補正値)として、またその変化率を利用者側に送る。利用者側では測定された擬似距離に補正値を適用し、補正した擬似距離を用いて単独測位を行う方式である。

利用者側の擬似距離補正方式を式で表すと、

$$\rho'(t) = \rho(t) + PRC(t_0) + RRC(t_0) \times (t - t_0) \quad (2.17)$$

で表される。ここで $t(s)$ は観測時刻、 $t_0(s)$ は補正データの算出時刻、 $\rho(m)$ は利用者側で補正された擬似距離、 $r(m)$ は利用者側で測定された擬似距離(m)である。PRC(m)は擬似距離補正值、RRC (m/s) は擬似距離補正值の変化率である。補正データの算出時刻と観測時刻との時刻差が大きいと相殺効果が減少する。

擬似距離補正方式では、補正データ量が測位位置補正方式よりも多くなる。また、擬似距離を補正するためソフトが複雑化する欠点がある。しかし、測位位置補正方式のように基準局と利用者側で、測位使用衛星を一致させることなく測位計算を行うことができるといった柔軟性があり、最大の長所でもある。現在、DGPS 測位は擬似距離補正方式が一般的になっている。

擬似距離 ρ を

$$\rho_n = r_n + c(\delta t_{u,n} - \delta t_s) + I_n + T_n + \varepsilon_n \quad (2.18)$$

と表す。ここで r は衛星-利用者間の正確な距離(m)である。 c は光速、 t_u は受信機の時計誤差(s)、 t_s は衛星時計誤差、 I は電離層遅延、 T は対流圏遅延、 ε はマルチパス等のその他の誤差である。添え字の n は基準局、利用者側の違いを表す。仮に基準局の n を 1、利用者側の n を 2 とする。【正しい】距離 = r_1 とすると基準局で作成される擬似距離補正值PRCは、 $r_1 - \rho_1$ で表されて、

$$PRC = -[c(\delta t_{n,1} - \delta t_s) + I_1 + T_1 + \varepsilon_1] \quad (2.19)$$

となる。利用者側ではPRCを同一衛星から測定された擬似距離 ρ_2 に加える。補正された擬似距離 ρ'_2 は、

$$\begin{aligned} \rho'_2 &= \rho_2 + PRC \\ &= r_2 + c(\delta t_{u,2} - \delta t_s) + I_2 + T_2 + \varepsilon_2 - [c(\delta t_{n,1} - \delta t_s) + I_1 + T_1 + \varepsilon_1] \\ &= r_2 + c(\delta t_{u,2} - \delta t_{n,1}) + (I_2 - I_1) + (T_2 - T_1) + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \end{aligned} \quad (2.20)$$

と表される。(2.20)式から衛星時計誤差 δt_s が消えていることがわかる。衛星時計誤差の項は基線長にかかわらず消去できる。また理想的な短基線長の場合、 $I_1 = I_2$ 、 $T_1 = T_2$ となり、電離層遅延の項、対流圏遅延の項が消去され、

$$\rho'_2 = r_2 + c(\delta t_{u,2} - \delta t_{n,1}) + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \quad (2.21)$$

として利用者側の擬似距離は補正される。(2.21)式中の誤差項は受信機時計の誤差、マルチパス等のノイズ誤差の項しかない。さらに受信機時計の誤差は単独測位計算の未知数の 1 つとして算出されるので、DGPS測位結果にはマルチパス等のノイズ誤差の影響しか受けない。しかしこれは理想的な場合のときである。例えば基準局の r_1 が衛星位置の誤差により誤って算出され、 r_1 から消去しきれない場合がある。

基線長が長くなることにより、(2.20)式の電離層、対流圏遅延の項が消去されずに残ることで測位精度の劣化が起こる。

2.3.4 補正データの伝送

DGPS 測位では基準局から利用者側への補正データの伝送が必要不可欠である。その伝送手段として様々なものが提案され実行されている。具体的には人力、携帯電話、特定小電力、無線通信、船舶用方向探知ビーコン電波への重畳、通信衛星、FM 放送への重畳などがある。現在、世界的に利用されているのは、後の 3 つである。他は限定された狭い範囲での利用である。

米国、欧州、日本の海上保安庁等では周波数 300kHz 付近の船舶用中波ビーコン電波に重畳して DGPS 補正データ情報サービスが行われている。多くの場合このビーコン送信局は灯台に併設されているため、海上利用が原則である。この電波は海岸に近い陸上でも十分に受信でき、利用性は高い。

DGPS 補正データを FM 放送電波に乗せて伝送することが実施されている。利用者は普通の FM 受信機に付加装置を取り付けるか、付加装置つきの受信機等によって基準局の補正データを取得できる。

DGPS 補正データを伝送するとき、限られた小規模の実験ならばそのグループだけの適当なデータ形式を決定し使用すればよいが、多くの利用者を対象にサービスを考えると共通規格を作成する必要がある。このような規格には、米国海上無線技術協会(RTCM: Radio Technical Commission for Maritime Service)の中の第 104 委員会(SC-104: Special Committee No.104)で勧告しているものがある。これを RTCM 規格と呼ぶ。

2.3.5 RTCM 規格の概要

現在、RTCM SC-104 規格には、ver2 までが規定されている。RTCM SC-104 規格は、多岐にわたる利用を想定して、60 種類以上のメッセージタイプを規定している。メッセージタイプとはデータの内容を示すもので、具体的に言えば擬似距離の補正量や基準局の座標値である。

表 2.3 にメッセージタイプとその内容の概略を示す。しかしほとんどの規格が暫定であり、これから変更されうるものであるが、実用上は問題ない。

メッセージタイプ	現状	内容
1	確定	DGPS補正量(擬似距離とその時間変化の補正量)
2	確定	デルタDGPS補正量(新旧の軌道情報等の間の違いの補正)
3	確定	基準局のパラメータ(基準局のWGS-84による3次元座標)
4	暫定	測量(搬送波位相用であったが使用されなかった)
5	廃止	衛星のヘルス(ヘルスの情報と基準局での衛星電波のSN比等)
6	確定	空白
7	確定	ビーコン暦(DGPS併設の海上ビーコン局の位置、周波数等)
8	暫定	擬似衛星の暦(擬似GPS衛星の電波の発射時刻等)
9	確定	限定DGPS補正量(1と同じで、使用する衛星だけの情報に限定)
10	保留	PコードのDGPS補正量
11	保留	C/Aコード、L1、L2補正量
12	保留	擬似衛星パラメータ
13	暫定	地上送信局パラメータ
14	保留	測量用予備
15	保留	電離層、対流圏メッセージ
16	確定	特別メッセージ(アスキーコードで最大90字)
17	暫定	軌道情報、アルマナック
18	暫定	搬送波位相(生データ)
19	暫定	擬似距離(生データ)
20	暫定	RTK搬送波位相補正
21	暫定	RTK擬似距離補正
22~58	—	未定
59	暫定	専用メッセージ(運営責任者からの通報)
60~63	保留	未定

表 2.3 RTCM SC-104 規格のメッセージタイプの概要

2.4 DOP

GPS 測位精度は測位に使用する衛星の天空における配置、分布が良くないと劣化する。この大前提は、測定値（擬似距離、搬送波）の精度が有限であり、1つ1つの測定値の誤差が最終結果にどのように伝播するかという問題である。たとえば、測定値が絶対的に正確であれば、衛星配置による測位精度への影響はない。

衛星の配置による測位精度への影響は DOP (Dilution of Precision) という数値で示されている。この数値は、衛星の測定値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。したがって DOP を利用するときは観測した全ての衛星の測定値誤差は同一であると考えなければならない。仮に特定の衛星の測定値にだけ大きな誤差があるときには、測位計算式に戻って計算する必要がある。また、衛星軌道の誤差は DOP には含まれてないため、算出した衛星位置は正確であると仮定した上での議論である。

一言に DOP といっても測位の目的によって理想的な衛星配置は異なる。そこで目的にあった様々な DOP が定義されている。GDOP (Geometrical DOP: 幾何学的精度劣化係数) PDOP (Position DOP: 位置精度低下率) HDOP (Horizontal DOP: 水平精度劣化係数) VDOP (Vertical DOP: 垂直精度劣化係数) TDOP (Time DOP: 時刻精度劣化係数) などがある。以下に DOP の計算方法を示す。

DOP の計算には、単独測位計算のときに使用した方向余弦行列 G を使用する。(2.13) 式から G の逆行列を G^{-1} とし、

$$\delta X = G^{-1} \cdot \delta R \quad (2.22)$$

が得られる。 X の分散は、

$$Cov(\delta X) = G^{-1} \cdot Cov(\delta R) \cdot (G^{-1})^T \quad (2.23)$$

である。各衛星の測定値誤差が単位であり、それらが無相関であるとき、 $Cov(R)$ 次のように表される。

$$Cov(\delta R) = I \sigma_{URE} \quad (2.24)$$

ここで I は単位行列、 σ_{URE} は擬似距離測定誤差である。よって G の転地行列を G^T とすると(2.24) 式は、

$$Cov(\delta X) = (G^T \cdot G)^{-1} \sigma_{URE} \quad (2.25)$$

となる。ここで $(G^T \cdot G)^{-1}$ は擬似距離測定誤差 σ_{URE} の拡大係数と考えることができる。

また、 $(G^T \cdot G)^{-1}$ は、

$$(G^T \cdot G)^{-1} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} & H_{13} & H_{14} \\ H_{21} & H_{22} & H_{23} & H_{24} \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} & H_{34} \\ H_{41} & H_{42} & H_{43} & H_{44} \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

となる。ここで H_{nm} は $Cov(X)$ の各要素である。

GDOP は(2.26) 式対角要素の和(トレース)の平方根として定義され、

$$GDOP = \sqrt{H_{11} + H_{22} + H_{33} + H_{44}} \quad (2.27)$$

となる。また、PDOP、TDOP は、

$$\begin{aligned}
 PDOP &= \sqrt{H_{11} + H_{22} + H_{33}} \\
 TDOP &= \sqrt{H_{44}}
 \end{aligned}
 \tag{2.28}$$

として定義される。

ここで方向余弦行列Gの、 G_{11} 、 G_{22} 、 G_{33} はECEFの座標系、つまりx方向、y方向、z方向における値である。しかしながらHDOP、VDOPは観測地(利用者位置)を基準にした局所座標系(ENU座標系)における値でなければならない。つまり行列Gの、 G_{11} 、 G_{22} 、 G_{33} の要素をENU座標系に計算しなおす必要がある。ENU座標系での方向余弦を α_E 、 β_N 、 γ_U とすると、

$$\begin{aligned}
 \alpha_E &= -\cos E \sin A \\
 \beta_N &= -\cos E \cos A \\
 \gamma_U &= -\sin E
 \end{aligned}
 \tag{2.29}$$

となる。ここでEは衛星の仰角(degree)、Aは衛星の方位角(degree)である。この方向余弦ベクトルを \vec{G} とし、要素を \tilde{H}_{nm} とするとHDOP、VDOPは、

$$\begin{aligned}
 HDOP &= \sqrt{\tilde{H}_{11} + \tilde{H}_{22}} \\
 VDOP &= \sqrt{\tilde{H}_{33}}
 \end{aligned}
 \tag{2.30}$$

と定義できる。

干渉測位におけるDOPとしてRDOP(Relative DOP: 相対精度劣化係数)がある。行列Gの要素として、後述する二重位相差をとる衛星の方向余弦の差を並べたものとして定義される。

GPSによるおおよその測位精度は測距精度にDOPを乗じることで概算できる。たとえば、水平方向の測位精度は「測距精度×HDOP」の関係があるので、擬似距離の測距精度 σ_{PR} が10mで、HDOPが2である場合、水平方向の測位精度は20m程度で測位できることになる。

第3章 コードマルチパス

3.1 コードマルチパス誤差

マルチパスとは、地物や建物などに当たって反射した電波が、衛星から受信アンテナに直接届く電波と一緒に受信される現象のことである。マルチパスによる反射波は、衛星から受信アンテナに直接届く電波よりも長い経路を通るので、少し遅れてアンテナに届く。よって、直接波のコードや位相と干渉し、直接波の信号波形が乱され、測距誤差を生じる。この測距誤差がマルチパス誤差である。

衛星からの電波を反射させる反射体が大きな金属板のようなものであれば、マルチパス波の影響が強くなり、本当のコードと反射波のコードとの区別が難しくなったり、反射波の受信強度が直接波と同等のレベルとなったりすることもある。また、直接波と反射波の位相関係により受信強度が大幅に変化したり、位相ずれをおこしたりする。このような位相ずれもまた、測定の精度に直結することとなる。さらに、このような原因による受信強度の変化はサイクルスリップの原因ともなる。

マルチパスによる測距精度の低下は、GPS を利用した精密測位における重要な問題である。図 3.1 に、直接波とマルチパス波の概念図を示す。

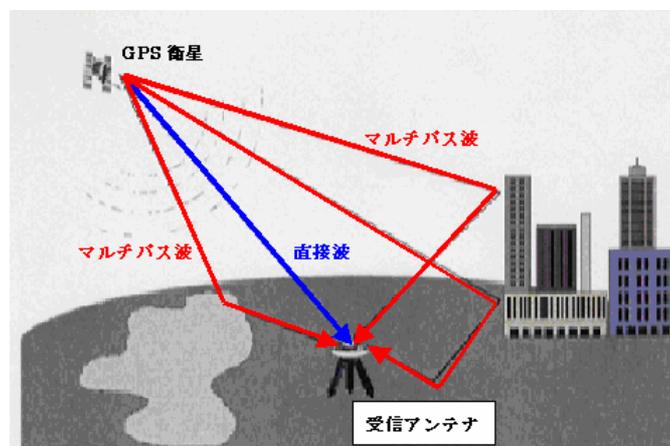


図 3.1 マルチパス概念図

3.2 DLL の相関特性

GPS 受信機において、コードタイミングの測定は位置や時刻の精度に直接関わるので、重要な技術である。コード追尾の基本的な方法として、DLL(Delay Lock Loop)について、そしてコード追尾におけるマルチパスの影響について述べる。

図 3.2 は DLL 方式でコード追尾を行う GPS 受信機の構成である。DLL では 2 つの異なるコード・レプリカ(受信した信号よりわずかに進んだレプリカ Early とわずかに遅れたレプリカ Late)をコード発生器から同時に発生させ、2 つのタイミング差をチップ期間(コリレータ間隔) T_C ないしそれ以下で一定に保つ。そしてその 2 つのコード・レプリカと受信した信号の相関をそれぞれ求め、両者が等しくなるようにコード・レプリカのタイミングを制御する。

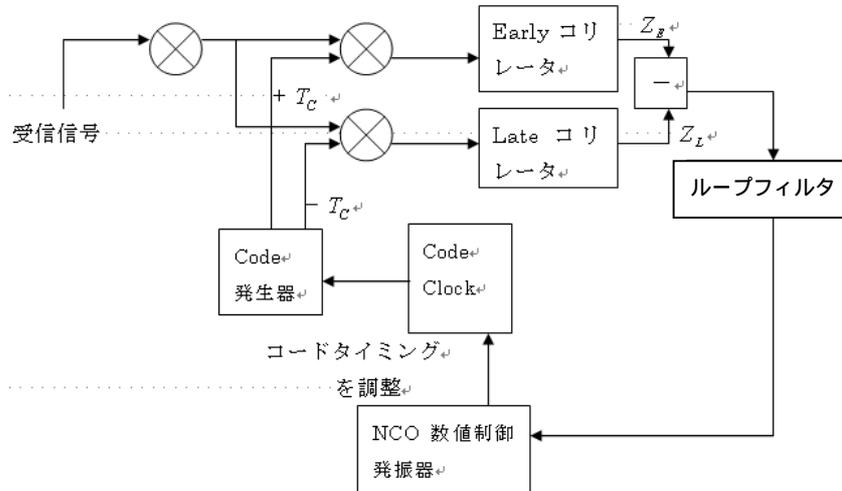


図 3.2 DLL 方式でコード追尾を行う GPS 受信機の構成

図 3.2 に示される Early コリレータと Late コリレータからの出力 Z_E 、 Z_L は式(3.1)、(3.2)によって表される。 S 、 N はそれぞれ、コリレータからの出力信号と雑音の成分を表している。雑音の成分には自然雑音、人工的な混信、そしてマルチパスの影響を含んでいる。

$$Z_E = S_E + N_E \quad (3.1)$$

$$Z_L = S_L + N_L \quad (3.2)$$

図 3.3、3.4 は、コリレータ間隔 T_C のタイミング差を持った 2 つのコード・レプリカと受信信号との相関を示す模式図で、横軸を受信信号とコード・レプリカのタイミング差、縦軸を相関として表している。図 3.3 はコリレータ間隔が 1 チップ、図 3.4 は 0.1 チップである。また、2 つの図において信号の帯域制限はないものとして示している。

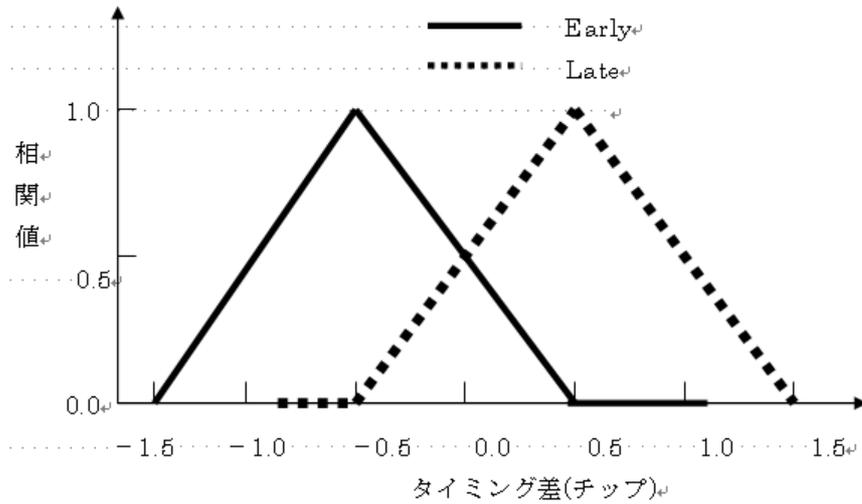


図 3.3 コリレータ間隔が 1 チップのコード・レプリカと受信信号の相関

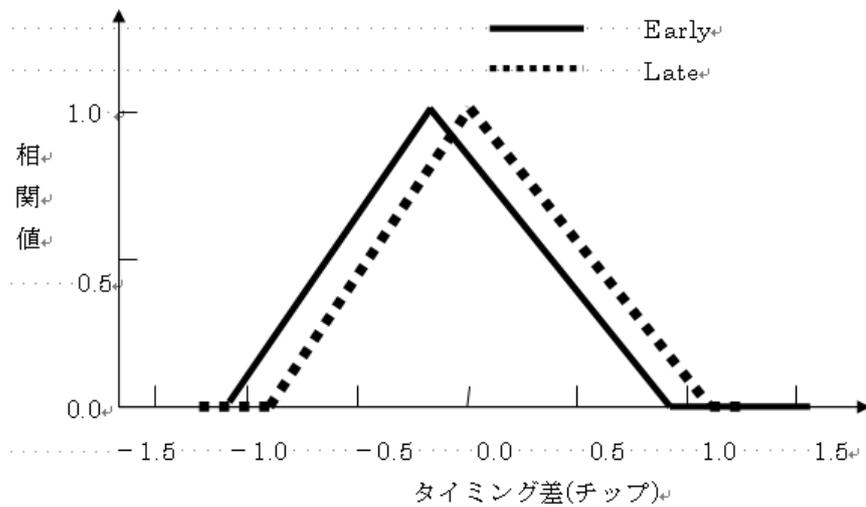


図 3.4 コリレータ間隔が 0.1 チップのコード・レプリカと受信信号の相関

コード追尾は Early コリレータの出力から Late コリレータの出力を引くことにより、可能になる。結果として、式(3.3)が与えられる。

$$\begin{aligned}
 Z &= Z_E - Z_L \\
 &= S_E - S_L + N_E - N_L
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

信号成分の引き算 $S_E - S_L$ は、コリレータ間隔が 1 チップの場合、図 3.5 になる。

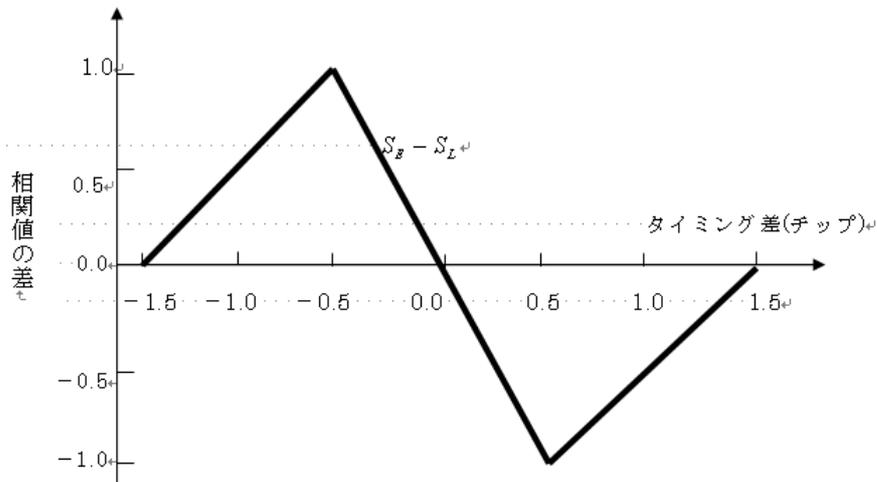


図 3.5 コリレータ間隔が 1 チップの Early コリレータと Late コリレータの出力の差

図 3.5 は、信号成分の Early コリレータの出力と Late コリレータの出力の差であり、0.0 チップにおいて、0 を通る。マルチパスの影響 ($N_E - N_L$) を受けたとき、図 3.5 は図 3.6 になる。

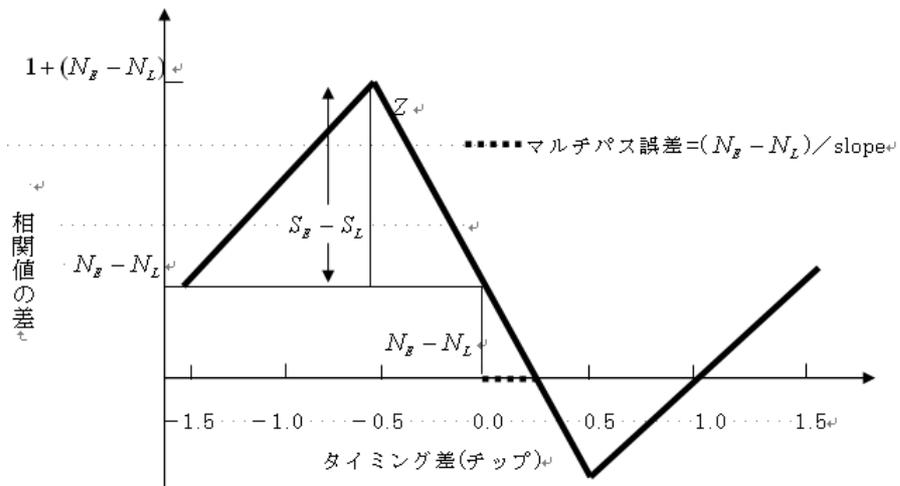


図 3.6 マルチパスの影響があるときの Early コリレータと Late コリレータの出力の差
(コリレータ間隔 = 1 チップ)

ここで、 $N_E - N_L$ が存在するとき、図 3.6 で示されるように相関値の差が 0 のときにタイミング差は 0 チップにならず、少しずれる。このずれた分が影響を受けたマルチパス誤差である。図 3.6 より、影響を受けたマルチパス誤差は、

$$(N_E - N_L) / (\text{タイミング差が } 0.0 \text{ チップ付近の } Z \text{ の傾き})$$

によって表される。また、図 3.6 ではコリレータ間隔が 1 チップであるが、コリレータ間隔を狭めることにより、タイミング差 0.0 チップ付近の Z の傾きは大きくなり、マルチパス誤差は小さくなる。

図 3.7 に、コリレータ間隔 0.1 チップのときの Early コリレータと Late コリレータの出力の差を示す。

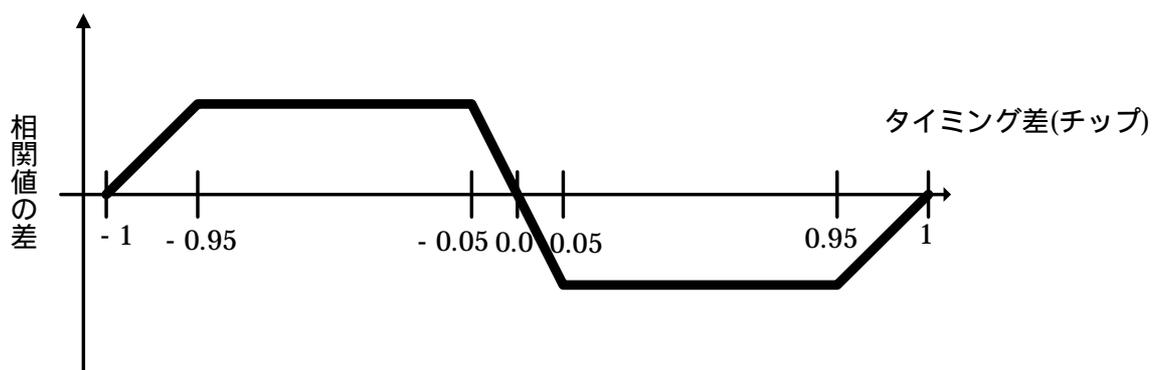


図 3.7 コリレータ間隔が 0.1 チップの Early コリレータと Late コリレータの出力の差

より狭いコリレータ間隔によって、DLL の性能は向上する。現在、多くの受信機はコリレータ間隔が図 3.7 に示すような 0.1 チップとなっている。しかし、0.1 チップ未満の値はさらにより良い性能を発揮するというわけではない。それは、他の人工無線システムからの無線周波数妨害 (RFI) を取り除くために、信号帯域を制限する必要があり、図 3.2 のようにフィルタを挿入し、帯域幅を狭くすることによって相関波形のピーク部

分が丸まり、コリレータ間隔が非常に狭い場合、Zの傾きが小さくなってしまふ。Zの傾きが小さくなることは誤差を増加させることになるので、DLL方式にとって適当ではなくなってしまう。

図 3.8、図 3.9、図 3.10 に、帯域幅が無制限、2 MHz、10MHz のときの相関波形をそれぞれ示す。

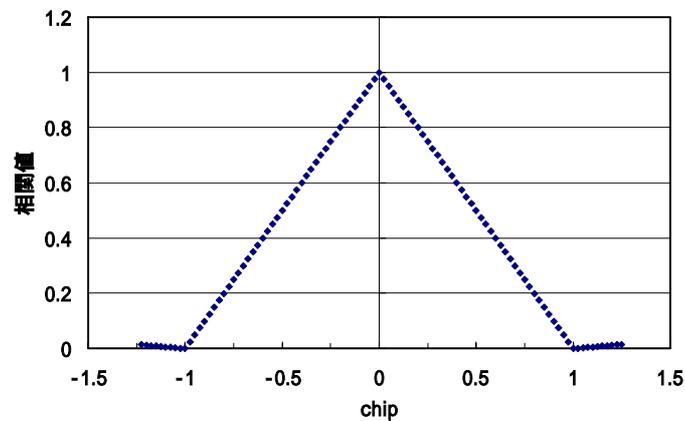


図 3.8 帯域幅が無制限のときの相関波形

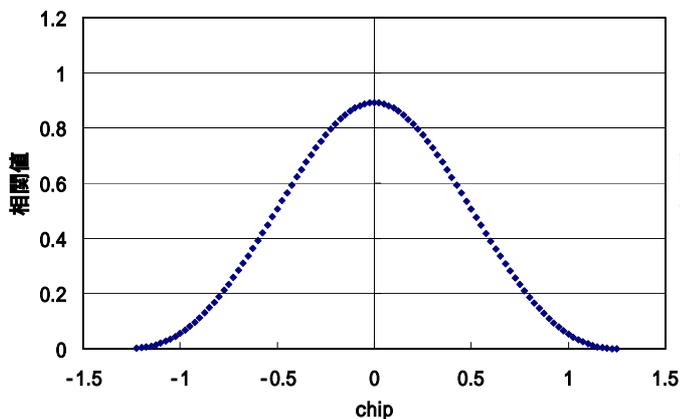


図 3.9 帯域幅が 2MHz のときの相関波形

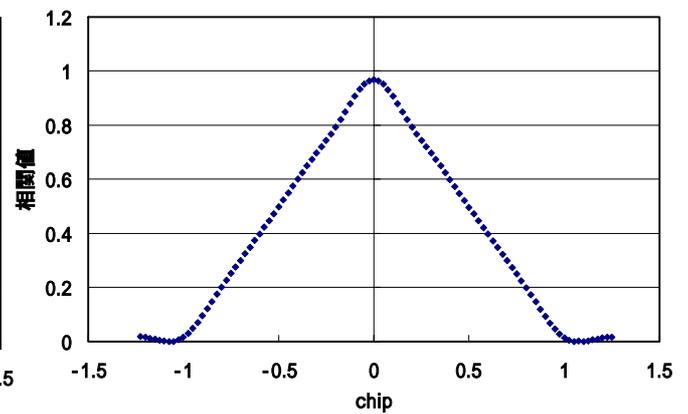


図 3.10 帯域幅が 10MHz のときの相関波形

図 3.8 から図 3.10 より、帯域幅を狭めることによって、相関波形のピーク付近が丸まっていることが分かる。2MHz に狭めると、大きく丸まっていることが分かる。そして、ピーク付近が丸まることによって、ピークの相関値が小さくなっている。ピークは信号強度に相当するものであるから、信号強度が低くなっていることを意味しているのである。

以上より、帯域幅によって、ピーク付近は丸まるので、相関波形の傾きも小さくなり、特に遅延距離が短いマルチパス波においては、相関波形のピーク付近に影響が出るため、注意が必要である。

3.3 搬送波とコードを利用したコードマルチパス誤差の推定

GPS 信号のデータ解析によるコードマルチパス誤差の推定方法は、搬送波位相(Carrier)と擬似距離(Code)の差から評価するのが一般的である。搬送波位相と擬似距離では、マルチパスによって受ける誤差が違ふことを利用しているのである。この推定方法を CC-difference と呼ぶ。搬送波位相のマルチパスによって受ける誤差は、マルチパスの信号強度が直接波を超えない限り最大でも 4.8cm 以内であり、擬似距離のマルチパスによって受ける誤差は、およそ数十 m にも及ぶときがある。

GPS 測位における搬送波位相、擬似距離の誤差要因として、衛星の時計誤差、軌道情報誤差、SA、電離層遅延誤差、対流圏遅延誤差、移動による同期誤差、マルチパス誤差、受信機の熱雑音誤差などが挙げられる。上の誤差の多くは、DGPS の技術によって除去できる。基準局と移動局が近い場合において、2 つの局での誤差が共通するのである。しかし、移動による同期誤差、マルチパス誤差、受信機の熱雑音誤差の 3 つの誤差は、2 つの局での誤差が共通しない。よって DGPS の技術では除去できない。

DGPS で除去できない 3 つの誤差のうち、受信機の熱雑音誤差はフィルタにより、ほぼ除去できる。移動による同期誤差では、移動の速度が遅ければ小さくなり、また移動しなければ同期誤差はない。しかし、マルチパス誤差は最後まで除去できない。

この最後まで除去できないマルチパス誤差を推定するために、マルチパス以外の誤差成分を除去することが必要である。そこで、搬送波位相と擬似距離の差を取って(CC-difference)、マルチパス誤差の推定を行う。

L1 帯擬似距離、L1 帯搬送波位相、L2 帯搬送波位相の観測量はそれぞれ、式(3.4)、(3.5)、(3.6)で表わされる。P1 などの後ろの数字 1、2 はそれぞれ L1 帯、L2 帯を示している。

$$P1 = D + C_{tr} - C_{ts} + D_t + I1 + URE + SA + HW + MP1 \quad (3.4)$$

$$L1 = D + C_{tr} - C_{ts} + D_t - I1 + URE + SA + HW + mp1 + B1 \quad (3.5)$$

$$L2 = D + C_{tr} - C_{ts} + D_t - I2 + URE + SA + HW + mp2 + B2 \quad (3.6)$$

P : 擬似距離 L : 搬送波位相 D : 真の距離 C_{ts} : 受信機の時計誤差 C_{tr} : 衛星の時計誤差
 D_t : 対流圏遅延 I : 電離層遅延 URE : 衛星の軌道情報の誤差 SA : 測位精度劣化操作 HW : 同期誤差
B : 整数値バイアス MP : 擬似距離におけるマルチパスと受信機の雑音による誤差
mp : 搬送波位相におけるマルチパスと受信機の雑音による誤差

式(3.5)、(3.6)から電離層の項、I は搬送波位相の波長の伸びにより、擬似距離と搬送波位相において符号が逆転する。また、搬送波位相におけるマルチパス誤差は最大でも 4.8cm 以内、搬送波位相における受信機の雑音は、最新の受信機であれば 0.1mm 以内であるので、mp は無視する。よって、搬送波位相と擬似距離の差の式は、

$$P1 - L1 = 2I1 + MP1 - B1 \quad (3.7)$$

となり、電離層遅延分を 2 周波の搬送波位相情報より除去するために、式(3.5)から式(3.6)を引く。

$$L1 - L2 = I2 - I1 + B1 - B2 \quad (3.8)$$

ここで、 $f1$: L1 帯周波数(1.57542GHz)、 $f2$: L2 帯周波数(1.22760GHz)より、

$$\alpha = \frac{I2}{I1} = \left(\frac{f1}{f2} \right)^2 = 1.646944 \quad (3.9)$$

とすると、式(3.8)は

$$L1 - L2 = I1(\alpha - 1) + B1 - B2$$

$$2I1 = \frac{2}{\alpha - 1} \times (L1 - L2) + 2 \times \frac{(B2 - B1)}{\alpha - 1} \quad (3.10)$$

となり、式(3.7)に式(3.10)を代入して、以下の式(3.11)のようになる。

$$MP1 - B1 = P1 - L1 - \frac{2}{\alpha - 1} \times (L1 - L2) - \frac{2}{\alpha - 1} \times (B2 - B1)$$

$$MP1 - \left\{ B1 - \frac{2}{\alpha - 1} \times (B2 - B1) \right\} = P1 - \left(\frac{2}{\alpha - 1} + 1 \right) \times L1 + \frac{2}{\alpha - 1} \times L2 \quad (3.11)$$

式(3.11)において、左辺 { } 内の整数値バイアスの項は、サイクルスリップなどが無い限り一定である。マルチパス誤差が 0 を中心に発生する(0 平均)と仮定したとき、整数値バイアスの項は処理することができる。マルチパス誤差を 0 平均にさせるには、後処理により式(3.11)の $MP1$ の値から $MP1$ の一定時間の平均値を引けばよい。これにより、整数値バイアスの項は除去できる。

0 平均のマルチパス誤差は式(3.12)に表わされる。

$$MP1 = P1 - \left(\frac{2}{\alpha - 1} + 1 \right) \times L1 + \frac{2}{\alpha - 1} \times L2 \quad (3.12)$$

そして、式(3.12)に式(3.9)で示した α の値を代入し、式(3.13)が得られる。

$$MP1 = P1 - 4.0915 \times L1 + 3.0915 \times L2 \quad (3.13)$$

実際に式(3.12)で計算した $MP1$ の値と、ある一定時間の $MP1$ の値の平均値を取り、それを $MP1$ の値から引くことにより、0 平均となった $MP1$ 、すなわちマルチパス誤差が推定できる。しかし、ある一定時間の $MP1$ の平均値はリアルタイムで手に入れることは出来ない。よって、CC-Difference のマルチパス誤差算出は、リアルタイムで行うことは出来ない。

CC-Difference から推定したマルチパス誤差の値と、そのマルチパス誤差を 0 平均として表わした値を、図 3.11 に示す。図 3.11 において、図中の上のデータ(青)は式(3.10)から推定されたマルチパス誤差の値で、下のデータ(赤)は 0 平均して整数値バイアスを除去したマルチパス誤差の値である。

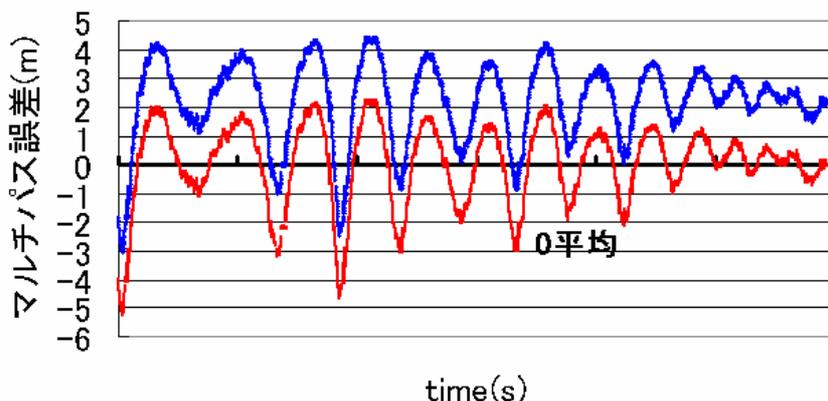


図 3.11 CC-difference から推定したマルチパス誤差

3.4 信号強度を利用したコードマルチパス誤差の推定

受信機によって測定された信号強度とマルチパス誤差の値の変動には、強い相関関係がある。そこで、その相関関係を利用してマルチパス誤差を推定する。

まず受信機から出力される信号強度について述べる。ここで述べる受信機は、信号強度として信号対雑音比(Signal to Noise Ratio、SNR)を出力する。SNR は、搬送波追尾によって位相検波される際に出力される。

アンテナから届いた衛星の信号は高周波であるため、そのままいろいろの処理を行うには不便である。そこで受信機内では搬送波追尾が行われる前に、まず衛星信号を局部発振器で作られた一定周波数の信号と積算し、より低い周波数である中間周波数に周波数変換する。

鏡面反射されたマルチパス信号があるとき、周波数変換された衛星信号 S_{IF} は式(3.14)のようになる。直接波とマルチパス波の位相差 β は、二つの通路の通路長差(遅延距離)と反射物によって起こる位相の変化によるものである。

$$S_{IF}(t) = A_d PRN(t) \exp(j[\omega_{IF}t + \Theta_d]) + A_m PRN(t - \Delta t) \exp(j[\omega_{IF}t + \Theta_d + \beta]) + n(t) \quad (3.14)$$

$$\text{ただし、 } \beta = \omega_C \Delta t - \phi_R$$

A_d ; 直接信号の振幅 A_m ; マルチパス信号の振幅

$PRN(t)$; 時間 t における C/A コード Δt ; 直接波とマルチパス波の時刻遅延

ω_{IF} ; 中間周波数(rad/s) Θ_d ; 周波数変換される前の直接信号の位相

β ; 周波数変換される前の直接信号とマルチパス信号の位相差

ω_C ; 搬送波周波数(rad/s) ϕ_R ; 反射による位相の変化 $n(t)$; 白色雑音

アンテナに届く衛星信号は、衛星から送信される際に変調をかけているので、搬送波のスペクトルが広い周波数範囲に拡散されて送られてくる。拡散される周波数帯域幅は C/A コードで 2MHz 強である。変調によって電波にエネルギーが付加されるわけではないので、このように広い周波数帯域幅に拡散される結果、単位周波数当たりのエネルギー密度は非常に小さくなる。よって、受信機内部の中間周波数段階では SNR は極度に低く、信号は雑音の 1/100 程度しかない。このままでは、信号を解読したりすることができない。そこで SNR を回復させなければならない。それには拡散したスペクトルをもとの狭いスペクトルに戻してやればよい。そのために衛星信号に対し、コード同期操作を行って逆拡散させる。コードの同期操作によって、周波数帯域幅は 100Hz 程度にまで絞られる。SNR は帯域幅に逆比例するので 10 万倍以上に改善され、雑音に比べ信号は 100 倍以上となる。

コード同期操作として、中間周波数の衛星信号 S_{IF} はコード発生器のコード・レプリカと積算することにより、逆拡散される。ここでマルチパス信号があれば、受信された衛星信号のコード追尾における誤差が存在する。従って、コード発生器のコード・レプリカは式(3.15) S_{CODE} となる。

$$S_{CODE}(t) = PRN(t - \delta t) \quad (3.15)$$

t はマルチパスによるコード追尾誤差である。中間周波数の衛星信号 S_{IF} とコード発生器のコード・レプリカ S_{CODE} を積算し、逆拡散された信号 式(3.16)が得られる。

$$S_{R_CARRIER}(t) = S_{IF}(t)S_{CODE}(t)$$

$$\Downarrow$$

$$S_{R_CARRIER}(t) = A_D \exp(j[\omega_{IF}t + \Theta_d]) + A_M \exp(j[\omega_{IF}t + \Theta_d + \beta]) \quad (3.16)$$

$$A_D = A_d PRN(t)PRN(t - \delta t)$$

$$A_M = A_m PRN(t - \Delta t)PRN(t - \delta t)$$

受信機内で搬送波追尾は上記の式(3.16)の信号に対して行われる。図 3.12 に受信機内の搬送波追尾と SNR 測定のためのハードウェアの概要図を示す。受信機内でこの部分はデジタル方式で、中間周波数に周波数変換された衛星信号はこの段階に入るとき、Analog / Digital 変換される。

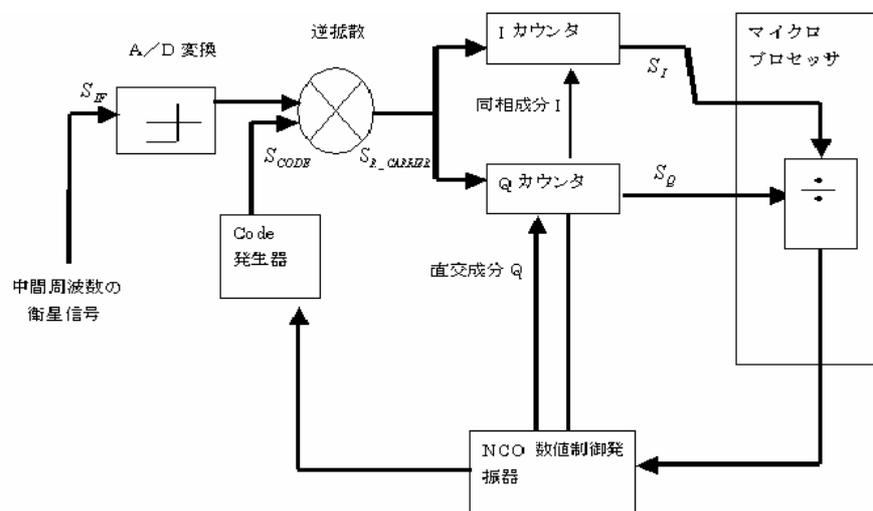


図 3.12 搬送波追尾と SNR 測定のためのハードウェアの概要図

図 3.12 において、数値制御発振器(NCO)は衛星信号の周波数と一致した再生搬送波信号を発生し、その同相の信号 I と 90° 位相がずれた直交の信号 Q を I カウンタと Q カウンタに出力する。I カウンタと Q カウンタは、逆拡散された衛星信号をこの同相の信号 I と 90° 位相がずれた直交の信号 Q で位相検波を行う。その位相検波の出力は集められ、そして C/A コードの一区切りずつ、位相検波の出力をマイクロプロセッサへ読み込まれていく。

I カウンタと Q カウンタからの出力 S_I S_Q はそれぞれ以下ようになる。

$$S_I = A_C \cos \Theta_C \quad \text{I カウンタからの出力信号}$$

$$S_Q = A_C \sin \Theta_C \quad \text{Q カウンタからの出力信号}$$

そしてQカウンタからの出力(S_Q)はIカウンタからの出力(S_I)で割られ、以下になる。

$$\frac{S_Q}{S_I} = \tan \Theta_c$$

この割り算の結果が0になるように、NCOの位相と周波数を制御する。

図3.13は搬送波追尾される前の衛星信号を示している。マルチパス信号があるとき、搬送波追尾は直接信号とマルチパス信号が混ざった位相、 c に対してなされる。また、 c は受信信号の搬送波とNCOから発生した再生搬送波の位相差に相当する。Iカウンタによって位相検波されたその値は、直接信号とマルチパス信号が混ざった振幅の値、 A_c である。 Θ_d は周波数変換される前の直接信号の位相、 β は周波数変換される前の直接信号とマルチパス信号の位相差である。 A_D と A_M はそれぞれ式(3.16)で示されている値である。

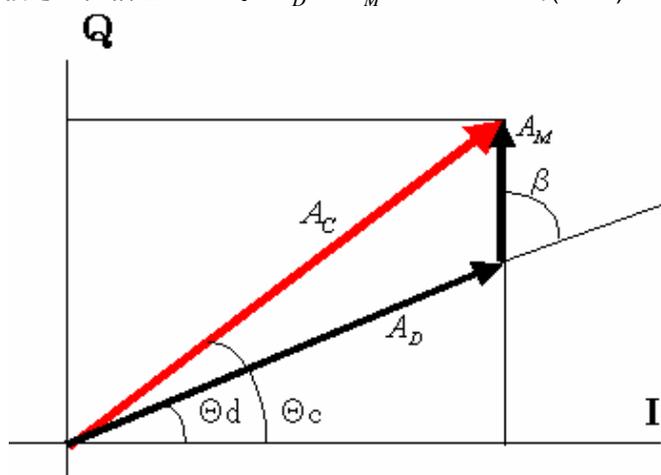


図 3.13 マルチパス信号があるときの搬送波追尾

この搬送波追尾において、IカウンタとQカウンタからの出力の割り算の結果が0になったとき、Iカウンタからの出力は搬送波と同位相となり、図3.14のようになる。

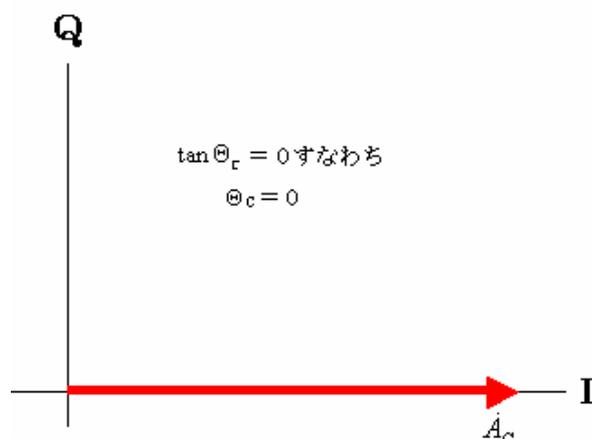


図 3.14 $S_Q / S_I = 0$ のときの搬送波追尾

受信機内で、SNRは位相検波により出力された直接信号とマルチパス信号が混ざった振幅 A_c の平均値として与えられ、このときSNRは振幅を測る単位AMU(Amplitude Measuring Units)で表わされる。C/Aコードの1ビットずつ位相検波が行われるので、位相検波からの出力は1023個となり、SNRは式(3.17)となる。

$$SNR = \frac{1}{1023} \sum_{i=1}^{1023} A_{Ci} \quad (3.17)$$

$$A_{Ci} = \sqrt{(A_{Di} + A_{Mi} \cos \beta_i)^2 + (A_{Mi} \sin \beta_i)^2}$$

$$A_D = A_d PRN(t) PRN(t - \delta t)$$

$$A_M = A_m PRN(t - \Delta t) PRN(t - \delta t)$$

式(3.17)において、 A_{Ci} の式ではC/Aコードを含んでいる。よって、位相検波からの出力 1023 個の平均値は、自己相関関数を用いて表わすことができる。さらに、直接波の振幅とマルチパス波の振幅の比を

$$a = \frac{A_m}{A_d}$$

とすると式(3.17)は、次の式(3.18)のように表わせる。

$$\begin{aligned} SNR &\approx A_d (R_{PRN}(\delta t) + R_{PRN}(\delta t - \Delta t) a \cos \beta) \\ &= A_d (R_{PRN}(\delta \rho) + R_{PRN}(\delta \rho - \Delta l) a \cos \beta) \end{aligned} \quad (3.18)$$

a ; 直接信号とマルチパス信号の振幅比 β ; 直接信号とマルチパス信号の位相差

$\delta \rho$; 擬似距離におけるマルチパス誤差

Δl ; 直接信号とマルチパス信号の通路長差(遅延距離) R_{PRN} ; PRN 系列の自己相関

ここで $\delta \rho$ と Δl は、 t と Δt の誤差をともに距離に置き換えたものである。つまり、以下のように置き換えられる。

$$\begin{aligned} \delta \rho &= \delta t \times c \\ \Delta l &= \Delta t \times c \\ c &; \text{光速 } 3 \times 10^8 \left(\frac{m}{s} \right) \end{aligned}$$

式(3.15)において、自己相関関数は以下の式(3.19)として表わせる。 T_C は 1 ビットの C/A コードの長さ (1ms / 1023 = 1 μ s) である。

$$R_{PRN}(\tau) = 1 - \frac{|\tau|}{T_C} \quad |\tau| \leq T_C \approx 1 \mu s \quad (3.19)$$

式(3.18)に式(3.19)を代入し、そして追尾誤差 t は 1 μ s よりも小さい (= は約 300m よりも小さい = $3 \times 10^8 \times 1 \mu s$) と推測することにより、式(3.20)が得られる。

$$SNR \approx A_d (1 + a \cos \beta) \quad (3.20)$$

この式(3.20)が、受信機から出力される SNR の値である。

受信機によっては、信号強度として SNR ではなく C/No(Carrier to Noise Ratio)を出力するものもある。その場合には、以下の SNR と C/No の関係式(3.21)を用いて、C/No を SNR に換算する。

$$C / N_0(\text{dB}) \approx 20 \log(\text{SNR}) + 27 \quad (3.21)$$

(Log は常用対数)

直接信号の振幅 A_d は式(3.20)より、マルチパス波がないときは SNR と同じ値となる。よって、受信機から連続的に出力された SNR に対して、ローパスフィルタをかけることにより、直接波の振幅 A_d が推定できる。本研究では、時間における SNR の値の曲線に対して、最小二乗法を用いることにより A_d を算出した。図 3.15 に SNR と直接波の振幅 A_d のグラフを示す。横軸が時間、縦軸は振幅を測る単位 AMU(Amplitude Measuring Units) を表わしている。

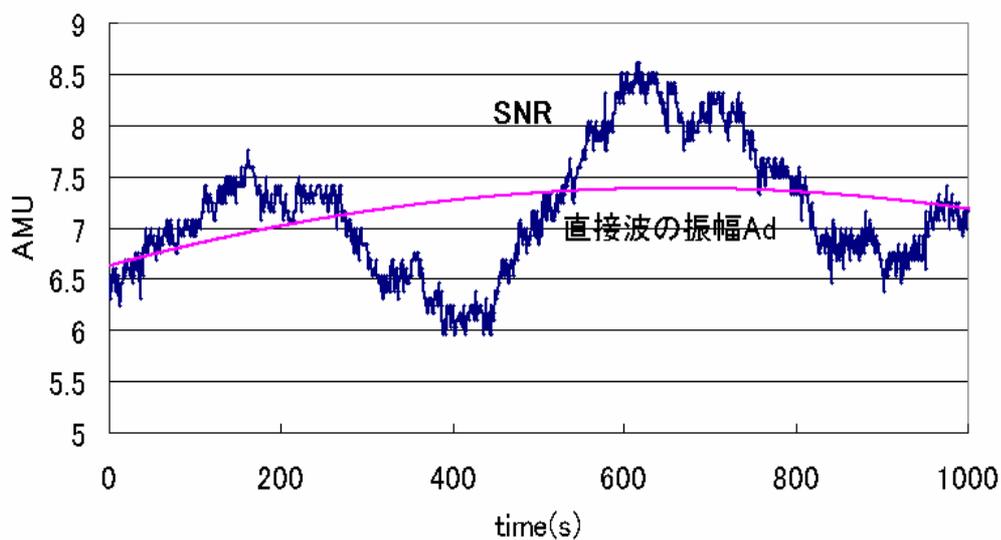


図 3.15 SNR と直接波の振幅 A_d

次にマルチパス誤差について述べる。受信機内で、マルチパス誤差はコード追尾においても影響を及ぼす。ここでコード追尾においてマルチパス誤差はどのように表わされるのか述べる。また、ここで述べる受信機はコード追尾の方法として DLL(Delay Lock Loop)方式を用いている。

図 3.16 は、C/A コードのタイミングを測定するために、DLL(Delay Lock Loop)方式でコードを追尾する GPS 受信機のハードウェアを示している。コード発生器において、受信した C/A コードに対して 1 / 2 チップだけ早いタイミング(Early)のコードと 1 / 2 チップだけ遅いタイミング(Late)のコードを同時に発生させ、受信されたコードとそれぞれ乗算する。図 3.16 中の ΔT は、1 ビットの C/A コードの長さ(1ms / 1023 1 μ s)の半分(1 / 2 チップ)である。そして、1 / 2 チップだけ早いタイミング(Early)と 1 / 2 チップだけ遅いタイミング(Late)での乗算の出力の差が 0 になるように、コード位相補正(CPC)をコードクロックへ送り、コード発生器のタイミングを制御する。1 / 2 チップだけ早いタイミング(Early)と 1 / 2 チップだけ遅いタイミング(Late)の出力の差が 0 になるとき、受信されたコードは追尾される。

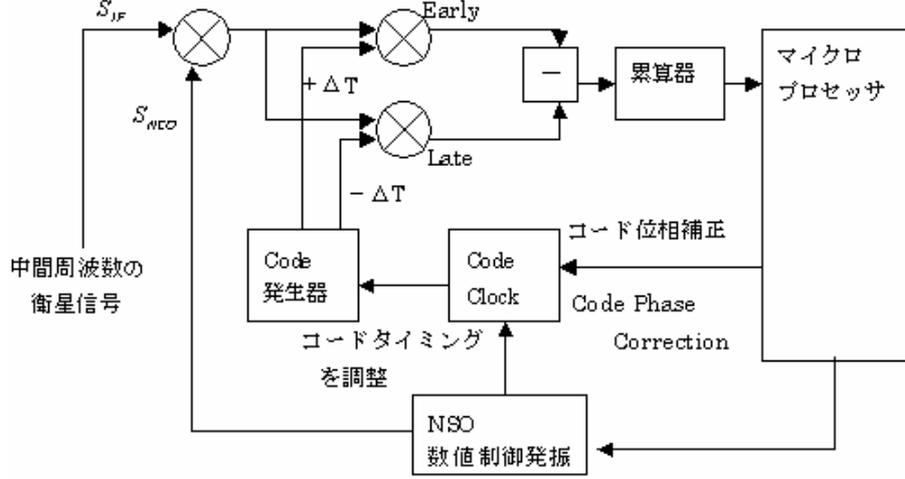


図 3.16 DLL 方式によるコード追尾のためのハードウェアのブロック図

図 3.16 において、NCO からの信号 S_{NCO} は、式(3.22)で表わされる。

$$S_{NCO} = \exp(-j[\omega_{IF}t + \Theta_C]) \quad (3.22)$$

さらに図 3.16 に示すように、式(3.22)を式(3.14)の信号と積算し、式(3.23)が与えられる。

$$S_{R_CODE} = S_{IF}(t)S_{NCO}(t)$$

$$\Downarrow$$

$$S_{R_CODE}(t) = \{A_d PRN(t) + A_m PRN(t - \Delta t) \exp(j\beta)\} \exp(j[\Theta_d - \Theta_C]) \quad (3.23)$$

この信号は、 $\pm \Delta T$ だけずれた式(3.15)のコード発生器のコード・レプリカ S_{CODE} と一緒に、Early と Late のコリレータでそれぞれ乗算される。 $\pm \Delta T$ だけずれたコード発生器のコード・レプリカとの乗算処理の出力は、式(3.24)、(3.25)になる。

$$S_{EARLY}(t) = \{A_{D_EARLY} + A_{M_EARLY} \exp(j\beta)\} \exp(j[\Theta_d - \Theta_C])$$

$$A_{D_EARLY} = A_d PRN(t) PRN(t - \delta t + \Delta T)$$

$$A_{M_EARLY} = A_m PRN(t - \Delta t) PRN(t - \delta t + \Delta T) \quad (3.24)$$

$$S_{LATE}(t) = \{A_{D_LATE} + A_{M_LATE} \exp(j\beta)\} \exp(j[\Theta_d - \Theta_C])$$

$$A_{D_LATE} = A_d PRN(t) PRN(t - \delta t - \Delta T)$$

$$A_{M_LATE} = A_m PRN(t - \Delta t) PRN(t - \delta t - \Delta T) \quad (3.25)$$

t はマルチパスによって起こる追尾誤差である。式(3.24)と(3.25)の差をとり、式(3.26)が与えられる。

$$\begin{aligned} S_{EARLY}(t) - S_{LATE}(t) \\ = \{A_{D_EARLY} - A_{D_LATE} + (A_{M_EARLY} - A_{M_LATE})\exp(j\beta)\} \\ \exp(j[\Theta_d - \Theta_c]) \end{aligned} \quad (3.26)$$

累算器は、式(3.26)の絶対値を振幅検波し、そしてそれから振幅検波されたあとの出力の平均値を取る装置として作られている。振幅検波も位相検波と同様、C/Aコードの1ビットずつ行われるので、振幅検波の出力も1023個となり、累算器はその1023個の平均値を取り、累算器の出力はコードクロックへ与えられるCPCと比例し、受信機はCPCの値を0に保とうとする。

また、式(3.26)ではC/Aコードを含んでいる。よって、振幅検波からの出力1023個の平均値は、位相検波と同様に自己相関関数を用いて表わすことができる。さらに、直接波の振幅とマルチパス波の振幅の比も位相検波と同じように a として表わすと、式(3.26)は式(3.27)に変換できる。

$$\begin{aligned} CPC \approx [R_{PRN}(\delta t - \Delta T) - R_{PRN}(\delta t + \Delta T)] \\ + [R_{PRN}(\delta t - \Delta T - \Delta t) - R_{PRN}(\delta t + \Delta T - \Delta t)]a \cos \beta \end{aligned} \quad (3.27)$$

式(3.27)に自己相関関数の式(3.19)を代入し、CPCが0のとき、マルチパス誤差が算出できる。式(3.28)にマルチパス誤差の算出式を示す。

$$\delta\rho = \Delta l \frac{a \cos \beta}{1 + a \cos \beta} \quad \Delta l - \delta\rho \leq c\Delta T \quad (3.28)$$

c ; 光速

そして、上記の式(3.28)にSNRの方程式(3.20)を代入し、式(3.29)のようにマルチパス誤差がSNRによって表わされる。

$$SNR \approx A_d(1 + a \cos \beta) \quad (3.20)$$

$$\delta\rho = \Delta l \frac{a \cos \beta}{1 + a \cos \beta} \quad (3.28)$$

↓

$$\delta\rho = \Delta l \frac{SNR - A_d}{SNR} \quad (3.29)$$

$\delta\rho$; 擬似距離におけるマルチパス誤差

Δl ; 直接信号とマルチパス信号の通路長差(遅延距離)

A_d ; 信号の振幅

SNRは受信機によって連続的に測定される。従って、直接波の信号の振幅と直接波と反射されたマルチパス波の通路長差(遅延距離)が分かれば、式(3.29)を使って、3.3節で示したCC-Differenceとは違う方法でマルチパス誤差を推定することができる。しかし、SNRは受信機で得られたC/No比の値を変換すればよいが、信号の振幅(A_d)、遅延距離は後処理計算となる。よって、信号強度を利用したこの推定法では、リアルタイムにマルチパス誤差を推定することが出来ない。

3.5 マルチコリレータの値(相関値)を利用したマルチパス誤差の推定

相関値を利用したコードマルチパス誤差の推定法について述べる。ここで述べる推定法は GPS 受信機によって出力される信号強度(C/No 比と同意義)は、コードマルチパス誤差量と相関関係があるという、よく知られている特性を利用したものである。具体的には、ナローコリレータに用いられる Early、Late、punctual の相関値に加え、相関波形の頂点付近にある他の相関値の値も利用してマルチパス誤差を推定するもので、リアルタイムでのマルチパス誤差量推定が可能である技術である。GPS 受信機のトラッキングにおける信号強度の値は punctual における相関値に相当するため、この推定法は信号強度を利用した推定法といえる。

図 3.17 に、受信機から出力された信号強度(C/No 比)と 3.3 節に述べた CC-Difference から算出したマルチパス誤差量を示す。図 3.17 より、C/No 値とマルチパス誤差値の変動には、強い相関関係があることが分かる。C/No 値の縮尺を適切に調整し、そしてその平均値を移動させることによって、コードマルチパス誤差の推定が可能である。信号強度は遅延距離の長さに関係なくマルチパスの影響に対して非常に敏感であるので、短い遅延に対しても、リアルタイムでのマルチパス誤差推定が可能となる。

さらに、図 3.18 に C/No 比の値と複数の相関値を出力する SQM(Signal Quality Monitoring)受信機から出力された Punctual の相関値の値を示す。前述したように、信号強度の値は punctual における相関値に相当するので、図 3.18 において、2 つの値は相関関係にある。よって、相関値からマルチパス誤差を推定することが可能であろうと考えられるのである。

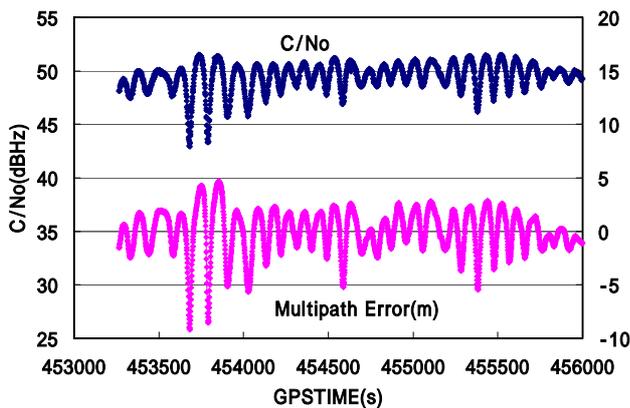


図 3.17 C/No 比とマルチパス誤差

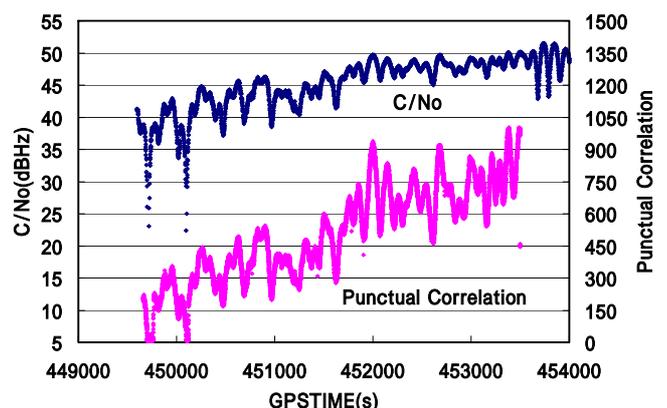


図 3.18 C/No 比と Punctual における相関値

GPS 受信機によって出力される信号強度は、DLL において中心(Early と Late の中間、Punctual)の相関値に相当であることを述べた。そして、相関波形のピーク付近における相関値は、Punctual の相関値を基礎として、以下の公式(3.30)を使って、同等に計算させることができる。なお、ここでは帯域幅は無制限としている。

$$I_l = \pm I_0 d + I_0 \quad (3.30)$$

ここで、 I_l は時間軸方向の各 chip の相関値(l は整数)、 I_0 は Punctual の相関値、 d は時間軸方向の各 chip の値である。マルチパスがない場合、つまり相関値のピーク付近が歪められないとき、式(3.30)で表される相関波形は図 3.19 のようになり、Early と Late の相関値が等しいところを追尾することによって、コード追尾が行われる。このとき、Early と Late の間隔が 0.1chip の場合、ナローコリレータ、1chip の場合、ワイドコリレータとなる。

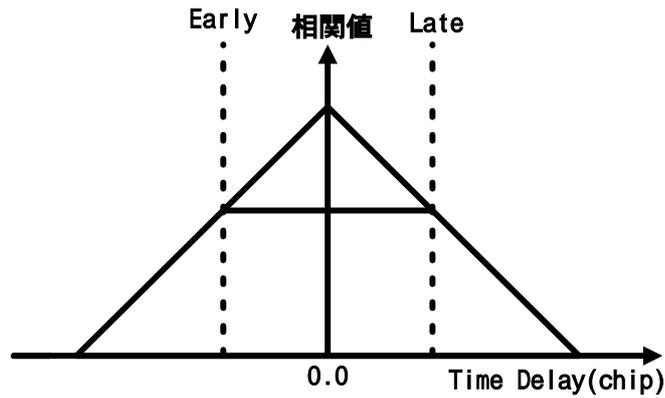


図 3.19 直接波のみの相関

しかし、マルチパスが受信機に入るとき、相関波形は乱され、それぞれの chip ごとの相関値はマルチパスの遅延、直接波に対する振幅比などによって、大きく変動してしまう。

図 3.20、図 3.21 に、直接波、マルチパス波の相関関数、そして直接波とマルチパス波の合成の相関関数を示す。図 3.20 はマルチパス波が直接波に対して同相の場合、図 3.21 が逆相の場合を示している。2つの図に示すように、マルチパス波によって合成の相関関数は直接波の相関関数に対して歪んだ非対称な形となる。

上で述べたように、コード追尾は相関関数において、コリレータ幅の中心位置を追尾することで行われる。しかし、マルチパス波が存在するとき、図 3.20、図 3.21 に示すように直接波による追尾点に対して誤差を持つことになる。この誤差がマルチパス誤差である。

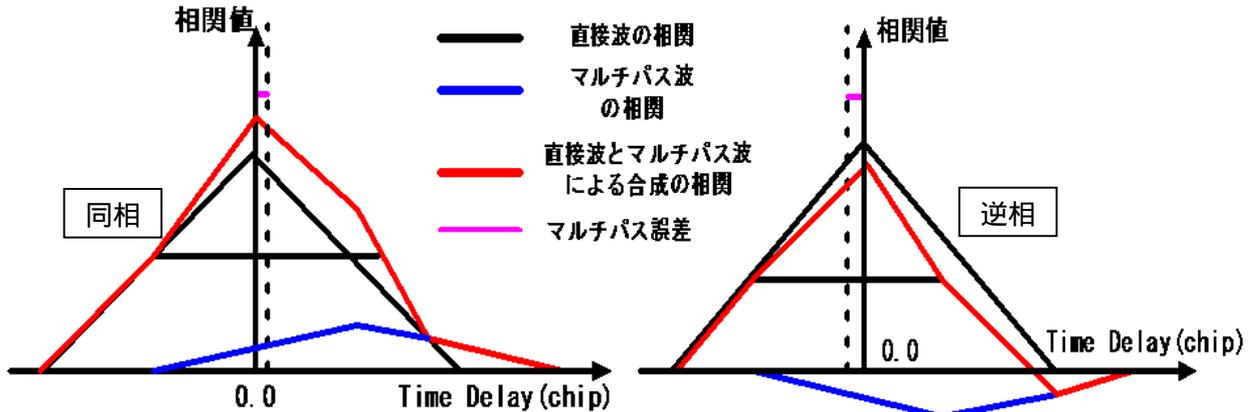


図 3.20、図 3.21 直接波、マルチパス波、直接波とマルチパス波の合成の相関関数(同相、逆相)

図 3.22 に、古野電気製 SQM 受信機から得られた実測位における相関波形を、図 3.23 にその相関波形のピーク付近の拡大図を示す。SQM 受信機は -1.6 チップから +1.6 チップまで、0.025575 チップずつそれぞれ相関値を出力する。

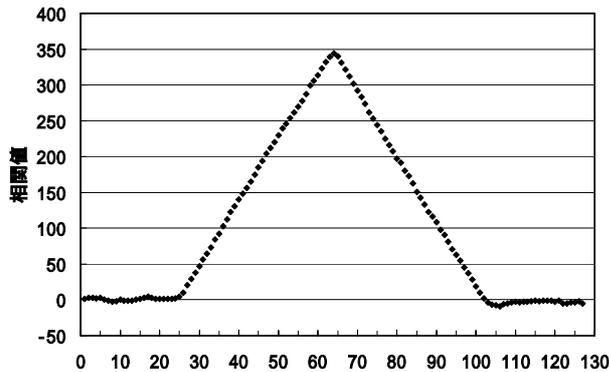


図 3.22 SQM 受信機から得られた相関値

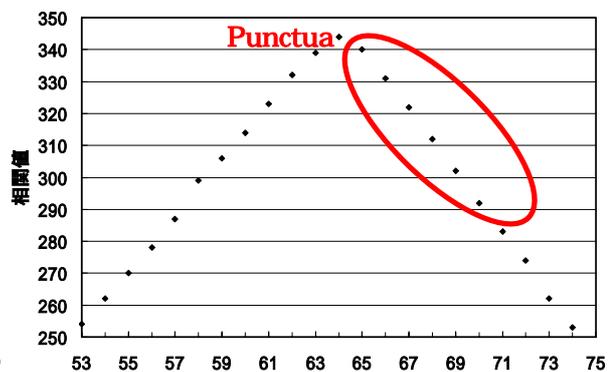


図 3.23 ピーク付近の相関値

図 3.22 において、頂点が Punctual であるが、マルチパスの影響を受けていない場合を除いて、ちょうど 0 chip とはならず、Punctual の chip 値がそのままマルチパス誤差量となる。マルチパスが存在する場合、Punctual の右側部分、図 3.23 中の赤丸で囲った部分が膨らむか又はへこむ。どこの部分がどの程度変動するかは、マルチパス波の遅延、振幅比による。

よって、マルチパス誤差を推定するためには、マルチパスによって歪んだ非対称な相関波形を把握することが必要であると考えられる。

具体的に、本節では、0chip(Punctual)と相関波形の右側における相関値を利用して、0.1chip のナローコリレータのマルチパス誤差を推定する。0.1chip のナローコリレータのマルチパス誤差を推定し、その値を擬似距離から差し引くことで、測位に影響するマルチパス誤差を大きく低減させることが出来る。さらに、相関値をリアルタイムで出力する受信機を用いれば、リアルタイムでの測位精度改善が実現する。

0chip と i chip における相関値をそれぞれ、 I_0 、 I_i としたときに、 i chip のナローコリレータのマルチパス誤差は、以下の式(3.31)に表される。

$$MP = -K \times \left(1 - \frac{I_i}{I_0} \frac{1}{1-i}\right) \quad (3.31)$$

ここで、 K はマルチパス誤差を推定する際の係数、 I_i は i chip における相関値を示している。 K 、 i chip はさまざまな値を代入することにより、決定すべきである。

図 3.24 に、0.1 チップ差のナローコリレータのマルチパス誤差と、式(3.31)を利用して推定したマルチパス誤差を示す。相関値から推定する際、式(3.31)において、 K に 0.8、 i に 0.075 を代入している。また、マルチパスの振幅比は 0.25 で、遅延距離が 0chip から 1chip まで変化したときのマルチパス誤差を示している。

図 3.24 より、特に遅延距離が 20m 未満程度では、2 つのマルチパス誤差はほぼ一致していることが分かる。よって、遅延距離が短いほど、マルチパス誤差の推定がより正確に算出できる。相関値を出力する受信機であれば、リアルタイムに推定が行え、特に遅延距離が短いマルチパス波の削減に効果的となる。

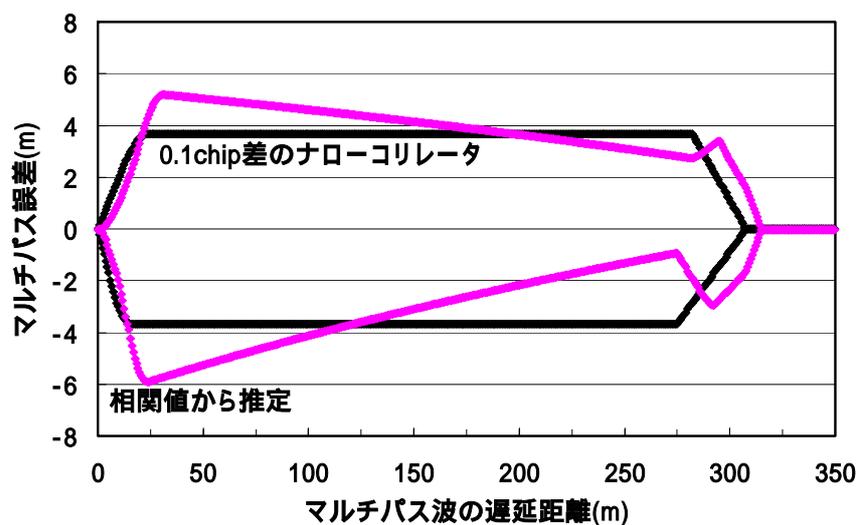


図 3.24 遅延距離に対するマルチパス誤差

ここで、遅延距離が長いマルチパス波の削減としては、ストロボコリレータが効果的である。図 3.25 に、遅延距離に対する 0.1 チップ差のナローコリレータのマルチパス誤差と、式(3.28)を利用して推定したマルチパス誤差、そしてストロボコリレータにおけるマルチパス誤差を示す。

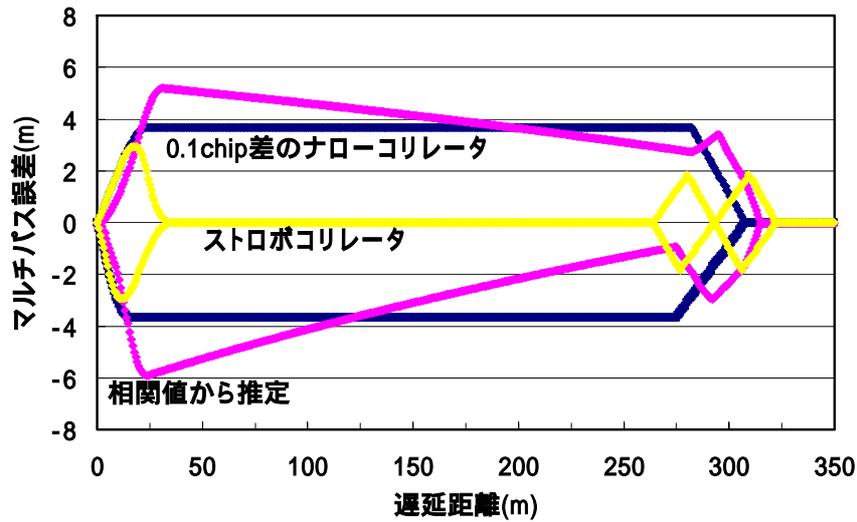


図 3.25 遅延距離に対するマルチパス誤差

図 3.25 におけるストロボコリレータは、以下の式(3.32)を利用して算出する。

$$MP_{strobe} = 2 \times \text{Narrow} - \text{Narrow} \quad (3.32)$$

ここで、Narrow は、0.1 チップ差の Early と Late の相関値の差を示している。つまり、 $2 \times \text{Narrow}$ は、0.2 チップ差の Early と Late の相関値の差を表している。

図 3.26 に、0.1 チップ差、0.2 チップ差、そしてストロボコリレータの Early と Late の相関値の差を、図 3.27 に、0 チップ付近の拡大図をそれぞれ示す。図 3.26、図 3.27 において、遅延距離が 40m、振幅比が 0.25 のマルチパス 1 波を考慮している。

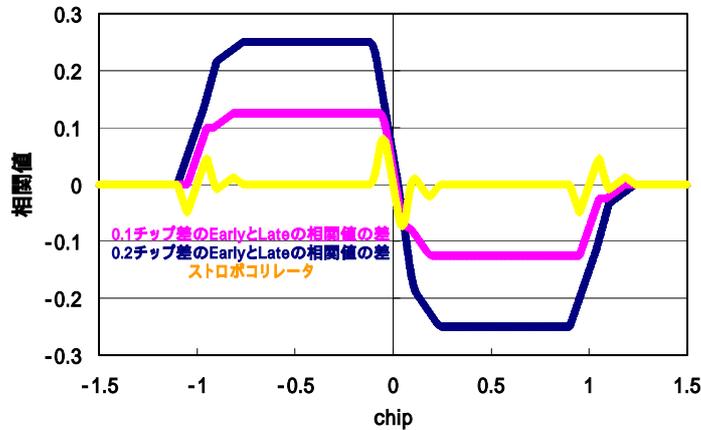


図 3.26 Early と Late の相関値の差

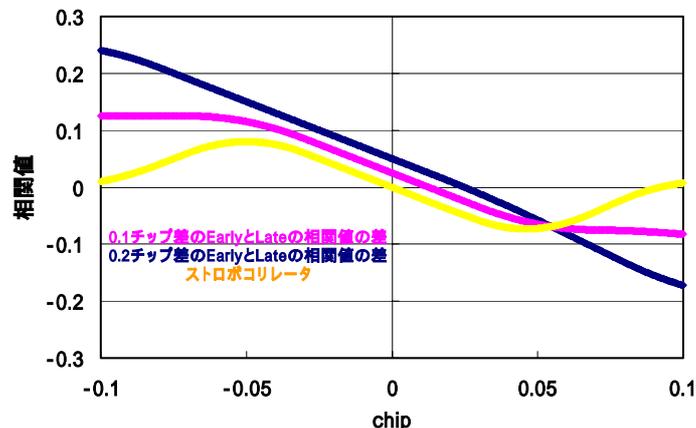


図 3.27 0 チップ付近の拡大図

図 3.27 において、マルチパス波が存在しない場合、0 チップにおいて、0.1 チップ差、0.2 チップ差の相関値の差は、0 を通るはずである。しかし、マルチパス波が存在する場合、前述するように 0 チップを通らずにずれ、そのずれた分がマルチパス誤差となる。図 3.27 において、0.1 チップ差、0.2 チップ差では 0 を通らず、大きくずれているが、ストロボコリレータはほぼ 0 になっていることが分かる。ストロボコリレータは、図 3.25 に示すように、遅延距離が長いマルチパスの影響を大きく削減するのである。

逆に、図 3.28 に、遅延距離が 15m の場合の 0.1 チップ差、0.2 チップ差、そしてストロボコリレータの Early と Late の相関値の 0 チップ付近の拡大図を示す。

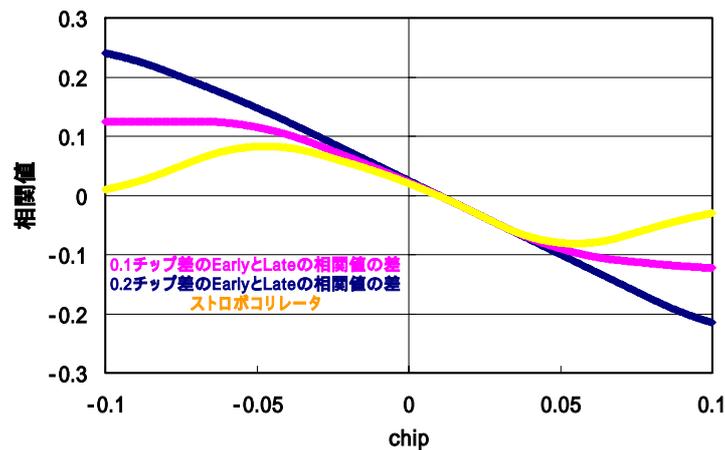


図 3.28 0 チップ付近の拡大図(マルチパス波の遅延距離 15m)

図 3.28 より、0.1 チップ差、0.2 チップ差、ストロボコリレータ共に 0 を通らずずれていることが分かる。図 3.25 に示すように、遅延距離が短いマルチパス波に対して、ストロボコリレータは効果的でなく、誤差がそのまま残ってしまうのである。

以上より、遅延が短いマルチパス波に対しては、図 3.24 に示すように相関値からリアルタイムでマルチパス誤差を推定し、各衛星の擬似距離から差し引くことで、マルチパスの影響を削減でき、遅延距離が長いマルチパス波に対しては、ストロボコリレータを用いることによって、マルチパスの影響を大幅に削減することが出来ると考えられる。

3.6 それぞれの推定法によるマルチパス誤差量の比較

3.3、3.4、3.5 節において、それぞれマルチパス算出または推定法について述べた。そこで、各方法で得られたマルチパス誤差の比較を行った。

図 3.29 に、CC-Difference から算出されたマルチパス誤差、相関値から推定されたマルチパス誤差、C/No から推定されたマルチパス誤差の値を示す。図中の青が CC-Difference、赤が相関値から推定したマルチパス誤差、緑が C/No から推定したマルチパス誤差をそれぞれ示している。

図 3.29 においては、本学大学院棟前およそ 8.5m 付近にアンテナ (NovAtel 社製 GPS702 アンテナ、アンテナ高さ約 1.7m) を設置し、受信機は NovAtel 社製 OEM3 受信機と古野電気製 SQM 受信機である。SQM 受信機は 127 個の相関値 (-1.6 チップから 1.6 チップまで、0.025575 チップずつ) を出力するため、その出力された値を用いて、3.5 節に述べた推定法によりマルチパス誤差を算出した。マルチパス波は大学院棟の建物に反射する反射波と大地からの反射波の 2 つのマルチパス波が存在していると考えられ、どちらのマルチパス波も、遅延距離は 20m 以下である。

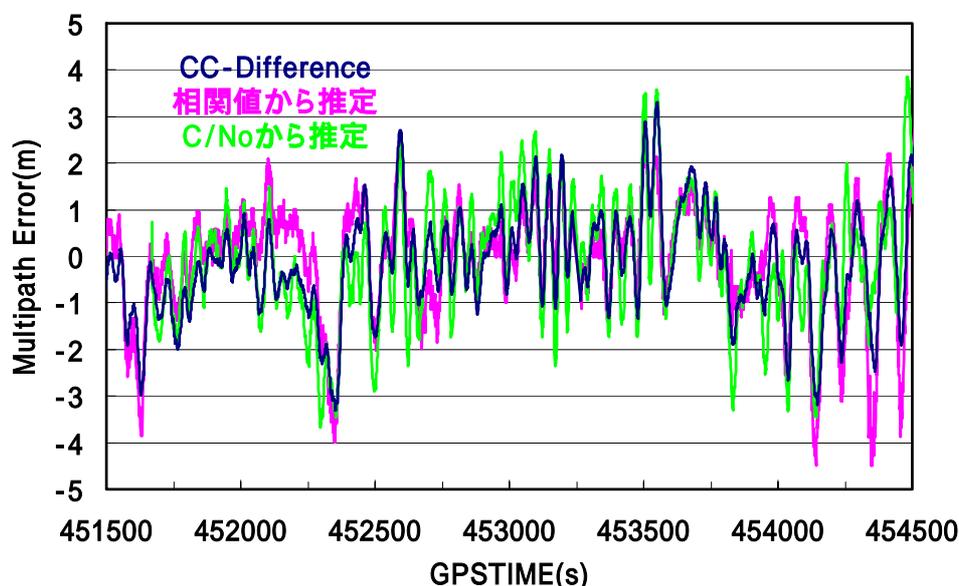


図 3.29 それぞれの推定法から推定されたマルチパス誤差量

図 3.29 に示すように、3 つの推定法から得られたマルチパス誤差量は非常に近似した値となっていることが分かる。また、時刻におけるマルチパス誤差の推移もほぼ同じになっている。マルチパス誤差の大きさは、相関値から推定したものや C/No から推定したものが CC-Difference の結果よりも若干大きくなっているが、その差はほぼ 1m 程度から 1m 未満となっていた。

以上より、マルチパス誤差量は CC-Difference だけでなく、相関値や C/No 比の値から推定できるということが分かる。また、CC-Difference は後処理によるものであるが、相関値からマルチパス誤差を推定する場合、リアルタイムに推定することが出来る。特に遅延距離が短い、20m 以内のマルチパス波に対しては、相関値から推定することが有用であると考えられる。

第4章 静止測位におけるマルチパスの影響

GPS 測位におけるマルチパス波の影響は、周辺環境の配置と衛星の位置関係、マルチパスの影響を受ける物体の材質により決定する。しかし、実際の都市部での測位においては、周辺環境が複雑に混み合っていると考えられ、マルチパス波は単純な経路を辿ってくるとは限らず、むしろ経路を特定する事が困難なマルチパス波が多いと考えられる。

本章ではまず、単純な経路を辿るマルチパス波として、反射波、回折波の影響について調査を行う。反射によるマルチパス誤差量のシミュレーション、反射板の材質によるマルチパス誤差量、回折によって起こる信号強度の劣化などから、それぞれのマルチパスにおける影響の調査を行う。そしてさらに、マルチパス環境で行った静止測位実験の測位精度について、マルチパス誤差量を具体的に算出・推定し、その改善を行う。

4.1 反射の影響

本節ではまず、反射において、マルチパス誤差量のシミュレーションを行い、実測値との比較を行う。次に、反射板の違いによるマルチパス誤差量の値について調査を行う。

4.1.1 マルチパス誤差量シミュレーション

図 4.1 に、コードトラッキンググループにおけるマルチパス遅延量とマルチパス誤差量の関係を、式(4.1)から式(4.8)に、マルチパス遅延量に対するマルチパス誤差量の定式を示す。

式(4.1)から式(4.8)において、Aは直接波に対するマルチパス波の振幅比、 T_d はチップ幅の半分の値、chipはチップ幅(Early と Late の差)を示している。

以下の式において、チップ幅が 0.1chip(29.3m)、 T_d が 0.05chip(14.65m)であるとき、ナローコリレータのマルチパス誤差量、チップ幅が 1chip(293m)、 T_d が 0.5chip(146.5m)であるとき、ワイドコリレータのマルチパス誤差量が求まる。

赤色の部分 ($0 < Delay < (1 - A) \times T_d$)

$$MultipathError = (Delay \times A) / (1.0 + A) \quad (4.1)$$

紫色の部分 ($(1 - A) \times T_d < Delay < (1 + A) \times T_d$)

同相 $MultipathError = (Delay \times A) / (1.0 + A) \quad (4.2)$

逆相 $MultipathError = T_d \times A \quad (4.3)$

青色の部分 ($(1 + A) \times T_d < Delay < chip - (1 + A) \times T_d$)

$$MultipathError = T_d \times A \quad (4.4)$$

黄色の部分 ($chip - (1 + A) \times T_d < Delay < chip - (1 - A) \times T_d$)

同相 $MultipathError = T_d \times A \quad (4.5)$

逆相 $MultipathError = \{-A \times (chip + T_d - Delay)\} / (2 + A) \quad (4.6)$

緑色の部分 ($chip - (1 - A) \times T_d < Delay < chip + T_d$)

同相 $MultipathError = \{A \times (chip + T_d - Delay)\} / (2 - A) \quad (4.7)$

逆相 $MultipathError = \{-A \times (chip + T_d - Delay)\} / (2 + A) \quad (4.8)$

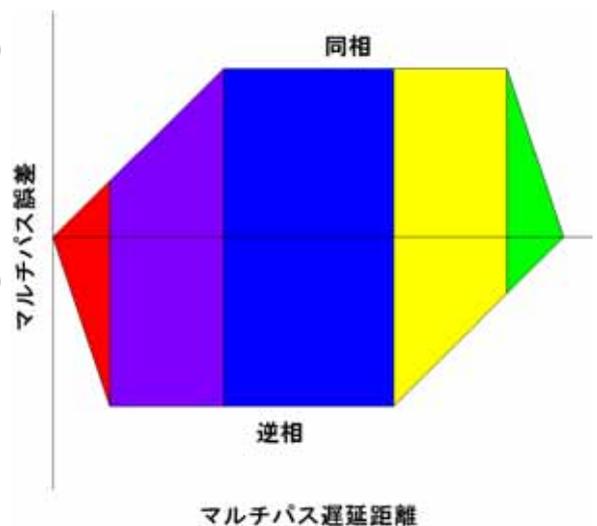


図 4.1

以上の式を利用してコードトラッキンググループに対するマルチパス誤差量を求めることが出来るが、マルチパス波の遅延距離と位相によってマルチパス誤差量を求める式が異なること、さらにマルチパス誤差の絶対量はマルチパス波の振幅比 A(反射係数) に大きく寄与されることが重要である。

マルチパス波の振幅比は反射する物体の材質、衛星の到来電波が壁に反射する角度によって決定する。式(4.9)に水平偏波の反射係数を、式(4.10)に垂直偏波の反射係数を求める式を示す。

$$\text{水平偏波} \quad \Gamma_H = \frac{\sin \theta - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta}} \quad (4.9)$$

$$\text{垂直偏波} \quad \Gamma_V = \frac{\varepsilon \sin \theta - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta}}{\varepsilon \sin \theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta}} \quad (4.10)$$

$$\text{ただし、} \quad \varepsilon = \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \quad \text{もしくは、} \quad \varepsilon = \varepsilon_r - j60\lambda\sigma$$

ここで、 ε_r は反射板の比誘電率、 ε_0 は真空の比誘電率(およそ 0.000000000008854)、 σ は反射板の導電率、 λ は電波波長(GPS の場合、L1 帯信号でおよそ 0.19m)、 θ は接地角(到来電波と反射面の間の角度(90 度 - 衛星の仰角にて算出できる)をそれぞれ示している。

式(4.9)、(4.10)より、反射板の材質によって、比誘電率、導電率は異なり、反射係数の値も異なってくる。表 4.1 に、反射板の材質による導電率、比誘電率の値を示す。

Material(材質)	Conductivity(導電率)	Relative Permittivity(比誘電率)
Concrete	2×10^{-5}	3
Dry Ground	1×10^{-5}	4
Medium Dry Ground	4×10^{-2}	7
Wet Ground	2×10^{-1}	30
Fresh Water	2×10^{-1}	80
Sea Water	4	20
asphalt	2×10^{-5}	2.7
glass	1×10^{-12}	10
iron	10300000	

表 4.1 反射板の材質による、導電率と比誘電率の値

表 4.1 より、材質によって、導電率、比誘電率共に大きく異なることが分かる。例えば、反射板の材質が鉄である場合には、比誘電率は極度に大きくなってしまふ。

式(4.9)、(4.10)に示した反射係数は、水平偏波と垂直偏波である。GPS 信号は円偏波であるから、水平偏波、垂直偏波の合成した偏波となる。円偏波である場合、反射した後に円偏波が楕円偏波に変化したり、右旋の波が左旋の波に変化する場合がある。

式(4.11)に、反射した後でも変わらずに右旋円偏波である場合(co-polarization, original)の反射係数式、式(4.12)に、反射することによって右旋が左旋に変化した場合(cross-polarization, opposite)の反射係数式を示す。

円偏波の反射係数においては、接地角がブルースター角よりも大きい場合、偏波回転方向は逆になるため、右旋から左旋に変化する。

$$\text{co-polarization} \quad \Gamma_o = \frac{\Gamma_H + \Gamma_V}{2} \quad (4.11)$$

$$\text{cross-polarization} \quad \Gamma_x = \frac{\Gamma_H - \Gamma_V}{2} \quad (4.12)$$

例として、式(4.9)から式(4.12)を利用して算出した衛星仰角に対する反射係数を以下の図 4.2、4.3 に示す。図 4.2 が水平偏波(図中青)と垂直偏波(図中赤)の、図 4.3 は co-polarization(図中青)と cross-polarization(図中赤)の反射係数をそれぞれ示している。反射板の材質はコンクリートであり、比誘電率、導電率は表 4.1 の値を用いている。

以下の図 4.2 より、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、反射面に対して入射波が完全な水平または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。つまり、円偏波で入射した波は反射により楕円偏波に変換され、前述したように接地角がブルースター角より大きくなると、偏波回転方向は逆になり、右旋円偏波が左旋円偏波に変化する。

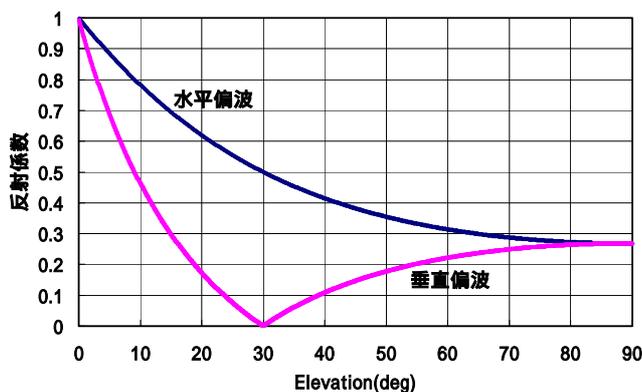


図 4.2 仰角に対する水平、垂直偏波の反射係数

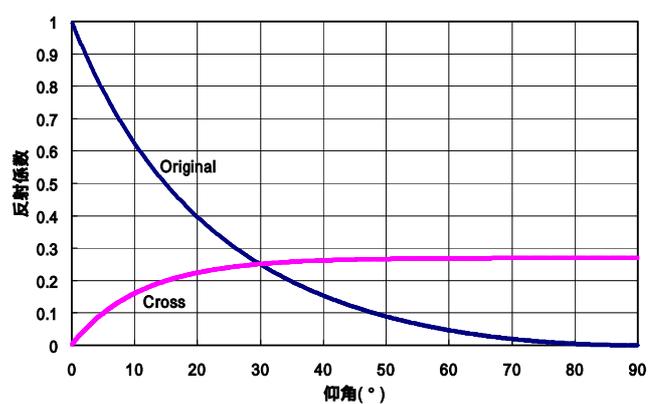


図 4.3 仰角に対する円偏波の反射係数

以上のように反射係数が決定し、その反射係数によってマルチパス誤差の絶対量が決定することとなる。

ここまで、マルチパス誤差量のシミュレーションについて述べた。次に、実際の測位で得られたマルチパス誤差量と、上で述べたシミュレーションから算出したマルチパス誤差量との比較を行う。

受信アンテナ近傍に壁がある場所で、実際に短基線 DGPS 測位を行い、得られたマルチパス誤差と上記に示したシミュレーションのマルチパス誤差との比較を行った。アンテナ設置場所は、基準局が本学第 4 実験棟屋上南側、移動局が越中島会館前である。基準局と移動局の基線長は、およそ 71m である。移動局アンテナは、3 つの壁(壁 1、壁 2、壁 3)に囲まれており、壁の高さはおよそ 10m である。移動局アンテナの高さは約 1.8m である。移動局の受信アンテナを、壁 1 との距離、約 8.9m、壁 2 との距離、約 14.5m、壁 3 との距離、約 14.6m の場所に設置した。図 4.4 に、DGPS 測位環境を示す。

実際の測位においては、0.1chip 差の early-late コリレータ(ナローコリレータ)による受信機(NovAtel 社製 OEM3 受信機)を使用し、実測位におけるマルチパス誤差量は、後処理による CC - Difference の値を 0 平均化して求めた。

測位シミュレーションでは、受信アンテナ近傍の環境を、実際の環境と同じように設定し、また各衛星の位置をアルマナックの情報より算出し、測位した時刻や時間も実際に測位した時刻、時間に合わせた。

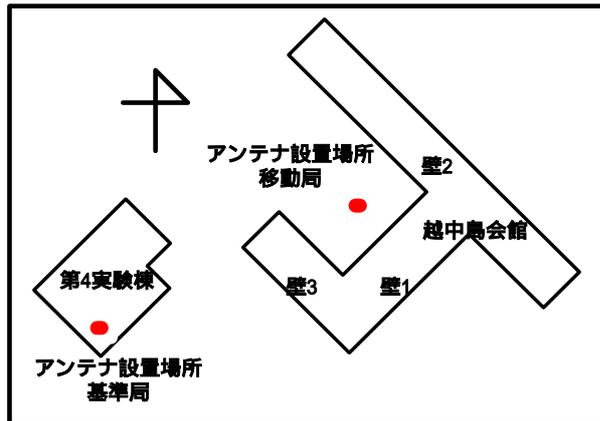


図 4.4 実験で使用した DGPS 測位環境

シミュレーションにおけるマルチパス誤差量の算出は以下の手順で行った。

- 1、受信アンテナと壁(反射物)の位置関係、反射物の材質等を実測位と同じように設定する
- 2、アルマナック情報より算出した衛星位置から、反射物における反射点を求め、直接波に対するマルチパス波の遅延距離、位相差を算出する

3、設定した反射物の材質と衛星の仰角から反射係数(振幅比)を算出する

4、2と3で算出した遅延距離、位相差、振幅比の値を用いて、マルチパス誤差を推定する

本実験では、反射は鏡面反射として考え、マルチパス波の反射の仕方として、地面で反射するマルチパス波(大地反射)と反射物に反射して受信アンテナに到達するマルチパス波(壁面反射)、反射物で反射したあと、地面で反射してアンテナに到達するマルチパス波(壁面反射+大地反射)の3つを考慮した。また、衛星位置、壁と受信アンテナの配置より、3つの壁のうち、反射していると考えられる壁全てを考慮してマルチパス誤差を推定した。

結果として、図 4.5、4.6 に3つの壁によって反射の影響を受けている衛星の実測位のマルチパス誤差と推定したマルチパス誤差をそれぞれ示す。

実際の測位において、マルチパス誤差の絶対値は時間が経つにつれ小さくなっている。これは衛星の仰角が時間とともに高くなっていき、壁面による反射波の影響を受けなくなったためである。そして図 4.16 より、推定したマルチパス誤差の絶対値においても同じ傾向となっていることが分かる。

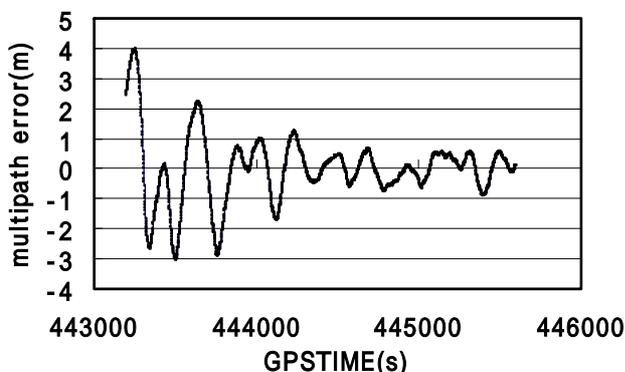


図 4.5 実測位におけるマルチパス誤差

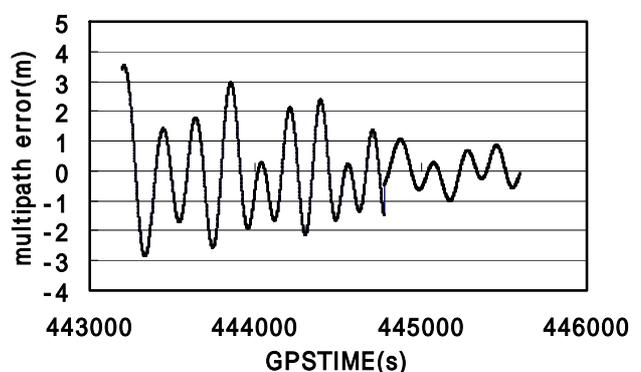


図 4.6 シミュレーションから推定されたマルチパス誤差

本実験では、反射の影響を受けなくなるに伴い、マルチパス誤差量が小さくなっていく様子が実測位とシミュレーションにおいて同じであり、さらにマルチパス誤差の絶対量もほぼ一致した。しかし、実際の測位では、壁面がコンクリートの水平面ではなく窓や突起物などがあつたため、遅延距離や反射係数を推定することが非常に困難なマルチパス波も存在すると考えられる。よつて図 4.5、4.6 に示すように、実際のマルチパス誤差と完全に一致することが出来なかつた。

4.1.2 反射板の違いによるマルチパスの影響

4.1.2.1 反射板実験の概要

短基線の後処理 DGPS 測位を行い、反射板の材質による、実際のマルチパス誤差量を調べる。

マルチパスの少ない第 4 実験棟屋上南側に基準局を、海事交通共同研究センター屋上に移動局を設置する。センター屋上出入口の壁面に、縦約 2m、横約 1.5m のいろいろな種類の反射板を取り付け、その手前に移動局アンテナを置いて、データを取得した。基線長はおよそ 150m、受信アンテナは NovAtel 社製 GPS600 アンテナ、受信機は基準局、移動局ともに Novatel 社製 OEM3 受信機である。取得データは擬似距離、搬送波位相、衛星情報、C/N₀、データ取得間隔は 1 秒である。

実験で用いた反射板は、アルミニウム、木材、コンクリート、鉄、ダンボールの 5 種類である。アルミニウム、ダンボールは、薄さ約 3mm の木材でできた合板を用意し、その合板にアルミホイル、ダンボールをそれぞれ貼り付けた。木材はそのままその合板を反射板とした。また、コンクリートは高さ 3.52m、幅 3.75m の屋上出入口の壁面がコンクリートであるため、反射板を取り付けず、そのままデータ取得した。鉄は木材と同じような大きさの鉄板を用意した。

反射板を変えてデータを取得する際、ほぼ同等の環境、同等の衛星配置にするために、1 日ごとに反射板を変え、同じ時間帯にデータを取得した。GPS 衛星の周回周期は 11 時間 58 分 02 秒であり、1 日ごとに 3 分 56 秒ずつデータ取得時刻を早くしていくことで同等の衛星配置を作ることができる。

反射板と受信アンテナとの距離は 3.5m、受信アンテナの高さは 1.2m である。取り付けた反射板の向きはほぼ北東(方位角 45 度)方向である。よつて、その方角に仰角 10 度から 30 度で位置している衛星からの信号が反射板に当たっていると思われ、遅延距離がおよそ 6m から 7m のマルチパス波が存在すると考えられる。その衛星の反射板ごとのデータを用いて、マルチパス誤差量の違いについて調査を行った。マルチパス誤差量は、後処理による CC - Difference の値を 0 平均化して求めた。

反射板と受信アンテナの位置関係と受信アンテナ周辺の環境をそれぞれ図 4.7、図 4.8 に示す。また、それぞれの反射板と受信アンテナの状況を図 4.9(a) ~ 4.9(d) に示す。

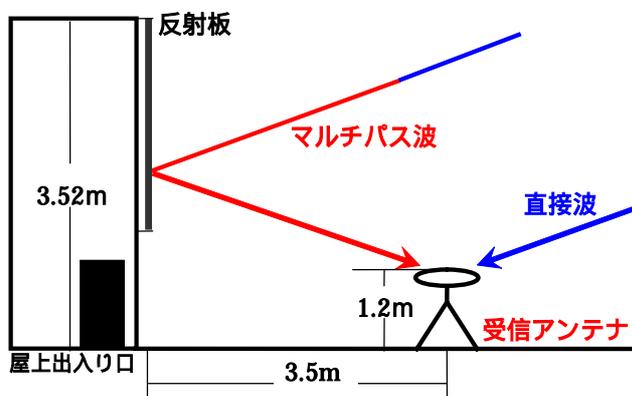


図 4.7 反射板と受信機の位置関係



図 4.8 移動局アンテナ周辺状況



図 4.9(a) アルミニウム



図 4.9(b) 木材



図 4.9(c) コンクリート



図 4.9(d) 鉄

4.1.2.2 反射板実験の結果

図 4.10 から図 4.14 に、それぞれ反射板がダンボール、コンクリート、木材、アルミ、鉄であるときの、反射板に当たってアンテナに届く反射波が割ると考えられる 13 番衛星の CC-Difference 値を示す。左図がキャリアスムージングなし、右図がキャリアスムージング 100 秒のときである。キャリアスムージングを 100 秒かけることにより、受信機の熱雑音誤差が省かれることになる。

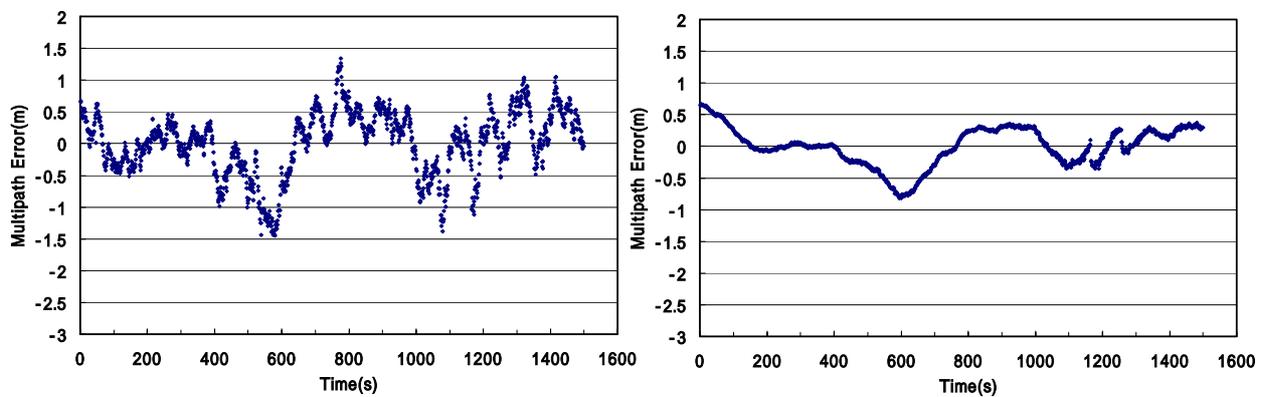


図 4.10 反射板がダンボールのときのマルチパス誤差 (スムージング 0s、100s)

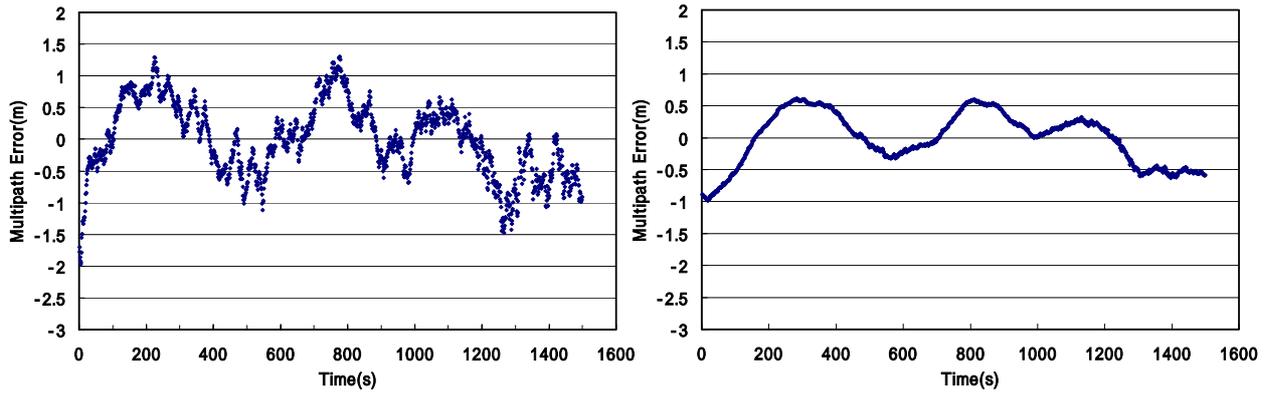


図 4.11 反射板がコンクリートのときのマルチパス誤差 (スムージング 0s、100s)

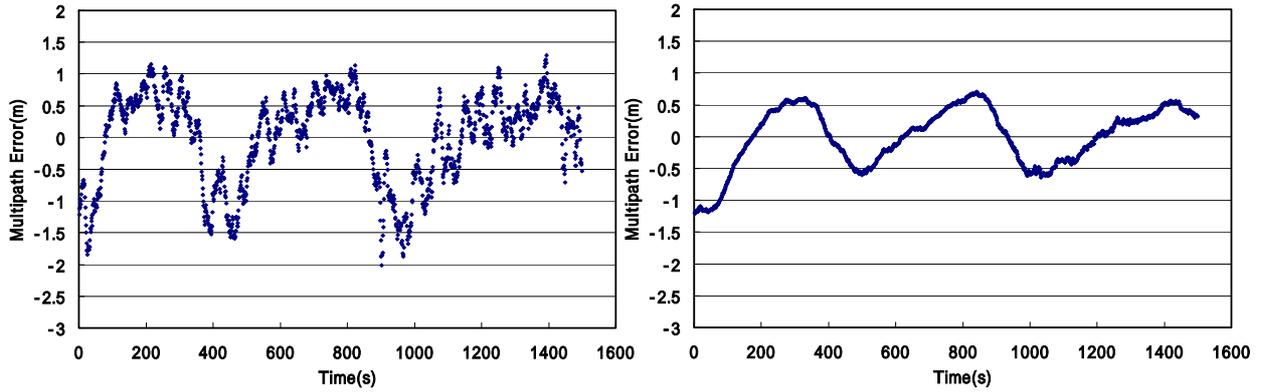


図 4.12 反射板が木材のときのマルチパス誤差 (スムージング 0s、100s)

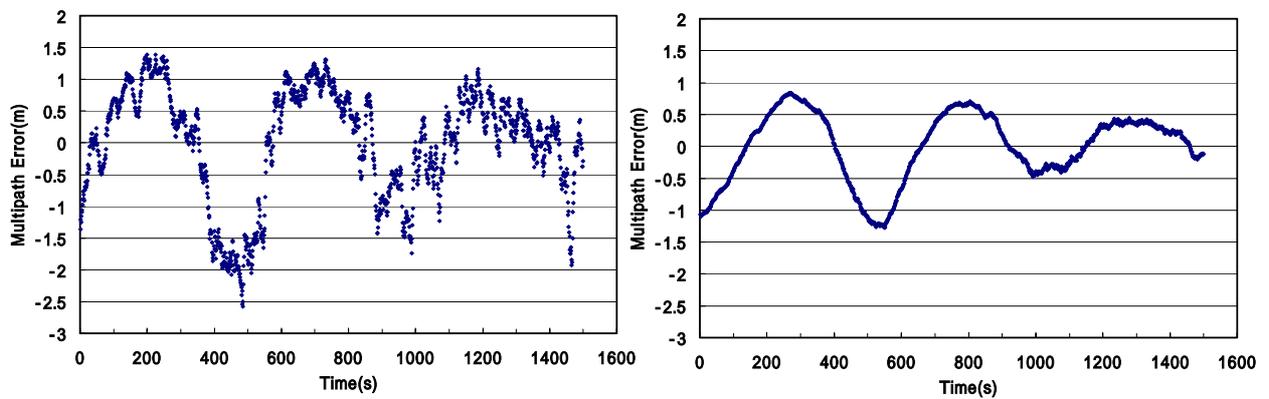


図 4.13 反射板がアルミニウムのときのマルチパス誤差 (スムージング 0s、100s)

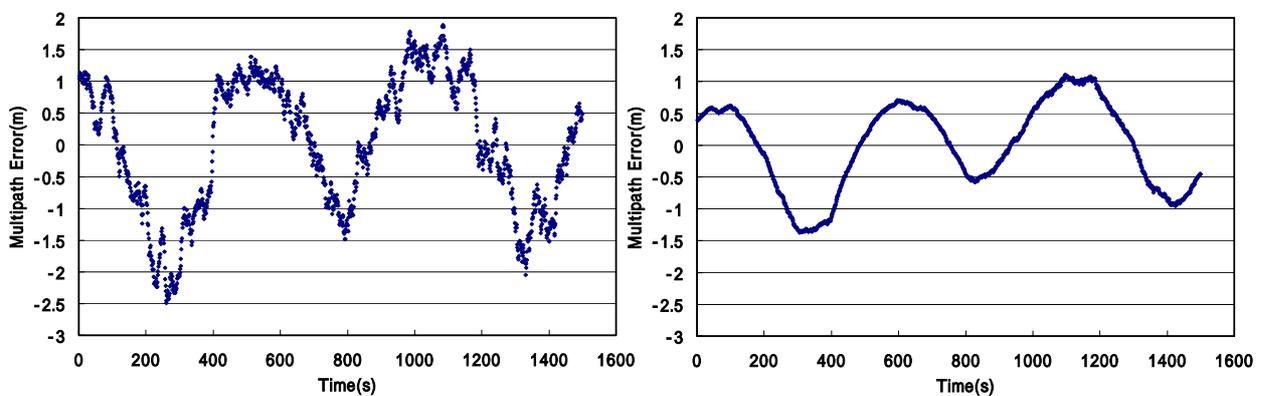


図 4.14 反射板が鉄のときのマルチパス誤差 (スムージング 0s、100s)

図 4.10 から図 4.14 より、反射板の影響として、ダンボール、コンクリート、木材、アルミ、鉄の順にマルチパス誤差が大きくなっていった。ダンボール、コンクリートのときのマルチパス誤差に比べ、木材、アルミ、鉄のマルチパス誤差が大きく、時間に応じたマルチパス誤差の推移において振幅がはっきりと表れていた。特に、アルミと鉄ではマルチパス誤差が 2m を超えるときがあり、スムージング処理を行ったマルチパス誤差でも 1.5m 近くにもなっていた。そして、図 4.10 から図 4.14 はすべて同じ衛星配置であるときのマルチパス誤差を示しているため、マルチパス誤差の大きさは違うものの、時間に応じた推移は似ている。鉄を除いた他の反射板はすべて、時間に応じたマルチパス誤差の推移における振幅の大きさは違うが、位相はほぼ同じであった。反射板が鉄であるときにのみ位相がちょうど逆になっており、これは鉄に当たって反射したときに、マルチパス波の位相が反転したことが考えられる。本実験では、反射板と受信アンテナ間の距離を 3.5m にしたが、さらにその距離をとれば遅延距離が長くなり、マルチパス誤差量の違いがはっきり表れると考えられる。

表 4.2 に、反射板によるそれぞれのマルチパス誤差の標準偏差とマルチパス誤差の絶対値の平均値を示す。図 4.10 から図 4.14 でも示すように、ダンボール、コンクリートに比べ、木材やアルミ、鉄は大きな値となっており、特に鉄が反射板であったとき、ダンボールやコンクリートのマルチパス誤差のおよそ 2 倍近くにもなっていることが分かる。

Reflector	Carrier Smoothing 0s		Carrier Smoothing 100s	
	Multipath Error Standard Deviation (m)	Multipath Error (Absolute Value) Average (m)	Multipath Error Standard Deviation (m)	Multipath Error (Absolute Value) Average (m)
ダンボール	0.506	0.412	0.305	0.244
コンクリート	0.588	0.484	0.407	0.345
木材	0.718	0.577	0.471	0.389
アルミニウム	0.880	0.696	0.542	0.446
鉄	1.041	0.903	0.683	0.587

表 4.2 反射板によるマルチパス誤差の標準偏差と、マルチパス誤差絶対値の平均値

実際に GPS 測位を行ったとき、マルチパス波は主に受信アンテナ周辺の建築物の影響を受けることによって発生する。周辺環境などにもよるが、特に移動体測位においてはコンクリートや鉄の建築物からの反射、回折の影響を受けるマルチパス波が多いと考えられる。建築物がコンクリート、鉄であった場合、マルチパス誤差は図 4.11、図 4.14、表 4.2、さらに下の図 4.15 で示すように、明らかに反射物が鉄であるときのマルチパス誤差の方が大きい。また、鉄は金属で導電物質であるため、導電率、比誘電率の値がコンクリートよりも大きく、反射係数がコンクリートよりも大きいため、マルチパス誤差が大きくなると考えられる。表 4.3 に、コンクリート、鉄の導電率と比誘電率の一般的な値を示す。鉄の比誘電率はほぼ無限大で非常に大きい値であるため、1000 を超える。表 4.3 より、導電率、比誘電率とも鉄はコンクリートよりも大きい値である。

鉄でできている建築物が密集している場所などは特に、マルチパス誤差が大きくなり、測位誤差が増大し測位結果は悪いと考えられる。

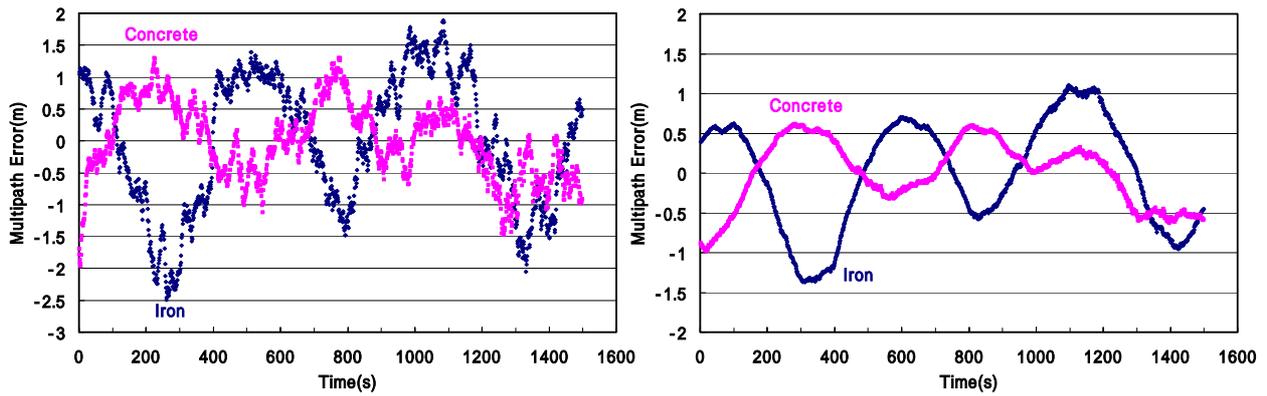


図 4.15 反射板がコンクリートと鉄であるときのマルチパス誤差(キャリアスムージング 0s、100s)

Material	導電率	比誘電率
Concrete	3	0.00002
Iron	10300000	1000 以上

表 4.3 コンクリートと鉄の導電率と比誘電率

4.2 回折の影響

4.2.1 理論値による回折の影響

GPS 衛星と受信アンテナ間に障害物が存在し、直接見通しのないところで衛星からの電波がその障害物を回り込んで受信アンテナに届く現象を回折という。回折はマルチパスの原因のひとつであり、反射波と同様に、GPS 衛星から届く信号波形が乱され、測距誤差を生じさせる。実際の回折の原因となる障害物の形状は複雑であるため、ここでは障害物の厚さが無視できる理想的なナイフエッジ（形状の比較的簡単な障害物）による回折について述べる。

4.2.1.1 フレネルゾーン

図 4.16 に示すように、送信機 A と受信機 B との間の C 地点に見通しを遮る障害物があり、その頂点を M とすると、A と B を二つの焦点とする回転楕円体群のうち、式(4.13)を満たすものを第 n フレネル楕円体と呼ぶ。

$$AM + MB = AB + n\lambda / 2 \quad (4.13)$$

ここで、n は整数、 λ は電波の波長を表す。この第 n と第 n-1 フレネル楕円体とによって囲まれる帯状の部分第 n フレネルゾーン(Fresnel zone)と呼び、

その半径は以下の式(4.14)で与えられる。式(4.14)において、 d_1 は AC、 d_2 は CB である。

$$R_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (4.14)$$

見通し内通信では、低次のフレネルゾーン内に遮蔽物が入らないように伝搬路を設定する必要がある。一般的に電波通路の中心線と障害物との間隔をクリアランスといい、GPS 測位の場合、この値が第 1 フレネルゾーンの半径より大きいと、電波のエネルギーが十分に通過することが知られている。クリアランスが第 1 フレネルゾーンより小さくなると受信電力が減少し、受信機の最低推奨信号強度よりも小さくなると、GPS 衛星からの電波を正常に受信できなくなる。

周波数が L1 帯で 1.5754GHz(波長およそ 0.19m)の GPS 衛星の電波における、この第 1 フレネルゾーンの値を算出する。

GPS 衛星と障害物の距離(AC, d_1)を約 2 万 km(20000000m)、障害物と受信機間の距離(CB, d_2)を 10m に設定すると、第 1 フレネルゾーンの半径は式(4.14)より、およそ 1.38m となる。同様に、障害物と受信機間の距離を 100m に設定すると、およそ 4.36m となる。表 4.4 に、障害物と受信機間の距離と第 1 フレネルゾーンの半径の値を示す。

表 4.4 より、安定した受信電力を得るためには、受信アンテナと GPS 衛星間の見通し境界線と障害物との間におよそ 1.5m 以上の距離が必要となる。

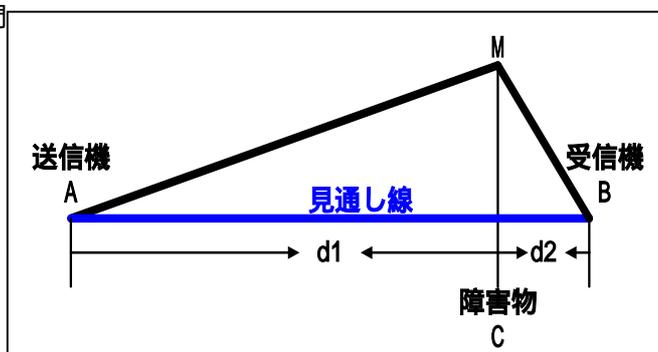


図 4.16 フレネルゾーン

障害物と受信機間(CB)の距離(m)	第1フレネルゾーンの半径(m)
10	1.378
20	1.949
30	2.387
40	2.756
50	3.082
60	3.376
70	3.646
80	3.898
90	4.135
表 100	4.358

表 4.4 障害物と受信機間の距離と第1フレネルゾーンの半径の値

4.2.1.2 ナイフエッジ回折損

図 4.17 に GPS 測位における、回折の状況を示す。図 4.17 の障害物は厚さを考えないナイフエッジとする。図 4.17 に示すように、回折波の自由空間波に対する相対的な回折損は以下の式(4.15)によって近似できる。

$$J(\nu) = 6.9 + 20 \log \{ \sqrt{(\nu - 0.1)^2 + 1} + \nu - 0.1 \} \quad (4.15)$$

ただし、パラメータ ν は、式(4.16) によって与えられる。

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{D1} + \frac{1}{D2} \right)} \quad (4.16)$$

ここで、図 4.17 にも示すように $D1$ は受信機とナイフエッジの頂上間の距離、 $D2$ はナイフエッジの頂上と GPS 衛星間の距離である。また、 H は GPS 衛星と受信機間を結ぶ直線とナイフエッジの頂上との距離であり、障害物が見通し線を遮っている場合に、 $H > 0$ となる。式(4.16)のパラメータ ν の値が $\nu > -0.7$ のときに、回折損は式 4.15 によって近似される。

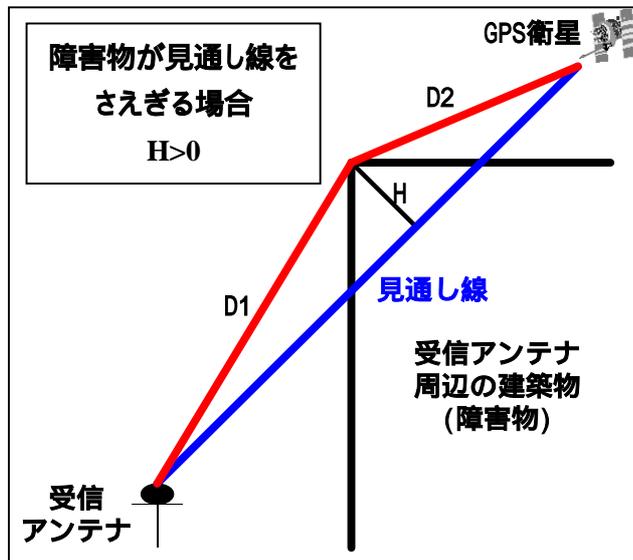


図 4.17 GPS 測位における回折(ナイフエッジ回折)

ここで、実際の回折損の値を算出してみる。D1 を 10m、D2 を 2万 km と設定したときに、パラメータ ν を変えたときの回折損の値と、 H の距離を変えたときの回折損について、それぞれ図 4.18、図 4.19 に示す。

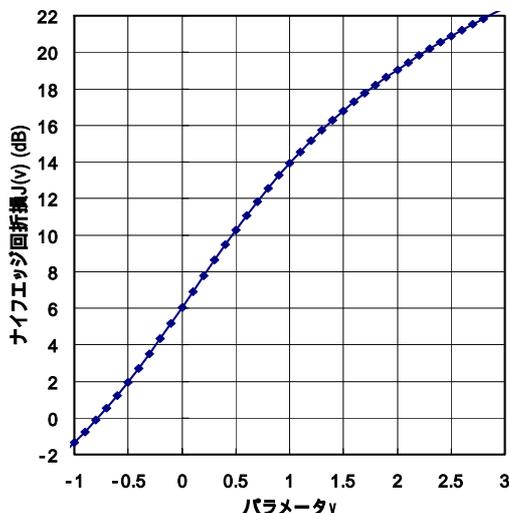


図 4.18 パラメータにおけるナイフエッジ回折損

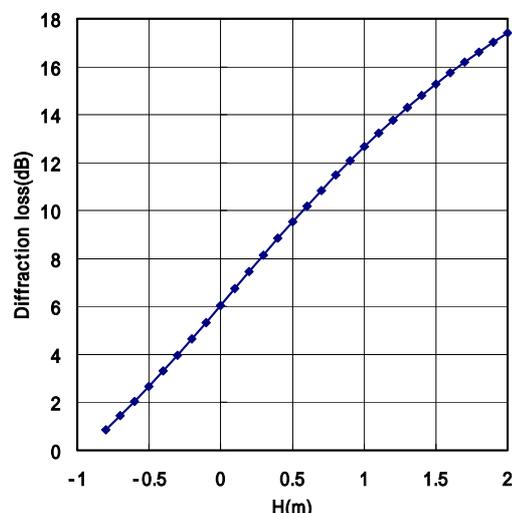


図 4.19 H におけるナイフエッジ回折損

図 4.18、図 4.19 より、パラメータ v や、 H が大きくなるにつれて、回折損の値は大きくなっていることが分かる。式(4.16)より、パラメータ v は H の値によって決定されるので、回折損は H の値によるものであり、GPS 衛星と受信機間を結ぶ直線とナイフエッジの頂上との距離 H が、 -0.5m で約 2.7dB 、 0m (見通し境界上にエッジがあるとき)で約 6dB 、 0.5m で 9.5dB の回折損を受けることになる。よって、仰角が低い衛星であれば見通し境界上に遮蔽物が存在することによって、最低推奨信号強度を保つことができなくなる可能性がある。また、高仰角の衛星であっても、遮蔽物に見通し境界が数十 cm 程度遮られれば、受信強度が大幅に下がり、測位精度に影響が出てしまうと考えられる。図 4.18、図 4.19 や前節 4.2.1.1 で示すように、回折の影響を受けなくするためには、見通し境界上と障害物間の距離が数 m 程度の距離が必要とされる。

式(4.15)、式(4.16)より、 H の長さは衛星の仰角に依存しており、仰角が高くなるにつれて短くなっていくので、仰角が増していくことにより、徐々に回折の影響を受けなくなる。

4.2.2 実測位における回折損

実際に GPS 測位を行い、回折損について調査する。基準局を反射板実験と同じ場所に、移動局を大学院棟前に設置してデータを取得し、大学院棟によって回折される衛星について回折損を算出し、実測値との比較を行った。基準局の受信機は OEM4、移動局の受信機は OEM3 で、受信アンテナは GPS702 である。

図 4.20 に移動局アンテナの状況を示す。受信アンテナと大学院棟間の距離は約 8.5m 、大学院棟の高さが約 18m 、受信アンテナの高さは約 1.6m である。よって、 $D1$ の距離は約 18.38m 、受信アンテナの高さと $D1$ に挟まれた角度は約 62.5 度となり、大学院棟による回折の影響は、受信アンテナに対し大学院棟の裏側の方角に位置し、仰角が約 60 度以下の衛星が受けることになる。

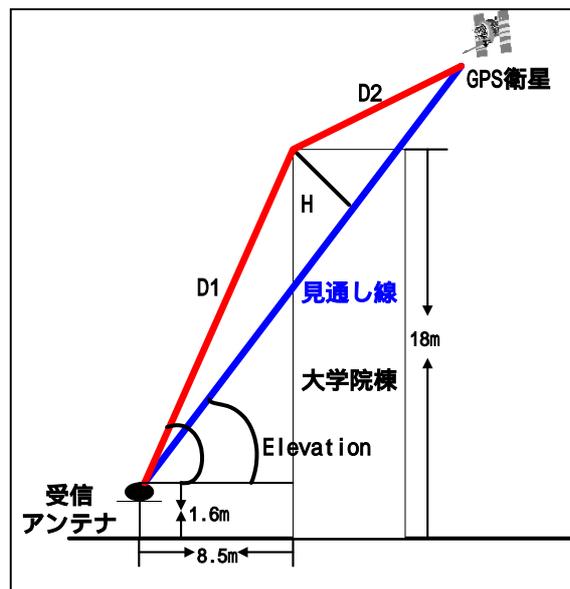


図 4.20 移動局受信アンテナの状況

回折損の理論値を算出する際、回折損 $J(v)$ は式(4.15)、式(4.16)より、 H の値によるので、GPS 衛星の仰角から H を決定しなければならない。図 4.20 より、 H は以下の式(4.17)によって算出される。

$$H = D1 \cdot \sin(\Theta - \text{Elevation}) \quad (4.17)$$

上の式(4.17)から求めた H を式(4.15)、式(4.16)に代入し、回折損の理論値を算出した。

図 4.21 に、11 番衛星における回折損の実測値と理論値を、図 4.22 に H の距離に対する実測値と理論値の

回折損を示す。実測値として、基準局と移動局で取得された C/No 値の差を示した。基準局で取得される C/No 値は周辺環境の影響に左右されず、ほぼ仰角依存値である。基線長はおよそ 50m 程度なので、移動局における C/No 値の変化や落ち込みは、移動局受信アンテナの周辺環境によるものと考えられ、両者の差を取ることで、移動局で実際に受けた回折損を確認できる。

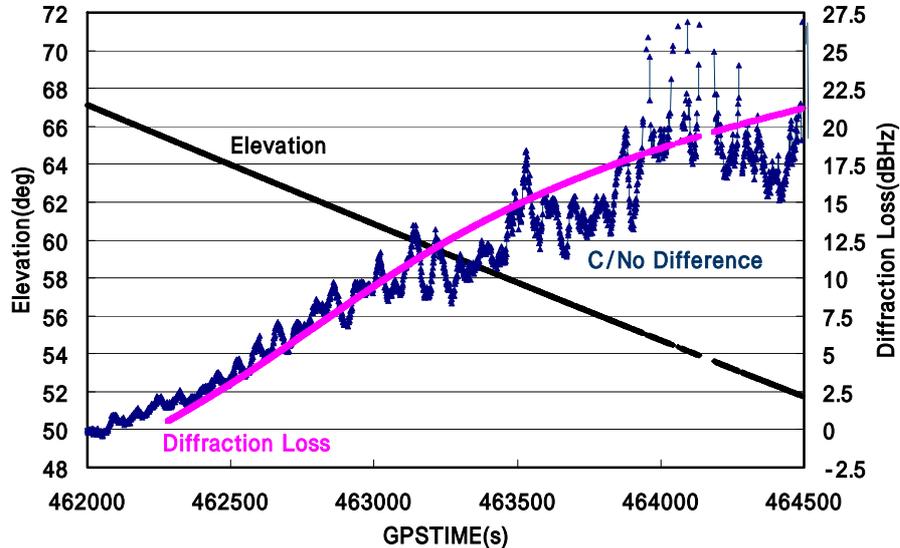


図 4.21 11 番衛星における回折損の実測値と理論値

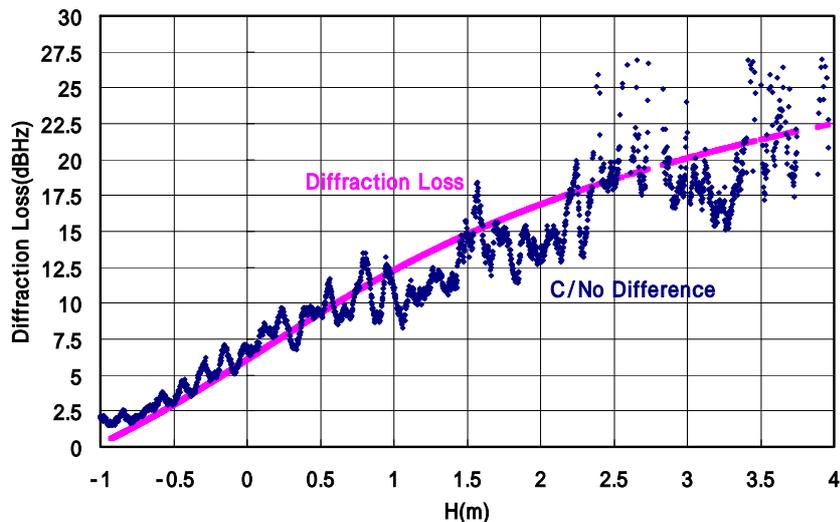


図 4.22 H の値における回折損

図 4.21、図 4.22 に示す 11 番衛星は、時刻が進むにつれて、受信アンテナに対し大学院棟の後ろ側に回りこんで落ちていく衛星である。そのため、仰角が下がるにつれ回折損が大きくなっている。実測値と理論値を比較すると、実測値においては数 dB 程度のゆれが常に存在するものの、時刻における回折損の推移がほぼ近似した結果となっていることが分かる。

また H が 2m を超えると、最低推奨信号強度(32dBHz)を確保できなくなり、データが毎秒ごとに取得されなくなってくる。実測値では数 dB 程度のゆれが存在するため、C/No 値が最低推奨信号強度(32dBHz)を超える時刻と超えない時刻(信号を受信できる時刻とできない時刻)が存在する。しかし、最低推奨受信強度を超えていても、受信アンテナに届く信号は著しく劣化していると考えられ、大きな測位誤差を発生させる原因に

なってしまう。よってこのような場合、その衛星は測位計算に用いるべきではない。

図 4.23、図 4.24 に、11 番衛星の擬似距離変化率(デルタ擬似距離)と擬似距離変化率の変化率を、図 4.24、図 4.25 に搬送波位相変化率と搬送波位相変化率の変化率をそれぞれ示す。4 つの図において、図 4.21 に示すように GPSTIME が 462000 秒を超えた時間から衛星の到来電波が回折の影響を受けていると考えられる。

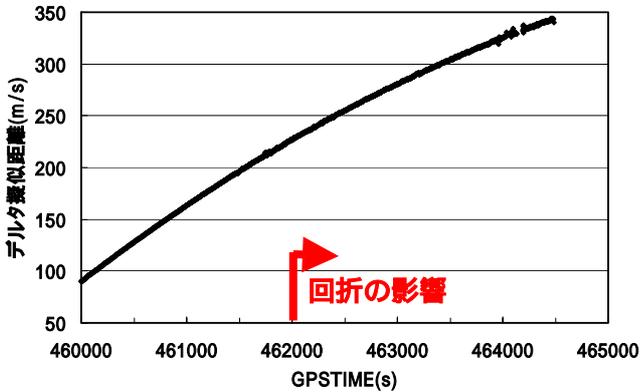


図 4.23 11 番衛星におけるデルタ擬似距離

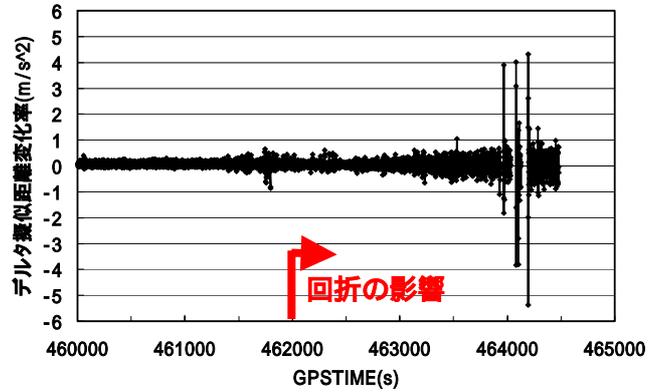


図 4.24 11 番衛星におけるデルタ擬似距の変化率

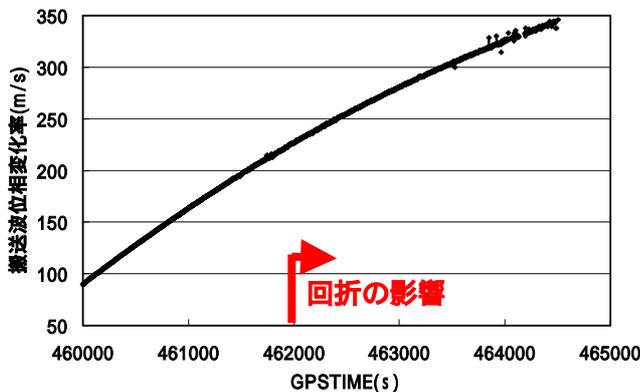


図 4.25 11 番衛星における搬送波位相変化率

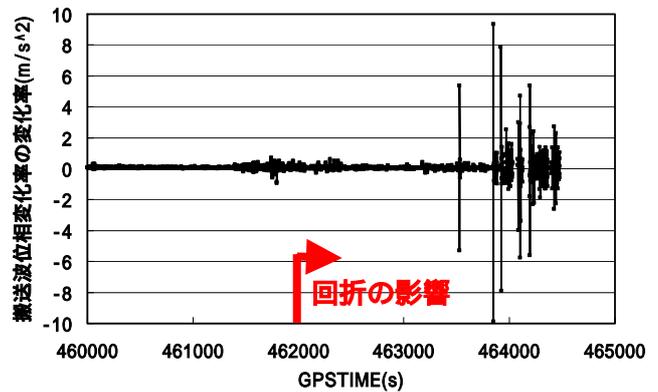


図 4.26 11 番衛星における搬送波位相変化率の変化率

上図より、回折の影響が大きくなるにつれ、値が大きく変動していることが分かる。擬似距離変化率や搬送波位相変化率では、値の変動は小さいものの、変化率の変化率をみると、その変動ははっきりみとれる。これは衛星からの信号が明らかに劣化していることを示している。回折は受信強度の低下だけでなく、受信機から取得される擬似距離、搬送波位相の値にも大きな影響を与えるということが分かる。

以上、回折の影響について述べた。回折の影響を受けることによって信号が劣化されて、測位誤差を大きくさせてしまうことが分かった。しかし、回折損によって、信号強度が著しく低下してしまい、CC-Difference から回折による具体的なマルチパス誤差量を算出することは出来ない。また、DLL における相関波形の形もくずれてしまい、相関値からマルチパス誤差量を推定することも非常に困難となってしまう。回折の影響を測位から省くためには、その衛星を測位計算に用いないことが最適であると考えられる。

4.3 静止測位におけるマルチパス誤差の低減と測位精度改善

本節では、マルチパス環境下において静止実験を行い、反射や回折の影響を受けたマルチパス波による測位誤差を低減させ、静止測位精度の改善を行う。

4.3.1 静止測位実験 概要

基準局を本学第4実験棟屋上南側に、移動局アンテナを本学越中島会館前に設置し、短基線 DGPS 測位を行った。図 4.27、図 4.28、図 4.29 に移動局アンテナ周辺環境を示す。基線長はおよそ 70m である。

移動局アンテナは、図 4.28、図 4.29 に示すように、高さおよそ 10m 程度の 3 つの壁、に囲まれており、回折波や反射波など、様々なマルチパスがアンテナに到来してくると考えられる。壁とアンテナ間の距離は、の壁ではおよそ 17m、の壁ではおよそ 9m、の壁ではおよそ 17m である。移動局アンテナの高さは約 1.7m に設置した。

使用受信機は、基準局が NovAtel 社製 OEM4 受信機、移動局は OEM4 受信機と OEM3 受信機である。受信アンテナは基準局、移動局共に NovAtel 社製 GPS702 アンテナを使用した。

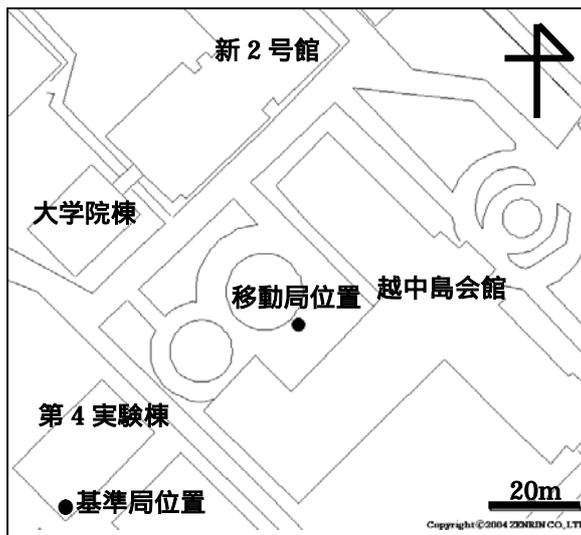


図 4.27 静止測位実験配置

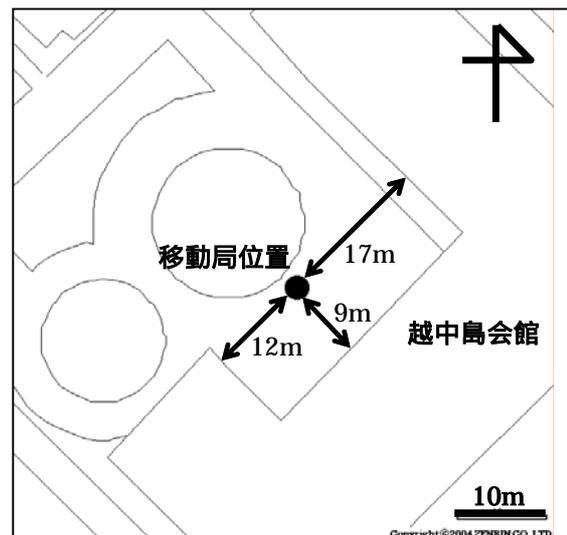


図 4.28 移動局アンテナ周辺状況



図 4.29 移動局アンテナと周辺状況

4.3.2 静止測位実験結果

4.3.2.1 コリレータの違いによる測位結果精度

本実験では、移動局における受信機として、一つの受信機アンテナに対し、OEM3 受信機、OEM4 受信機の二つの受信機を用いた。はじめに、2つの受信機による測位結果の違い(コリレータによる測位結果の違い)について述べる。

OEM3 受信機は Narrow Correlator、OEM4 受信機は Pulse Aperture Correlator の技術をそれぞれ持っている。図 4.30 に直接波に対するマルチパス波の遅延距離と、コード追尾における誤差(マルチパス誤差)との関係を示す。図 4.30 において、マルチパス波の振幅は直接波の半分(直接波とマルチパス波の振幅比、直接波の半分=0.5)とし、Wide(early と late の差 1 chip)と Narrow(early と late の差 0.1chip)、さらに Pulse Aperture Correlator のコリレータを用いた場合のマルチパス誤差をそれぞれ示している。また、この図におけるマルチパス誤差は遅延距離に対する最大値を示している。実際には、マルチパス波の振幅比や遅延距離は時々刻々と変化していくので、マルチパス誤差は図 4.30 に示す最大値の範囲内で生じることになる。

図 4.30 より、1 chip 差の Wide コリレータを用いた場合には、最大 75m のマルチパス誤差が存在し、0.1chip 差の Narrow コリレータを用いた場合では、最大 7.5m のマルチパス誤差が存在する。それに対し、Pulse Aperture Correlator は 0.1chip 以上 0.9chip 以下(およそ 30m ~ 270m)の遅延をもつマルチパス信号を削減する。よって、特に遅延距離が長いマルチパス波が多数存在するような環境において、OEM3 受信機と OEM4 受信機の測位精度に大きな差が生じると考えられる。

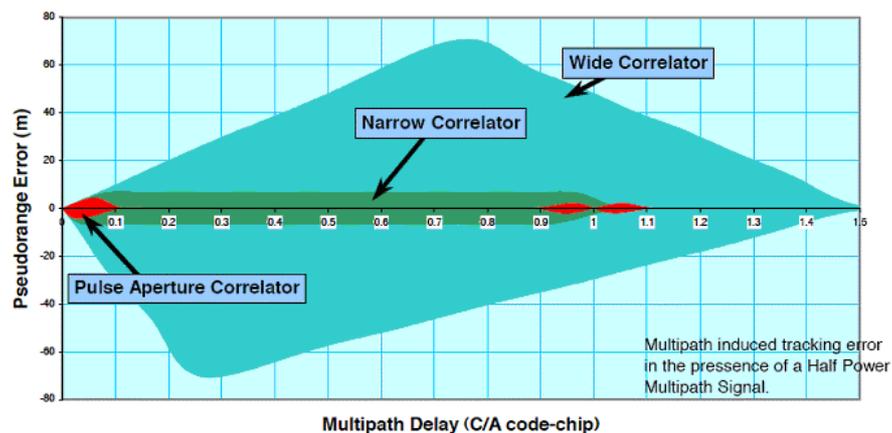


図 4.30 遅延距離に対するマルチパス誤差

実際に測位された結果について、OEM3 受信機と OEM4 受信機の測位結果の違いについて述べる。前述したように、遅延距離が長いマルチパス誤差において、二つの受信機にその影響の違いが出る。

図 4.31、図 4.32 に、本実験において取得された 20 番衛星と 28 番衛星のマルチパス誤差を示す。それぞれのマルチパス誤差量は、後処理による CC - Difference の値を 0 平均化して求めている。二つの図において、青が OEM3 受信機、赤が OEM4 受信機を示している。20 番衛星は、方位角がおよそ 45 度、仰角がおよそ 60 度から 40 度で、28 番衛星は、方位角がおよそ 225 度から 205 度、仰角がおよそ 40 度から 25 度であった。よって、20 番衛星の信号は北東方向から、28 番衛星の信号は南西方向から到来し、それぞれ、図 4.28 に示す と の壁による反射波が存在すると考えられる。さらに、受信アンテナと、 の壁との距離はおよそ 17m、12m であるため、二つの衛星のマルチパス波の遅延距離はおよそ 30m 程度か、もしくはそれ以上になると考えられる。

図 4.31、図 4.32 に示すように、二つの受信機では、時刻におけるマルチパス誤差の変動の位相はほぼ同じ

であるものの、マルチパス誤差の大きさが異なる。OEM3 受信機においては、20 番衛星ではマルチパス誤差の絶対値が約 1.5m、28 番衛星においても、4m にも達する時刻があったが、OEM4 受信機では、どちらの衛星であっても、ほぼ 1 m 未満となり、2 つの受信機に大きな差があることが分かる。

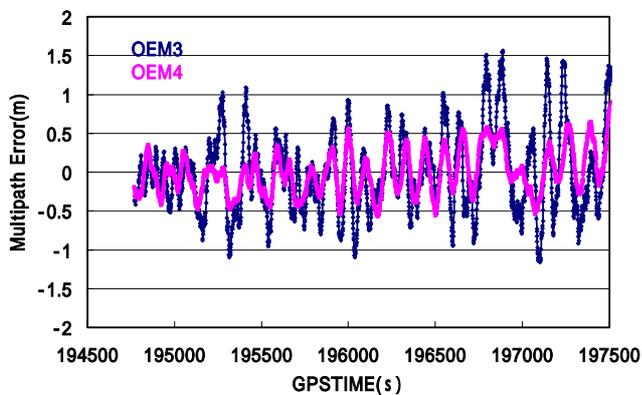


図 4.31 20 番衛星のマルチパス誤差

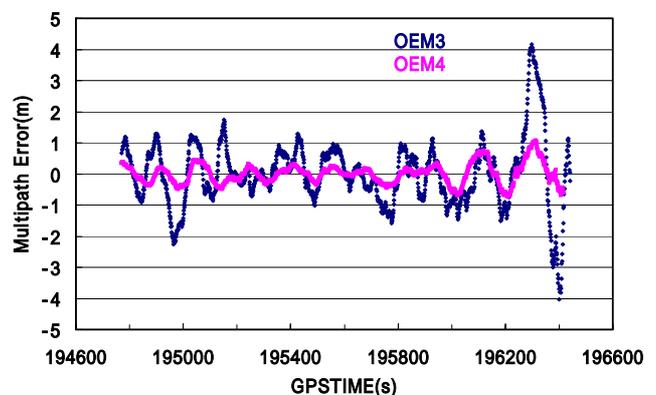


図 4.32 28 番衛星のマルチパス誤差

次に、二つの受信機による DGPS 測位結果を示す。図 4.33 に水平方向の測位誤差、図 4.34 に高度方向の測位誤差を示す。二つの図において、青が OEM3 受信機、赤が OEM4 受信機である。マルチパス誤差に差があるため、本実験のようなマルチパス環境下での測位結果、測位誤差には大きな違いが出ていることが分かる。OEM3 受信機の垂直方向測位誤差においては、およそ 15m もの誤差を持つ時刻が存在した。

表 4.5 は、それぞれの受信機における水平方向測位誤差の標準偏差と 2drms、さらに垂直方向測位誤差の標準偏差を示している。表 4.5 より、どの誤差の標準偏差であっても、OEM3 と OEM4 受信機では、およそ倍近くもの差があることが分かる。

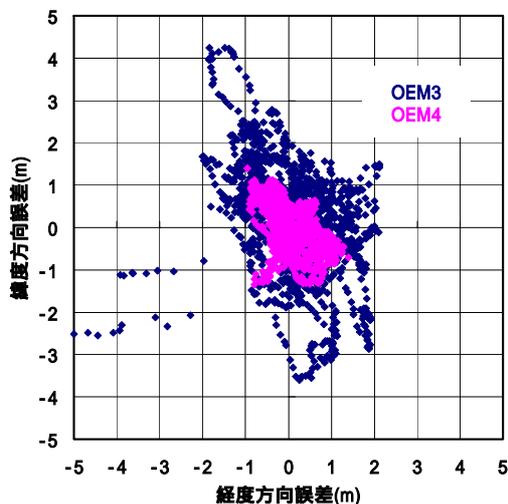


図 4.33 水平方向測位誤差

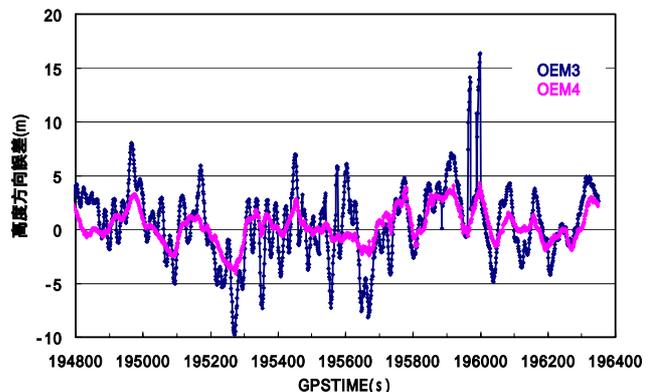


図 4.34 高度方向測位誤差

受信機	経度方向誤差 標準偏差(m)	緯度方向誤差 標準偏差(m)	高度方向誤差 標準偏差(m)	2drms(m)
OEM3	0.94	1.27	3.37	3.18
OEM4	0.49	0.57	1.56	1.52

表 4.5 経度方向、緯度方向、高度方向測位誤差の標準偏差と 2drms の値

以上、2つの受信機は同じアンテナを利用しているため、各受信機におけるマルチパス誤差低減機能によって、受けるマルチパスの影響が異なり、測位結果に大きな違いが出ることが分かる。

4.3.2.2 マルチパス誤差の削減による測位精度改善

マルチパス環境下における静止測位結果において、マルチパス誤差を削減し、測位精度の向上を試みる。その際に、マルチパス誤差が削減されれば、OEM3 受信機と OEM4 受信機において、受けるマルチパスの影響の大きさにかかわらず、測位結果に違いは出ず、ほぼ同じような測位精度になると考えられる。

具体的にマルチパス誤差の削減として、マルチパス誤差を算出し、取得された擬似距離の値から各衛星ごとに引いて、測位計算を行う。マルチパス誤差の算出としては、取得された全ての衛星に対し、後処理による CC - Difference の値を 0 平均化して求めた。

本実験の測位結果として、図 4.35、図 4.37 に二つの受信機の水平方向の測位誤差を、図 4.36、図 4.38 に高度方向の測位誤差を示す。

図 4.35、図 4.36 は OEM3 受信機の、図 4.37、図 4.38 は OEM4 受信機の測位結果を示している。4つの図において、青がマルチパス誤差を削減していない DGPS 測位結果、赤が CC - Difference によって算出されたマルチパス誤差を考慮した DGPS 測位結果を示している。

以下の4つの図において、二つの受信機とも、測位結果が改善され、測位精度が上がっていることが分かる。OEM4 受信機の測位結果は、元々受けるマルチパスの影響が小さいため、OEM3 受信機の測位結果ほど大幅ではないものの、水平方向、高度方向共に確実に改善されていることが分かる。

以下の4つの図において、マルチパス誤差は、後処理による CC - Difference により算出しているため、以下の4つの測位結果は後処理での精度改善となる。ここで、第3章で述べたマルチコリレータの値(主に、相関波形の先端付近の値)を用いたリアルタイムでのマルチパス誤差推定法を利用すれば、マルチパス誤差は CC - Difference の値とほぼ同じに推定されるため、リアルタイムでの測位精度改善が可能である。

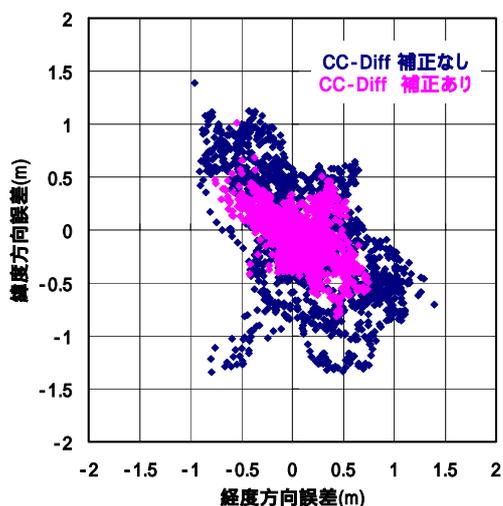


図 4.35 OEM3 受信機における水平方向測位誤差

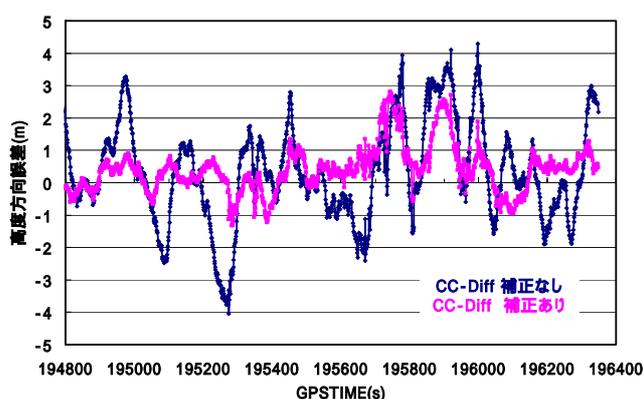


図 4.36 OEM3 受信機における高度方向測位結果

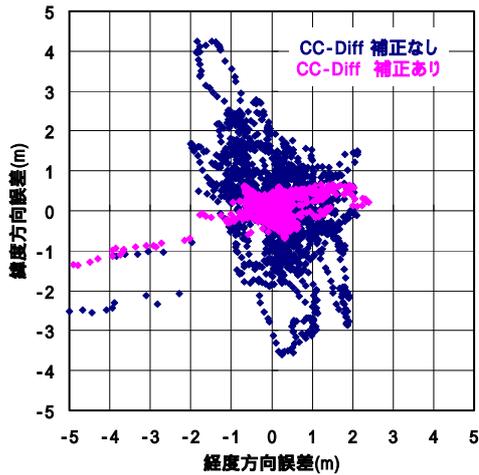


図 4.37 OEM4 受信機における水平方向測位誤差

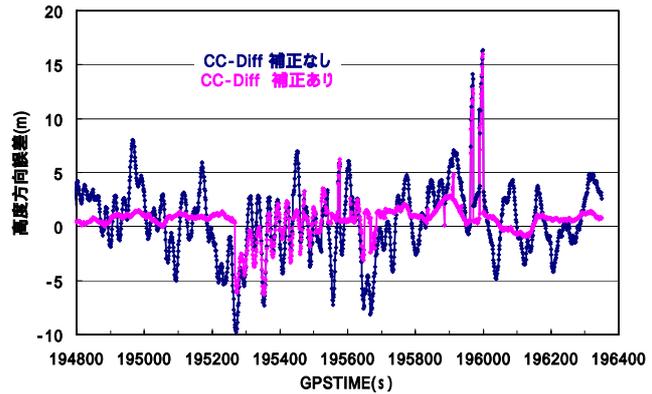


図 4.38 OEM4 受信機における高度方向測位結果

上の 4 つの図より、算出されたマルチパス誤差の値を考慮することで、測位結果は改善された。しかし、衛星からの到来電波が周辺建物による回折の影響を受けている場合、4.2 節で述べたように、その衛星の信号が大きく劣化されてしまうため、CC-Difference から具体的なマルチパス誤差量を算出することは出来ない。また、図 4.21 に示すように、信号強度が大きく落ち込んでしまうため、相関波形がくずれてしまい、相関値からマルチパス誤差を推定することも困難となってしまう。上の 4 つの図では、主に反射波によるマルチパス誤差が削減されており、回折の影響による測位精度の劣化は改善されていない。

そこで、回折の影響を低減し、より測位精度を向上させるために、測位計算に用いる衛星について考慮する。回折の影響を受けている衛星を省くことによって、使用する衛星を選択して測位計算を行った。図 4.39 に、測位精度改善のための測位計算の流れ(フローチャート)を示す。

回折の影響を受けている衛星の信号では、取得された C/No 比が大きく落ち込んでいるため、マルチパスの少ない環境に設置されている基準局の C/No 比と比較することで、その劣化を検知する。

具体的には、4.2 節において、衛星を受信アンテナ間の見通し線上に遮蔽物がある場合、図 4.18 より、回折損はおよそ 6dBHz となることを述べた。よって、図 4.30 のフローチャートで示すように、基準局と移動局それぞれで取得された C/No 比の差が 6dBHz を超えたとき、その衛星の信号は回折の影響を受けていると考え、その衛星を測位計算から省いて測位結果を算出した。また、前述したように主に反射波の影響を削減するために、各衛星のマルチパス誤差をそれぞれの擬似距離から差し引いた。

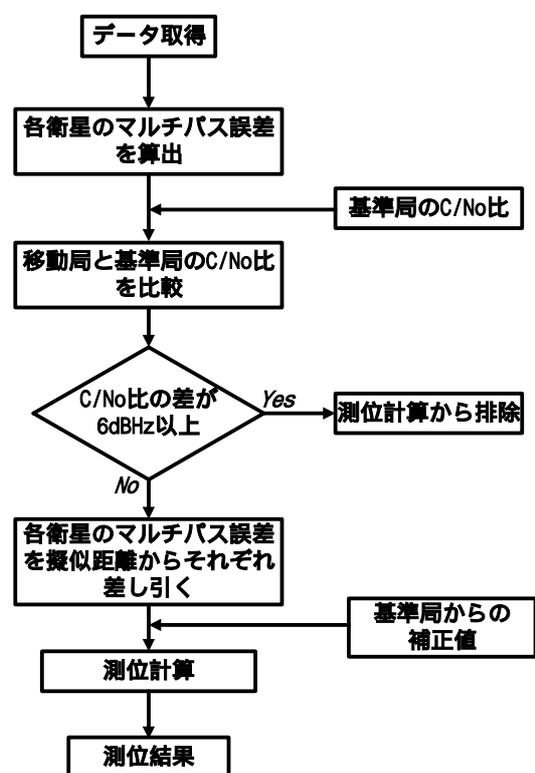


図 4.39 測位計算の流れ

図 4.40、図 4.42 に二つの受信機の水平方向の測位誤差を、図 4.41、図 4.43 に高度方向の測位誤差を示す。図 4.40、図 4.41 に OEM3 受信機の、図 4.42、図 4.43 に OEM4 受信機の測位結果を示す。4 つの図において、青がマルチパス誤差を削減していない DGPS 測位結果、ピンクが衛星排除を行ったとき(回折の影響を低減した)の測位結果、緑が CC - Difference によって算出されたマルチパス誤差を考慮した DGPS 測位結果、そして赤が衛星排除と CC-Difference によるマルチパス誤差を考慮した測位結果を示している。

以下の 4 つの図より、衛星排除のみを行った場合、測位結果は改善されたとは言えず、測位誤差はそのまま残っていることが分かる。測位結果が大幅に改善されたのは前述したように、CC-Difference の値を考慮した場合であった。しかし、CC-Difference の値を考慮するだけでなく、加えて衛星排除を行うことによって、特に OEM3 受信機において測位結果が大幅に改善され、OEM4 受信機においても測位結果改善がみられた。本実験では、10m 程度の壁に囲まれたマルチパス環境下であるにもかかわらず、測位結果は OEM3 受信機、OEM4 受信機共に、経度方向、緯度方向誤差は 1 m 未満となり、高度方向誤差も大きくて 2、3m 程度となり、マルチパスの影響は大幅に削減されたことが分かる。

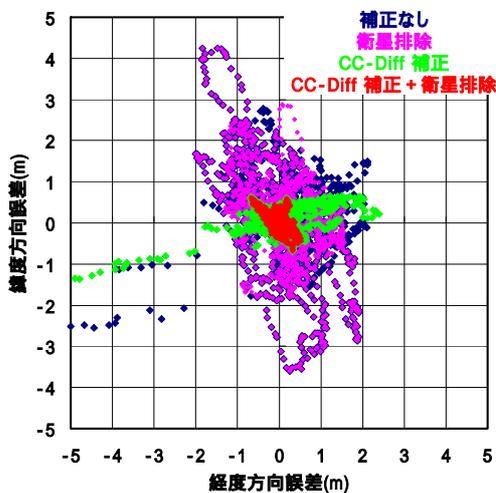


図 4.40 OEM3 受信機における水平方向測位誤差

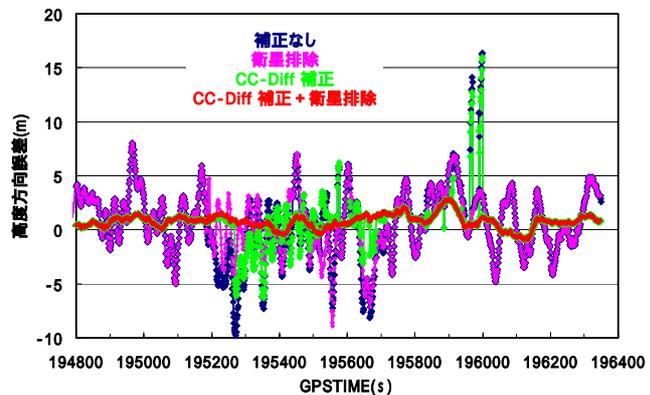


図 4.41 OEM3 受信機における高度方向測位結果

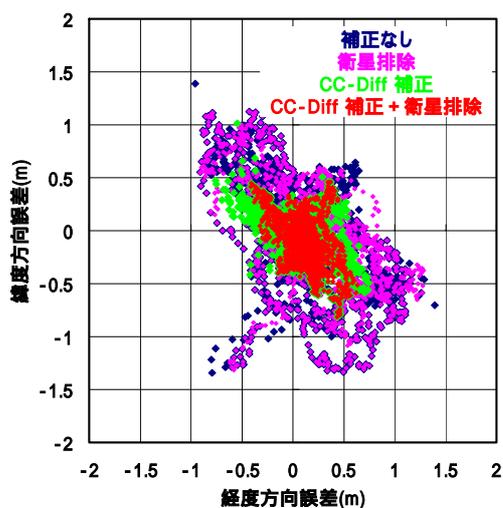


図 4.42 OEM4 受信機における水平方向測位誤差

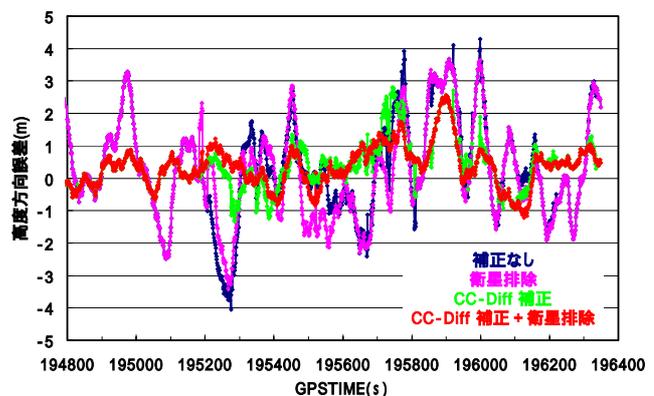


図 4.43 OEM4 受信機における高度方向測位結果

表 4.6、4.7 に、それぞれの受信機における水平方向測位誤差の標準偏差と 2drms、さらに高度方向測位誤差の標準偏差を示す。

以下の表より、基準局と移動局の C/No 比を利用した衛星排除を行うことによってわずかながら、測位精度は向上していることが分かる。しかし、衛星排除よりも CC-Difference 補正、さらにその両方を行うことによって測位精度は大幅に改善される。2drms の値で、OEM3 受信機ではおよそ 2.5m、OEM4 受信機ではおよそ 1m 近くも精度が向上した。OEM3 受信機よりも OEM4 受信機のほうが、もともと受けるマルチパスの影響は小さいので、測位精度向上の大きさが違うものの、どちらの受信機であっても大きく改善されていることが分かる。

さらに、衛星排除はリアルタイムで行える精度改善であるので、前述したように CC-Difference ではなくマルチコリレータの相関値を用いればリアルタイムでマルチパス補正が行える。よって、表 4.6、表 4.7 の精度をリアルタイムで出すことが出来ると考えられる。

しかし、OEM3 受信機において、衛星排除を行った際に、測位が出来なかった(測位計算に用いる衛星が 4 機未満)時刻が存在してしまい、測位率はわずかに減少した。

OEM3 受信機					
	経度方向誤差 標準偏差(m)	緯度方向誤差 標準偏差(m)	高度方向誤差 標準偏差(m)	2drms(m)	測位率 (%)
補正なし	0.94	1.27	3.38	3.17	100
衛星排除	0.81	1.26	2.80	2.99	99.87
CC-Diff 補正	0.60	0.28	1.82	1.33	100
CC-Diff 補正+ 衛星排除	0.21	0.24	0.63	0.63	99.87

表 4.6 OEM3 受信機における、経度方向、緯度方向、高度方向測位誤差の標準偏差と 2drms の値

OEM4 受信機					
	経度方向誤差 標準偏差(m)	緯度方向誤差 標準偏差(m)	高度方向誤差 標準偏差(m)	2drms(m)	測位率 (%)
補正なし	0.49	0.58	1.54	1.51	100
衛星排除	0.50	0.56	1.51	1.51	100
CC-Diff 補正	0.26	0.25	0.72	0.72	100
CC-Diff 補正+ 衛星排除	0.19	0.23	0.64	0.60	100

表 4.7 OEM4 受信機における、経度方向、緯度方向、高度方向測位誤差の標準偏差と 2drms の値

表 4.6、表 4.7 において、CC-Difference、衛星排除の両方を行ったとき、OEM3 受信機と OEM4 受信機において、測位誤差がほぼ同じ値で、測位結果精度が同じとなっている。表中の 2drms の値は、2 つの受信機でほぼ同じである。

これは、測位精度に影響を及ぼすマルチパス誤差を大きく削減したために、コリレータの違いにかかわらず、測位精度が同じ程度になったと考えられる。

以上のことから、マルチパス誤差を算出し擬似距離を補正し、回折の影響を受けていると考えられる衛

星を排除することによって、測位精度は大幅に改善できることが分かる。

図 4.44、図 4.45 にそれぞれ CC-Difference、衛星排除の両方を行ったときの、2つの受信機の水平方向の測位誤差と高度方向の測位誤差を示す。二つの図において、青が OEM3 受信機、赤が OEM4 受信機である。

図 4.44、4.45 より、マルチパス誤差の影響を大きく削減したため、本実験のようなマルチパス環境下における測位結果であるにもかかわらず、二つの受信機において、測位誤差に差はほとんど見られず、測位誤差のばらつきや時刻における測位誤差の推移も非常に似ており、ほぼ同じ結果となったことが分かる。水平方向測位誤差は、緯度・経度方向共に 1m 未満に収まり、高度方向誤差でも大きい時間帯で、3m 程度であり、マルチパス環境にもかかわらず、DGPS 測位の精度としては良好な結果となった。

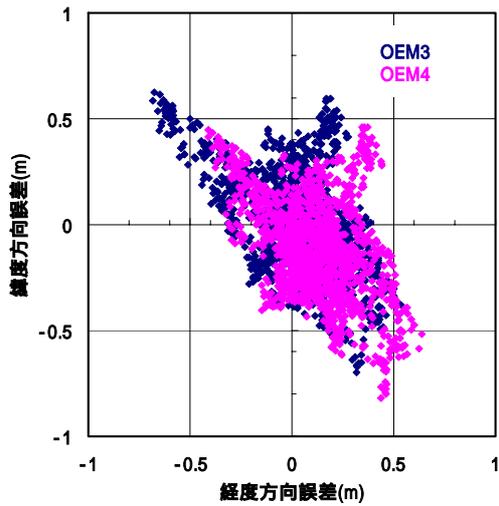


図 4.44 水平方向測位誤差

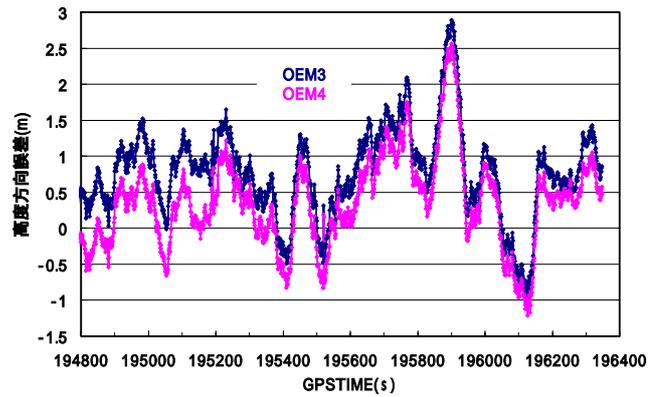


図 4.45 高度方向測位誤差

4.4 考察とまとめ

本章では、主なマルチパス波である反射波、回折波の影響について、反射によるマルチパス誤差量のシミュレーション、反射板の材質によるマルチパス誤差量、回折によって起こる信号強度の劣化などから、それぞれのマルチパスの調査を行い、さらに、マルチパス環境における静止測位精度について、マルチパス誤差量を具体的に算出・推定し、その改善を行った。

反射によるマルチパスのシミュレーションにおいて、遅延距離、反射係数によって、マルチパス誤差量が決まることが分かった。そして、シミュレーションによって推定されたマルチパス誤差は、実測位のマルチパス誤差と比較して、時刻の推移に対するマルチパス誤差の位相は完全に一致しないものの、誤差の絶対量が近似する結果となった。実測位では、推定することが困難であるマルチパス波も存在するため、シミュレーションによって正確なマルチパス誤差量を算出することは難しいと考えられる。

次に、反射板の違いによるマルチパス誤差量においては、反射板がダンボール、コンクリート、木材、アルミ、鉄の順にマルチパス誤差が大きくなる結果となった。特に、反射板がアルミと鉄の場合のマルチパス誤差が大きき値となり、ダンボールやコンクリートの場合に比べおよそ 2 倍近くにもなった。また、反射板実験はすべて、同じ衛星配置であるときにデータ取得を行ったので、反射板の違いにかかわらずマルチパス誤差の時間に応じた推移は非常に近似していた。遅延距離が短い(およそ 30m 程度以下)場合、マルチパス誤差は遅延距離に応じて大きくなるので、反射板と受信アンテナ間の距離を長くすれば遅延距離が長くなり、本研究で得られた結果よりもさらに、マルチパス誤差量の違いがはっきり表れると考えられる。

回折の影響として、ナイフエッジ回折損について、GPS 衛星と受信機間を結ぶ直線とナイフエッジの頂上との距離が大きくなるにつれて、回折損の値が大きくなることが分かった。また、回折によって、デルタ擬似距離変化率や搬送波位相変化率の変化率の値が大きくなり、衛星からの信号が明らかに劣化しているということが分かった。よって、回折は受信強度の低下だけでなく、受信機から取得される擬似距離、搬送波位相の値にも大きな影響を与え、そして回折の影響を受けなくするためには、見通し境界上と障害物間の距離が数 m 程度の距離が必要となることが分かった。回折損によって、信号強度が著しく低下してしまうので、具体的なマルチパス誤差量を算出することは出来ないため、回折の影響を測位から省くためには、その衛星を測位計算に用いないことが最適であると考えられる。

最後に、マルチパス環境下において静止実験を行い、反射や回折の影響を受けたマルチパス波による測位誤差を低減させ、静止測位精度の改善を行った。結果として、CC-Difference によって、マルチパス誤差量を推定し、各衛星の擬似距離から差し引くことで、測位精度が向上した。さらに、回折の影響を排除するために基準局と移動局の C/N₀ 比の差が大きい衛星を測位計算から省くことで、測位結果はさらに大幅に改善されることが分かった。コリレータが異なる OEM3 受信機と OEM4 受信機において、測位結果の差が大きかったが、マルチパス誤差を削減することによって 2 つの測位結果はほぼ同じ測位精度になり、本章で述べたマルチパス低減方法が測位精度向上に有用であることが分かった。

第5章 移動体測位におけるマルチパスの影響とその低減

実際の都市部における移動体測位において、GPS衛星からの到来電波には、周辺環境により複雑な経路を辿ってくる反射波や、また建物を回りこんで受信機に届く回折波などのマルチパス波が数多く存在し、さらに可視衛星数減少によっても測位精度は大幅に劣化する。

本章では、市街地走行中の移動体において後処理 DGPS 測位を行い、市街地走行の測位精度の現状を把握するとともに、その測位精度の劣化原因やマルチパスの生起原因について、3次元地図データなどを利用して調査する。さらにリアルタイムでの測位結果の改善方法として、C/No 比の値を用いた衛星排除プログラムを作成し、その有用性について検証を行う。

5.1 移動体測位実験の概要

ほとんどマルチパスが存在しない環境の良い場所として本学航海学科実習棟屋上南側に、基準局アンテナを設置する。基準局の位置から比較的近い市街地において、移動体が走行するコースを設定し、受信アンテナと受信機を積んだ自動車(移動局)で走行し、コース走行中に基準局、移動局それぞれで擬似距離、搬送波位相、衛星情報、C/No 値を取得し、後処理 DGPS 測位を行う。図 5.1、図 5.2 にそれぞれ実験の構成と移動局で使用した車と受信アンテナを示す。

実験で使用した受信アンテナと受信機は、基準局、移動局共に NovAtel 社製 GPS702 アンテナと NovAtel 社製 OEM3 もしくは OEM4 受信機である。データの取得間隔は 2Hz(0.5 秒)、マスク角は 10 度に設定した。

また、移動体測位結果の精度や、マルチパス波の特定などについて調べる際には、3次元地図データとして株式会社ゼンリンの「ゼンリン電子地図帳 Z6」を用いた。

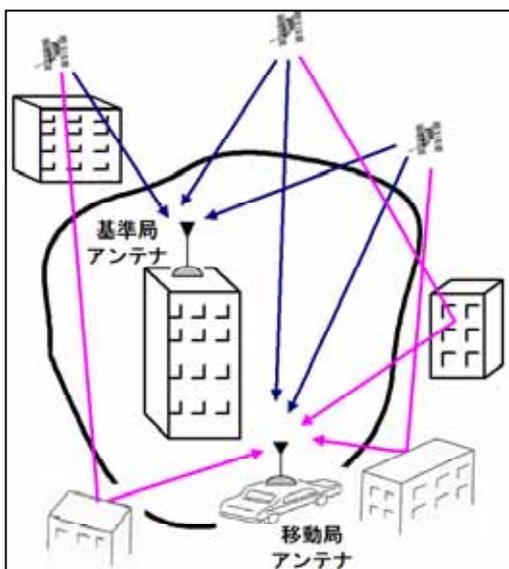


図 5.1 移動体実験の構成



図 5.2 実験で使用した車と受信アンテナ(GPS702)

5.2 コリレータ技術による移動体測位結果の違い

はじめに、コリレータによる移動体測位結果の違いについて述べる。基準局からそれほど離れていない市街地として、越中島、月島、豊洲付近の走行コースを設定し、OEM3、OEM4の2つの受信機を車に積んで移動体測位を行った。受信アンテナは同じ1つのアンテナで、基線長は1km以下である。

OEM3受信機は Narrow Correlator、OEM4受信機は Pulse Aperture Correlatorの技術をそれぞれ持っている。図5.3に直接波に対するマルチパス波の遅延距離と、コード追尾における誤差(マルチパス誤差)との関係を示す。図5.3において、マルチパス波の振幅は直接波の半分(直接波とマルチパス波の振幅比0.5)とし、Wide(earlyとlateの差1chip)と Narrow(earlyとlateの差0.1chip)、さらに Pulse Aperture Correlatorのコリレータを用いた場合のマルチパス誤差をそれぞれ示している。また、この図におけるマルチパス誤差は遅延距離に対する最大値を示している。実際には、マルチパス波の振幅比や遅延距離は時々刻々と変化していくので、マルチパス誤差は図3に示す最大値の範囲内で生じることになる。

図5.3より、1chip差のWideコリレータを用いた場合には、最大75mのマルチパス誤差が存在し、0.1chip差のNarrowコリレータを用いた場合では、最大7.5mのマルチパス誤差が存在する。それに対し、Pulse Aperture Correlatorは0.1chip以上0.9chip以下(およそ30m~270m)の遅延をもつマルチパス信号を削減する。よって、特に遅延距離が長いマルチパス波が多数存在するような環境において、OEM3とOEM4受信機の測位精度に大きな差が生じると考えられる。

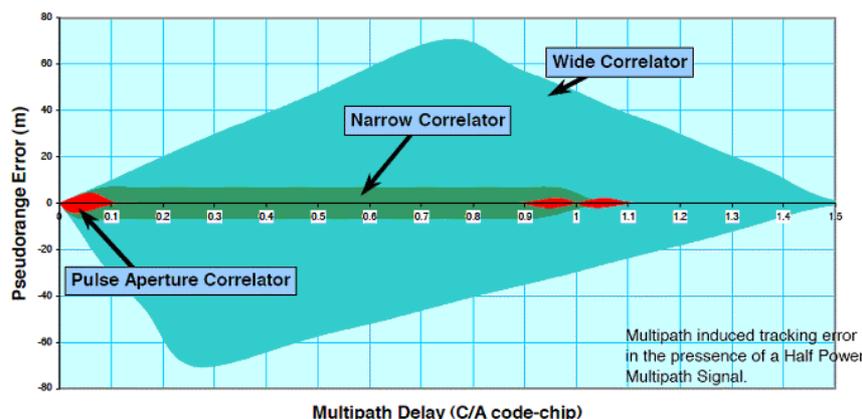


図5.4に、OEM3、OEM4の移動体DGPS測位結果を示す。図中の赤い点がOEM3、青い点がOEM4受信機の測位結果である。また、図4においてHDOPの大きい測位結果は排除されている。

図5.4より、2つの受信機とも測位結果のほとんどが地図上の道路にプロットされているが、ずれている箇所、プロットされない箇所が存在した。しかし、赤いプロット点と青いプロット点を比較したときに、OEM3受信機の測位結果が道路からずれているところで、OEM4受信機ではずれていないところがある。特に両側に建物が立ち並んでいるような場所や、高層ビルの近くなどでは、OEM3とOEM4の測位結果の違いが大きく出ていた。図5.5、図5.6に2つの受信機の測位結果の違いが大きく出ている場所の拡大図を示す。

OEM3受信機とOEM4受信機の測位精度の違いについて、2つの受信機は同じアンテナからデータが取得されているので、これは受信機内部のコリレータによるマルチパス削減技術の違いであると考えられる。OEM4受信機は図5.3に示すように、OEM3に比べてマルチパスの影響、特に遅延距離の長いマルチパス誤差を低減している。

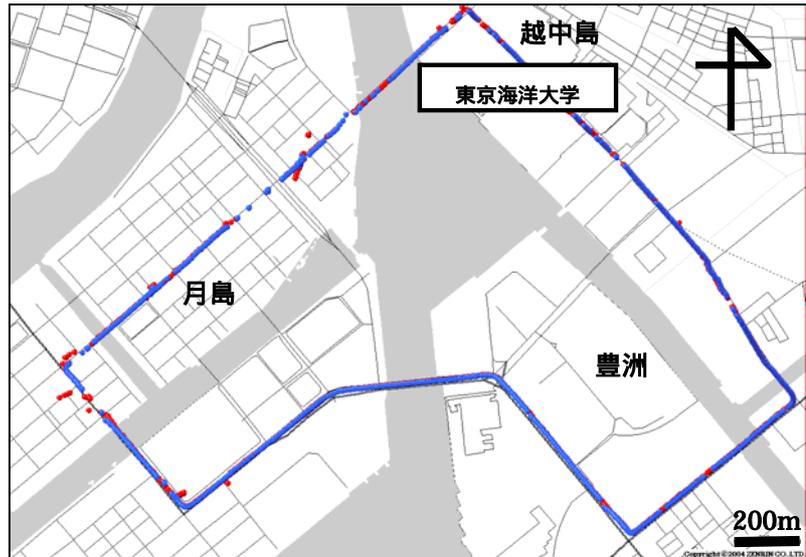


図 5.4 移動体 DGPS 測位結果

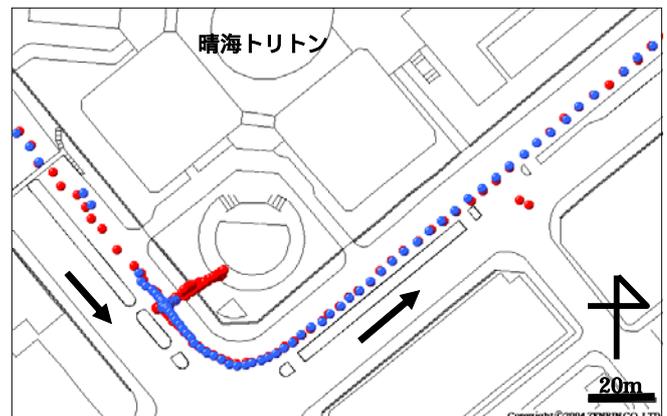
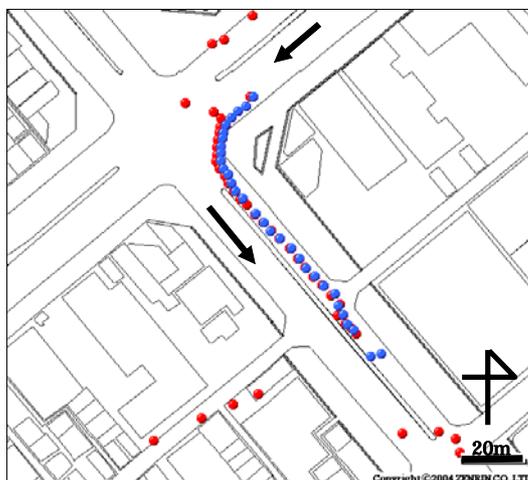


図 5.5、図 5.6 OEM3 と OEM4 受信機の測位結果の違い(拡大図)

表 5.1 にコース走行中における、2つの受信機の測位率、平均取得衛星数、平均 HDOP の値を示す。表 5.1 より、OEM4 よりも OEM3 受信機の方が衛星を多く捕捉していることが分かる。これは、OEM4 受信機のマルチパス削減技術によって、マルチパスの影響を強く受けている衛星が捕捉されていないと考えられる。

以上より、受信機が持つコリレータ技術によって、マルチパスの影響は大きく異なる。異なるコリレータ技術を持つ OEM3 と OEM4 受信機の比較を行うと、移動体測位には様々な経路を辿ってくる複雑なマルチパス波が数多く存在するが、その中でも遅延距離が長いマルチパスの影響を削減することができ、測位精度の劣化を防ぐことが分かる。

受信機	測位率(%)	平均取得衛星数(機)	平均 HDOP
OEM3	89.02	6.06	5.23
OEM4	84.07	5.92	5.33

表 5.1 OEM3 と OEM4 受信機における測位率、平均取得衛星数、平均 HDOP

5.3 市街地における走行実験

月島付近を走行した移動体測位結果において、測位結果が悪いときのマルチパスの影響について調査し、さらに測位結果の改善を行った。受信機は前節で述べたように遅延距離が長いマルチパスを低減させる OEM4 受信機である。

図 5.7 に月島コースの全体図を示す。図中の赤いプロット点は、月島コースを 1 周走行したときの DGPS 測位結果である。月島コースの周回所要時間は信号待ちにより停車した時間を含め、およそ 5 分強であった。DGPS 測位結果は取得衛星数が 4 個以上のときに地図上にプロットしている。月島コース周回におけるプロットされた測位結果の割合(測位率)は、約 92.9%であった。月島コースでは、そのほぼ 95%以上の測位点がコースの道路上にプロットされるが、道路からずれたところにプロットされる測位点もいくつか存在した。特に図 5.7 中における A-POINT、B-POINT では、プロットされた測位点は車が通過した車線からずれており、10m 程度の測位誤差が存在すると考えられる。

道路からずれてプロットされた測位結果について、マルチパスの影響ではなく DOP の影響によって測位結果が劣化されてしまうことも考えられる。そこで、マルチパスの影響によって測位点がずれる場所のみ着目するために、HDOP が大きい測位結果をプロットから除外した。図 5.8 に HDOP が 5 以下であるときの測位結果をプロットした図を示す。測位率は 82.2% となって低下したが、B-POINT のずれが省かれた。B-POINT におけるプロット点のずれは DOP の影響によるものであったと考えられる。しかし A-POINT では、HDOP が大きな値でないにも関わらず、測位点のずれが省かれず、そのまま残っている。

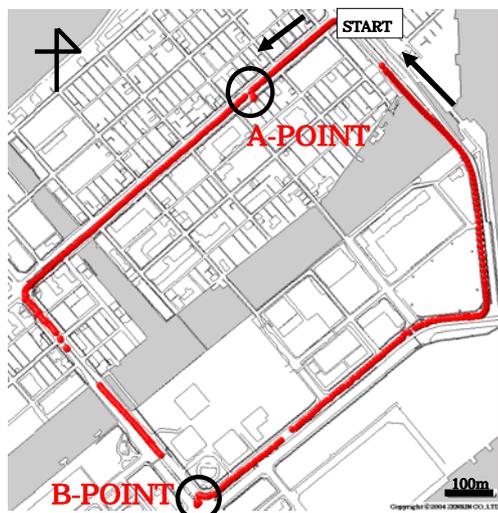


図 5.7 月島コースと DGPS 測位結果(プロット点)

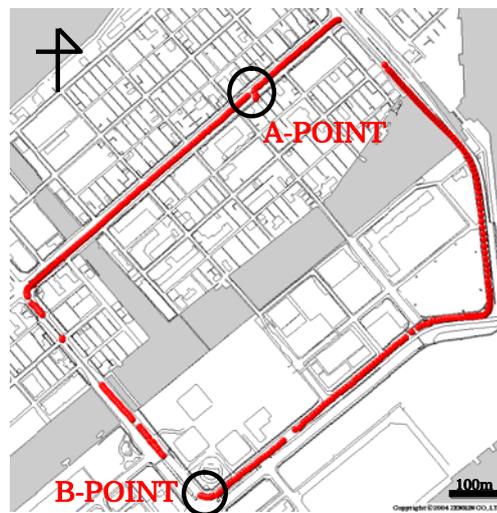


図 5.8 HDOP5 以下の DGPS 測位結果

5.3.1 A-POINT におけるマルチパスの影響と測位誤差の低減

図 5.9 は A-POINT 付近を拡大した図を示している。A-POINT 付近において、車はまっすぐにほぼ同じスピードのまま走行していたが、測位結果は車の通った車線から大きくずれている箇所があり、プロット点が表示する車の道筋は直線にはならなかった。特に大きくずれている箇所では、ずれは 10m 以上にもなり、そのときの GPS 時刻は図 5.9 で示すように 127057.5 秒と 127058 秒であった。この 2 つの時刻には、マルチパスの影響を特に強く受けている衛星が存在し、その衛星によって測位結果が悪くなっていると考えられる。

図 5.10 は A-POINT 付近を車が通過したときの、移動局で取得した各衛星の C/No 値を示しており、図 5.11 はマルチパスの少ない環境に設置されている基準局で取得した各衛星の C/No 値を示している。

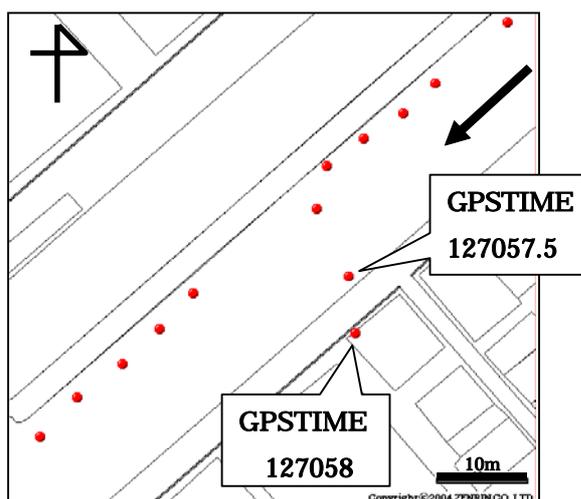


図 5.9 A-POINT 付近の拡大図

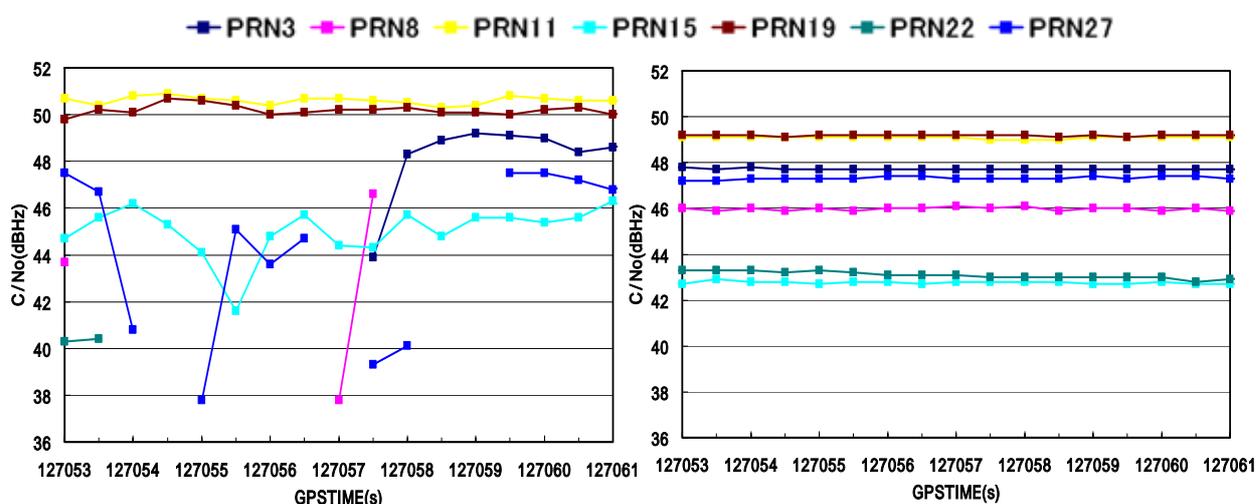


図 5.10 移動局における各衛星の C/N₀ 値

図 5.11 基準局における各衛星の C/N₀ 値

移動体測位では時間とともに周辺環境が変わるため、衛星が周辺環境によって受ける影響も常に変化している。そのため、図 5.10 で示されるように 10 秒弱の間にも C/N₀ 値が大きく変動している。また、基準局と移動局の基線長はおよそ 1km 以内であり、衛星の仰角や方位角はほぼ同じであり、仰角依存による C/N₀ 値の違いはないと考えられるので、基準局と移動局の C/N₀ 値にそれほど大きな差はないはずである。しかし、図 5.10、図 5.11 に示されるように、どの衛星もほぼ一定の値で取得されている基準局の C/N₀ 値に比べ、移動局では大きく変動している衛星や 5dBHz 以上も減少していた衛星が存在した。移動局における C/N₀ 値の変化、低下は明らかに周辺環境による影響（マルチパス）であると考えられる。

このように、基準局がマルチパスの少ない環境に設置されていることを利用し、移動局と基準局の C/N₀ 値を比較すると、移動局の C/N₀ の劣化が分かりやすくなる。よって、基準局と移動局の C/N₀ 値の差をとり、移動局における C/N₀ の劣化を調査した。

図 5.12 に基準局と移動局の C/N₀ 値の差を示す。図 5.9 中のプロット点が大きくずれていた時刻において、図 5.12 で示すように、27 番衛星の C/N₀ 差がおよそ 8dBHz、7dBHz にもなり大きな値となった。さらに、図 5.12 中の黒丸で囲まれた時刻のように、測位結果はほとんどずれていないが、大きな C/N₀ 差を持つ衛星も存在した。

図 5.13 に A-POINT 付近における各衛星のデルタ擬似距離の変化率を示す。デルタ擬似距離の変化率の定

義は、第2章 2.1.1 節に示されている。

図 5.13 より、測位結果が悪い時刻において、C/N₀ 差が大きかった 27 番衛星のデルタ擬似距離変化率は、その絶対値が 10 近くにもなり、大きな値となっていた。しかし他の時刻において C/N₀ 差が大きかった衛星のデルタ擬似距離変化率は大きな値にはなっていない。逆に C/N₀ 差が小さくとも、デルタ擬似距離変化率が大きい衛星(127060 秒付近、27 番衛星)も存在した。

表 5.2 に、A-POINT において C/N₀ 差、もしくはデルタ擬似距離変化率の値が特に大きかった衛星の衛星番号と C/N₀ 差、デルタ擬似距離変化率を示す。

表 5.2 に示すように、測位誤差が大きかった時刻(図 5.9 中の 127057.5 秒、127058 秒)では、C/N₀ 差とデルタ擬似距離変化率の両方の値が大きい衛星が存在し、測位誤差が大きくなかった時刻には C/N₀ 差とデルタ擬似距離変化率のどちらかが大きくなっていることが分かる。これは、A-POINT 付近の 2 つの大きなずれは、C/N₀ 差とデルタ擬似距離変化率の両方の値が大きい衛星によるものと考えられる。よって、A-POINT 付近における大きな 2 つの測位誤差は 27 番衛星が受けるマルチパスの影響によると考えられる。

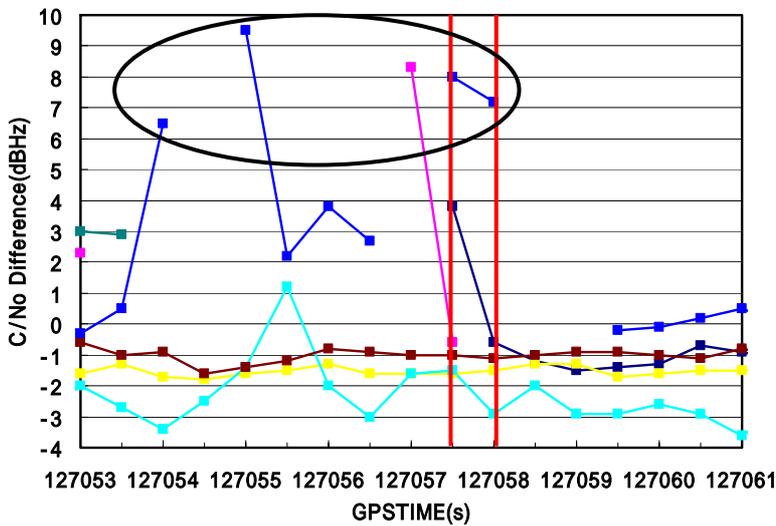


図 5.12 A-POINT における基準局と移動局の C/N₀ 値の差

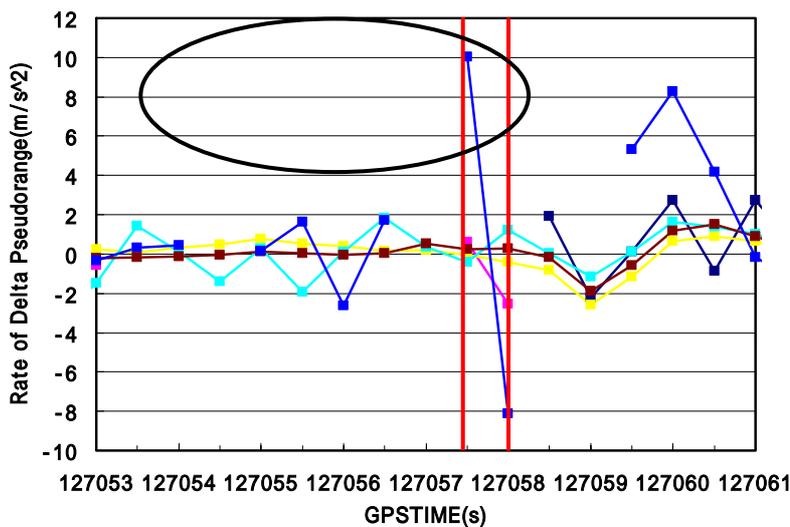


図 5.13 A-POINT における移動局のデルタ擬似距離変化率

GPSTIME	PRN	C/N ₀ Difference (dBHz)	Rate of Delta Pseudorange (m/s ²)
127054	27	6.5	0.452
127055	27	9.5	0.155
127057	8	8.3	0.599
127057.5	27	8	10.041
127058	27	7.2	-8.102
127059.5	27	-0.2	5.316
127060	27	-0.1	8.264
127060.5	27	0.2	4.188

表 5.2 C/N₀ 差とデルタ擬似距離変化率

図 5.14 は 27 番衛星と A-POINT 付近の周辺環境の配置を 3 次元地図データで示したものである。図 5.14 より、A-POINT 付近では道路に沿って両側に建物が立ち並んでおり、低仰角の衛星であればその影響を受ける環境であった。よって、27 番衛星は仰角約 40 度であり、両側の建物によって反射や回折の影響を受け、そのために C/N₀ 値やデルタ擬似距離変化率が安定した値ではなく、大きく変動していたと考えられる。

A-POINT 付近において、車線は 2 車線であり、通過した車と両側の建物との距離はおよそ 15m 以内であるので、27 番衛星の遅延距離はおよそ 30m 以内となり、前節で示したように本実験で使用した OEM4 受信機において 27 番衛星のマルチパス誤差は削減されず、その影響を受けてしまう。



図 5.14 A-POINT 付近の周辺環境と 27 番衛星の配置

以上、A-POINT における 2 つの測位結果のずれは 27 番衛星が原因であり、27 番衛星から取得された信号はマルチパスによって劣化されていることが分かった。そこで A-POINT のプロット点のずれをなくし測位結果を改善するために、プロット点がずれている時刻において 27 番衛星を測位計算から省いて DGPS 測位を行った。図 5.15 に 27 番衛星を省いたときの測位結果をプロットした図を示す。図 5.15 中の青いプロット点が改善された測位結果を示している。測位計算に使用される衛星数は 1 機減ったが、車の通った道筋から外れていたプロット点が地図上の道路に乗り、測位結果が改善される結果となった。

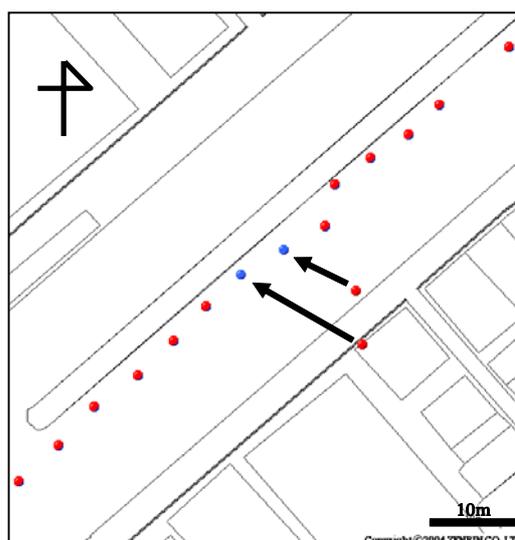


図 5.15 A-POINT における測位結果の改善

5.3.2 A-POINT 以外の場所における測位結果の改善

月島コース全体の中のプロット点がずれているところで、A-POINT における 27 番衛星同様、C/No 差もデルタ擬似距離変化率の絶対値も大きい衛星を測位計算から省いたときに、測位結果が改善されるか調査した。

図 5.16 に A-POINT 以外の場所において測位結果が改善された場所を、図 5.17、表 5.3 にマルチパスの影響を強く受けていると考えられる 27 番衛星の C/No 差とデルタ擬似距離変化率の値を示す。図 5.16 における赤のプロット点は改善される前の測位結果であり、青が改善された測位結果である。図 5.17 中の赤で囲った部分が図 5.16 においてプロット点がずれていた時刻(GPSTIME 127097.5 秒)である。

表 5.3 より、プロット点がずれた時刻には C/No 差、デルタ擬似距離変化率共に 10 以上の値となっていた。また、図 5.17 に示すように、プロット点がずれた時刻では突然値が大きくなっており、そのすぐ後のおよそ 6 秒間、データが取得されていない。この間は完全に移動局の周辺に位置する建物に衛星の信号が遮蔽されたと考えられ、遮蔽される寸前(127097.5 秒)の信号は回折の影響を受けていたと考えられる。そして車が障害物の影響を受けない位置に移動すると同時にまたデータが取得されていた。

よって GPSTIME が 127097.5 秒のときに 27 番衛星を測位計算から除外すると、図 5.16 における測位誤差は A-POINT に比べて数メートル程度であったが、A-POINT と同じように改善されており、プロット点が車が通ったように直線となった。

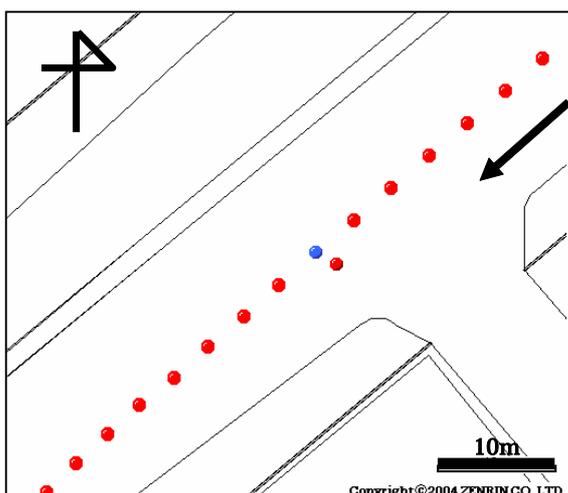


図 5.16 測位結果の改善

GPSTIME	PRN	C/No Difference (dBHz)	Rate of Delta Pseudorange (m/s ²)
127097.5	27	12.3	10.156

表 5.3 27 番衛星の C/No 差とデルタ擬似距離変化率

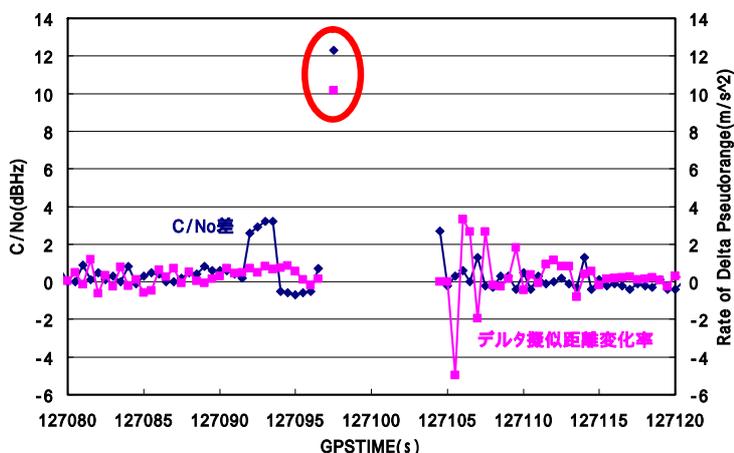


図 5.17 27 番衛星の C/No 差とデルタ擬似距離変化率

次に、A-POINT や図 5.16 とは別の場所における測位結果の改善について述べる。

図 5.18 は、数メートルの測位誤差があった測位結果と改善された測位結果を示しており、図 5.19 は GPS 時刻における緯度方向の測位結果を示している。この場所では信号待ちによっておよそ 30 秒間停車していた。図 5.18、図 5.19 より、停止している位置からずれている測位結果において、改善される時刻と改善されずそのまま誤差が残っている時刻の両方が存在した。表 5.4 と図 5.20 は測位結果がずれている時刻における、マルチパスの影響を強く受けられていると考えられる 8 番衛星の C/No 差とデルタ擬似距離変化率を示している。

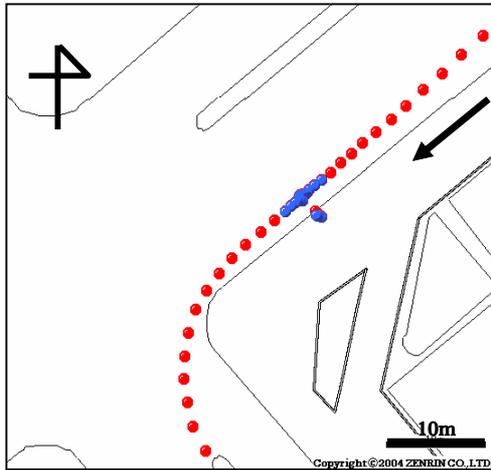


図 5.18 測位結果

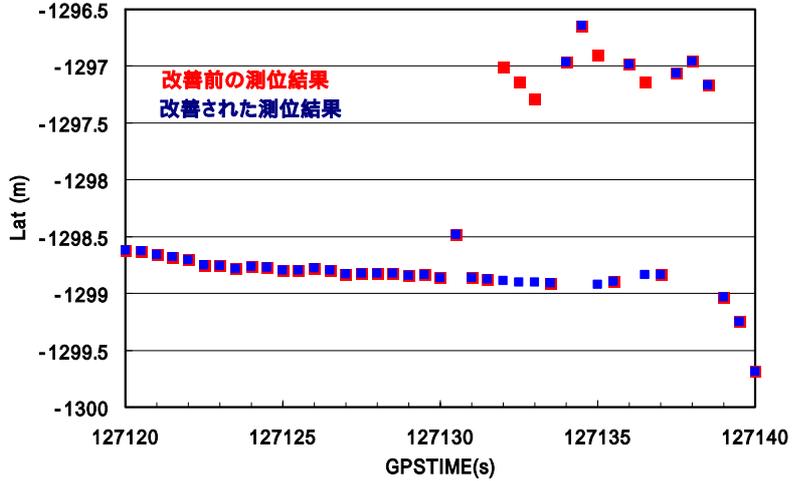


図 5.19 測位結果(緯度方向)

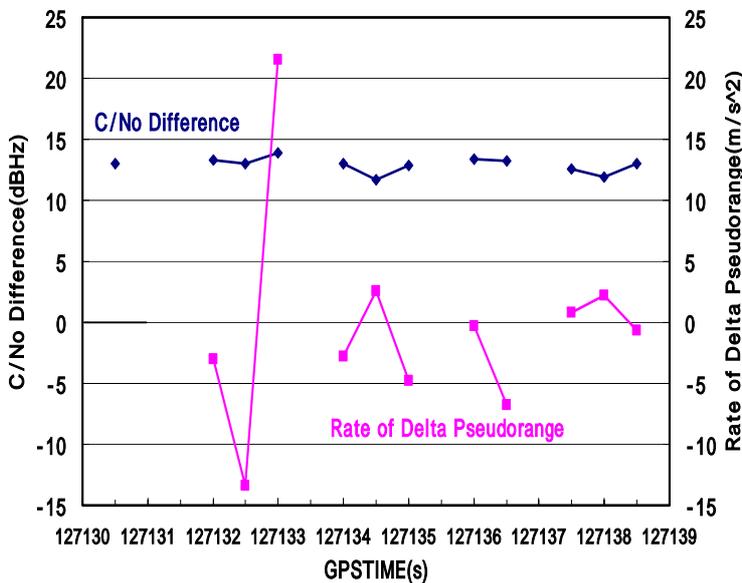


図 5.20 8 番衛星の C/No 差とデルタ擬似距離変化率

GPSTIME	PRN	C/No Difference (dBHz)	Rate of Delta Pseudorange (m/s ²)
127130.5	8	13	
127132	8	13.3	-3.016
127132.5	8	13	-13.38
127133	8	13.9	21.552
127134	8	13	-2.784
127134.5	8	11.7	2.584
127135	8	12.9	-4.78
127136	8	13.4	-0.313
127136.5	8	13.2	-6.774
127137.5	8	12.6	0.796
127138	8	11.9	2.216
127138.5	8	13	-0.636

表 5.4 8 番衛星の C/No 差とデルタ擬似距離変化率

図 5.20、表 5.4 に示すように 8 番衛星の C/No 差は常に大きな値となっていたが、デルタ擬似距離変化率は必ずしも大きな値となっていない。また表 5.4 中の 127130.5 秒においては、デルタ擬似距離変化率の値は 1 エポック前の擬似距離が測定されていなかったため算出できなかった。そのため、C/No 差と擬似距離変化率が共に大きい値であるときに 8 番衛星の排除を行うと、デルタ擬似距離変化率が小さい時刻には測位誤差

が改善されず、測位誤差がそのまま残ってしまう。

よって、図 5.20 や表 5.4 に示すように、8 番衛星の C/No 差は大きいので、デルタ擬似距離変化率の値に関係なく、この場所において 8 番衛星を測位計算から排除した。図 5.21、図 5.22 に改善された測位結果のプロットと GPS 時刻における緯度方向の測位誤差を示す。ずれていた測位結果は全て改善され、地図上に示すプロット点のずれもなくなった。緯度方向の測位結果でも、緯度方向 0.5m の範囲内で一定の値になっており、マルチパスによる影響は大きく削減されたと考えられる。

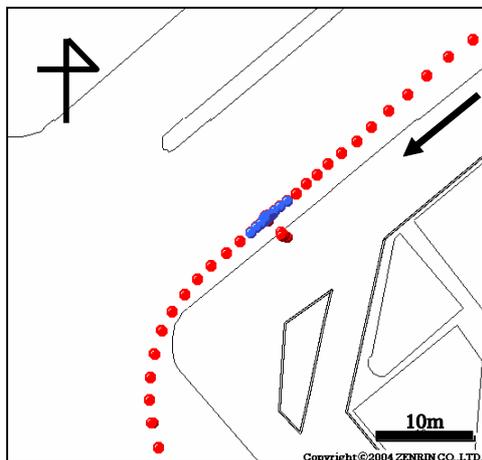


図 5.21 改善された測位結果

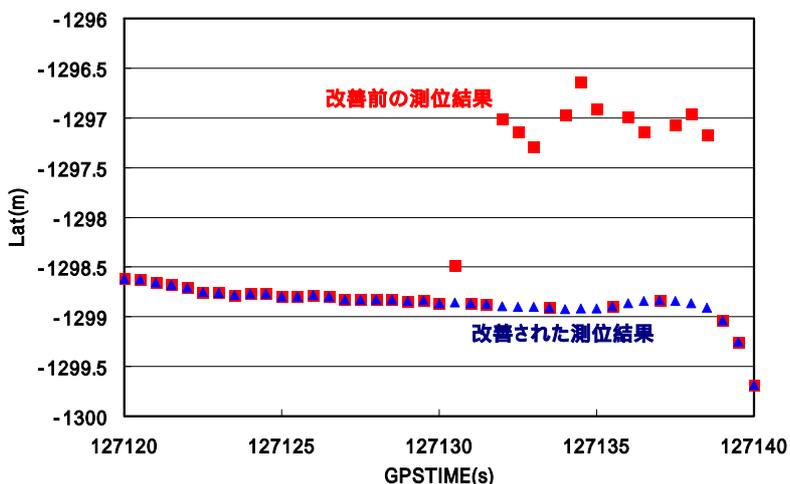


図 5.22 改善された測位結果(緯度方向)

以上、月島コースにおいて、主に測位誤差が大きかった場所のマルチパスについて、C/No、デルタ擬似距離変化率を用いて調査を行い、さらに測位誤差の低減について述べた。

5.3.1 節の A-POINT や図 5.16、図 5.18 のような、測位結果を地図上にプロットしたときに車の通った道筋や地図上の道路からずれている(測位誤差が大きい)とき、マルチパスの影響を受けている衛星の C/No は落ち込んでおり、基準局で取得された C/No 値との差は大きくなっていた。またデルタ擬似距離変化率の絶対値も同様に大きくなっていたが、特に信号待ちなどで車が停車しているような場所においては、必ずしも大きな値になるとは限らず、値が不安定であった。よって、C/No 差、デルタ擬似距離変化率共に大きな値になるときのみ衛星排除を行ってしまうと、誤差が改善されずそのまま残ってしまう場合が存在する。C/No 差が大きい(C/No 値が落ち込んでいる)衛星を測位計算から除外することによって、誤差がそのまま残ることはなくなり、測位結果がきれいに改善された。

測位計算から排除する衛星を決定する際には、基準局や移動局の C/No 比の値を利用することが、その効果が大きく、また確実であると考えられる。

よって、基準局と移動局の C/No 比を用いてマルチパス検出を行い、マルチパスが検出された衛星を排除することが、測位結果の改善、測位誤差の低減に有用であり、またリアルタイムでの改善にも適用できると考えられる。

5.4 衛星排除プログラム

図 5.23 に、マルチパスの影響を受けている衛星を検知して測位計算から排除する測位プログラムのフローチャートを示す。

図 5.23 で示すように、移動局で得られた各衛星の C/No 値と基準局との C/No 値と比較を行い、その差が設定された閾値を超えたときに、その衛星を測位計算から排除する。排除する衛星は 1 つとは限らず、C/No 差が閾値を超えた全ての衛星を排除する。また、測位計算をして測位結果が得られたとき、DOP の影響による測位結果の劣化については無視するために、HDOP が 5 以上であるときの測位結果を除外した。

図 5.23 において、移動局の C/No 比と比較する際、基準局の C/No 比と比較するのではなく、その受信機の衛星の仰角に依存した C/No 比と比較してもよいと考えられる。それは、基準局はマルチパスが極めて少ない場所に設置されるので、基準局で得られた C/No 比は、衛星の仰角に依存した C/No 比とほぼ同じであると考えられるためである。衛星の仰角に依存した C/No 比の値は、第 2 章 2.1.3 節における図 2.3 に示されている。

図 5.23 の衛星排除プログラムにおいて、基準局と移動局の C/No 差の閾値をいくつに設定するのが最も重要である。設定する閾値によって、改善される測位結果の数が減ってしまう場合やまた測位率が大幅に減少する場合、そして HDOP の値が大きくなる場合など考えられる。測位計算から除外する衛星を決定し、良好な移動体測位結果を得るためには、適切な閾値を検討する必要がある。

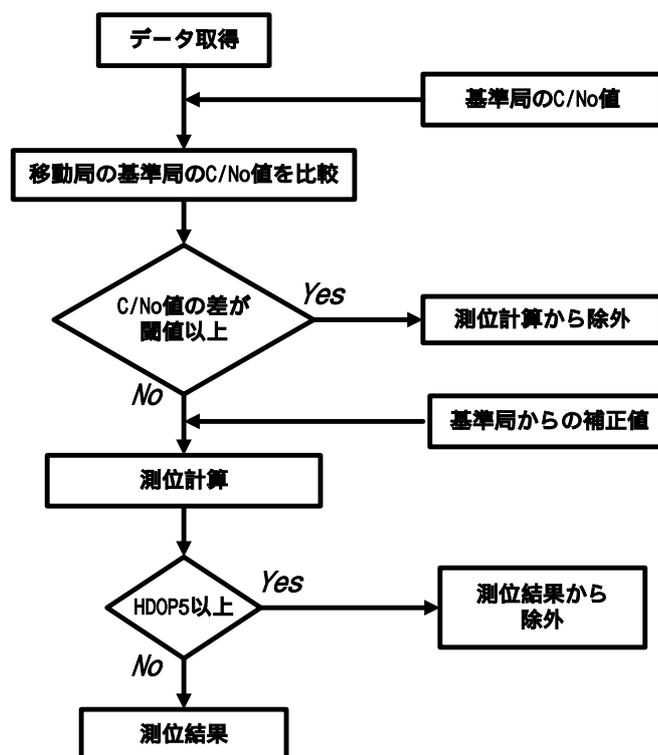


図 5.23 移動局における衛星排除プログラム

5.5 適切な閾値の検討

月島コースに比べて周辺環境が悪い東京駅前道路を往復し、5.4 節の測位プログラムを適用して、C/N₀ 差の閾値がいくつ程度であれば、測位結果が最も改善されるのか調査を行う。

図 5.24 に東京駅前コースの全体と、コースを往復したときの HDOP5 以下である DGPS 測位結果をプロットしたもの(赤いプロット点)を示す。東京駅前コースでは、往復の所要時間は信号待ちにより停車した時間を含めて、およそ 5 分強、測位率はおよそ 93.9%であった。このコースは、月島コースに比べて高いビルが道路の両側に沿って立ち並んでいるため、測位結果が道路からずれているなど測位誤差が大きい場所が多く、測位できずにプロットされない場所もあり、全体として測位結果は月島コースに比べ、悪かった。

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

図 5.25、5.26、5.27 に A、B、C-POINT の拡大図を示す。A、C-POINT では、それぞれ 70 秒間、40 秒間停車した場所であり、B-POINT では、一定のスピードを保ったまま、直進していた場所である。3 つの場所とも 10m 程度から 10m 以上の測位誤差があり、地図上の対向車線にプロットされたり、道路から外れてプロットされていたりしていた。

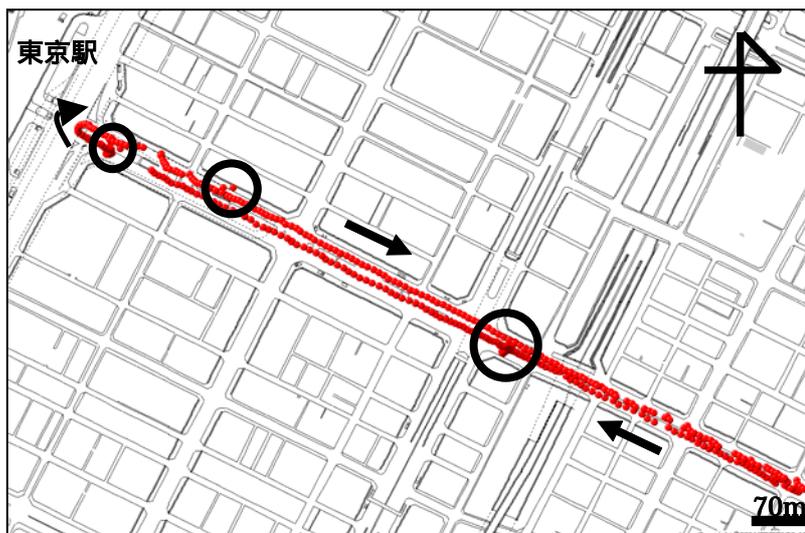


図 5.24 東京駅前コースと DGPS 測位結果(HDOP5 以下)

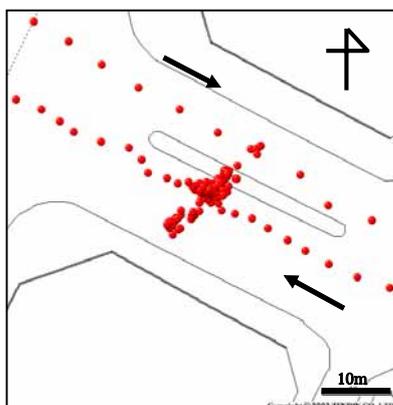


図 5.25 A-POINT の拡大図

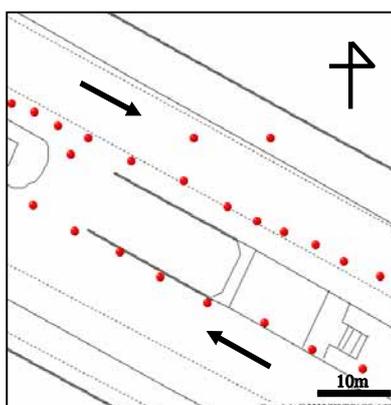


図 5.26 B-POINT の拡大図

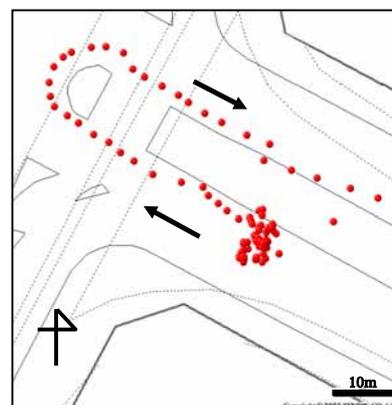


図 5.27 C-POINT の拡大図

このコースにおいて、5.4 節のプログラムを適用し測位結果を改善させるが、設定する閾値によっては、測位結果が変わってくる。

ここで、閾値を 1dBHz から 10dBHz まで 10 個の値に設定し、その測位結果について比較を行った。図 5.28 に、閾値を変えたときの測位率、衛星が排除されたことによる測位結果の減少数を、表 5.5 にそれらの値と、さらに HDOP の平均値、衛星数の平均値を示す。

図 5.28 より、閾値を上げることによって、平均取得衛星数、プロット点の数や測位率が大きくなり、HDOP の平均値は低くなっていることが分かるが、測位結果が改善されるかが問題となってくる。

東京駅前コースにおいては、図 5.28、表 5.4 に示すように、閾値が 2 以下であるとプロット点の個数が極端に減少し、測位率も低くなる。閾値が 3 であっても、HDOP の平均値が 5 以上になっていた。また逆に、閾値が 7dBHz よりも大きくなると、測位結果減少数がわずかになり、測位率もほとんど変わらなくなる。閾値が 9dBHz と 10dBHz では、測位結果数、測位率が同じであった。しかし、例えば 5.3 節に述べた月島コースにおいては、表 5.2、5.3、5.4 より、閾値を 7dBHz よりも大きくすることによって、測位誤差が改善されなくなる測位結果が存在してしまう。

よって、閾値は高すぎず、低すぎず設定することが重要であり、月島コースや東京駅前コースより、大方 4dBHz から 7dBHz に設定することにより、測位率や測位結果の数が極端に減少することがなくなり、また測位誤差の削減にも効果的であると考えられる。

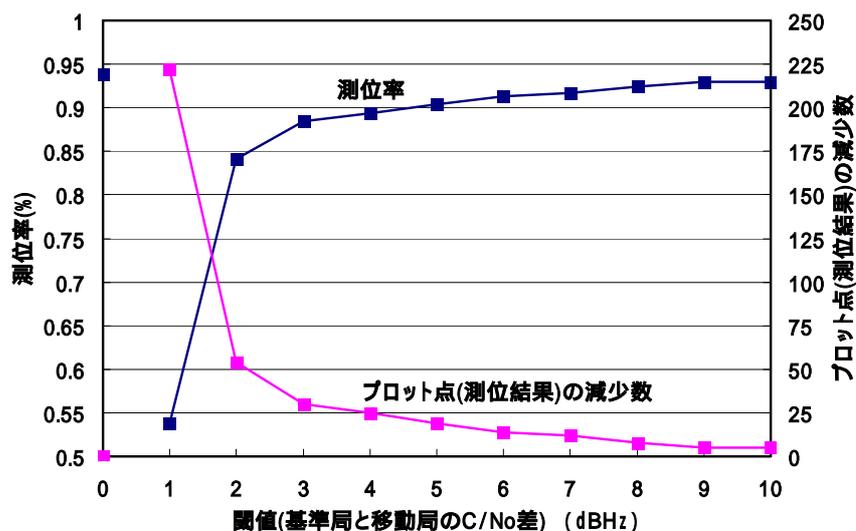


図 5.28 閾値による測位結果の測位率と減少数

閾値 (dBHz)	プロット点 (測位結果) の個数	測位率 (%)	測位結果の 減少数	HDOP 平均値	衛星数 平均値 (機)
なし	520	0.938628	0	3.117498	6.649819
1	298	0.537906	222	9.704253	4.227437
2	466	0.841155	54	5.136483	5.258123
3	490	0.884477	30	4.249749	5.658845
4	495	0.893502	25	4.070196	5.859206
5	501	0.904332	19	3.799898	5.933213
6	506	0.913357	14	3.678845	5.99278
7	508	0.916968	12	3.46087	6.070397
8	512	0.924188	8	3.345946	6.144404
9	515	0.929603	5	3.293919	6.232852
10	515	0.929603	5	3.250735	6.350181

表 5.5 閾値による測位結果数、測位率と減少数、HDOP 平均値、平均取得衛星数

次に、東京コースにおける、閾値を 4dBHz から 7dBHz まで、4 つの値に設定したときのそれぞれの測位結果の改善具合について述べる。

図 5.29、図 5.30、図 5.31 は、それぞれ A、B、C-POINT における、閾値を変えたときの GPS 時刻における測位結果を示している。A、B-POINT は経度方向の、C-POINT は緯度方向の測位結果を示している。

図 5.29 より A-POINT で停車中、閾値を 4～7 dBHz に設定することにより、測位誤差が大幅に削減され、測位結果が改善された。しかし閾値が 4dBHz のとき、大幅に誤差が削減されるものの 1, 2 m の誤差が残ってしまう時刻があった。さらに、閾値が 7dBHz のときには、誤差が改善されず 1m 程度悪くなる時刻が 1 つだけあった。

図 5.30 より、B-POINT で直進しているとき、閾値が 4, 5 dBHz では 5m 程度の測位誤差が低減されたが、6、7dBHz では、測位結果は閾値なしのときと変わらず、測位結果は改善されなかった。

図 5.31 の C-POINT で停車中でも、閾値が 4, 5 dBHz のときは測位誤差が大幅に削減されたが、特に 7dBHz のときは、改善されない時刻も多く、また逆に測位結果が悪くなる時刻も存在した。6dBHz でも 2 点ほど測位結果が改善されなかった時刻があった。

衛星排除によって測位結果が改善されず悪くなる場合、これはマルチパスの影響を受けている衛星すべてを排除できなかったためや、衛星排除によって DOP の値が大きくなってしまったためと考えられる。

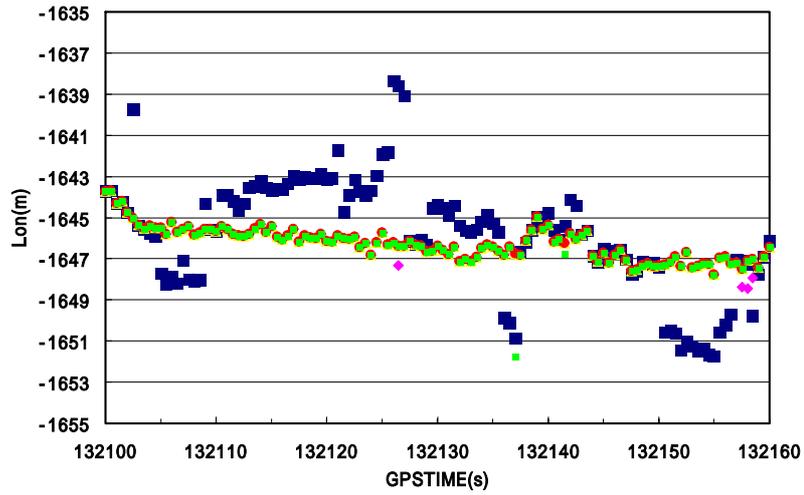


図 5.29 A-POINT における閾値による測位結果(経度方向)

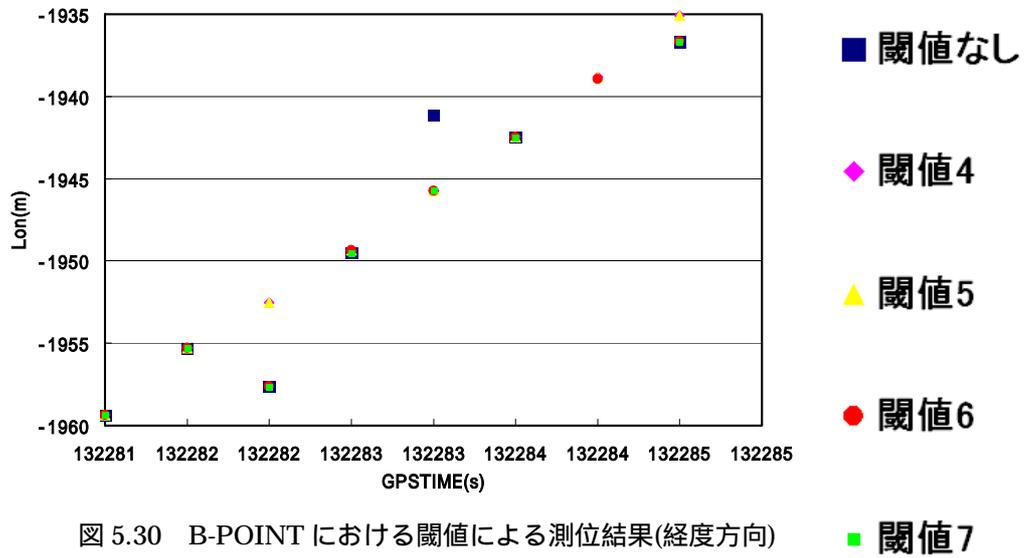


図 5.30 B-POINT における閾値による測位結果(経度方向)

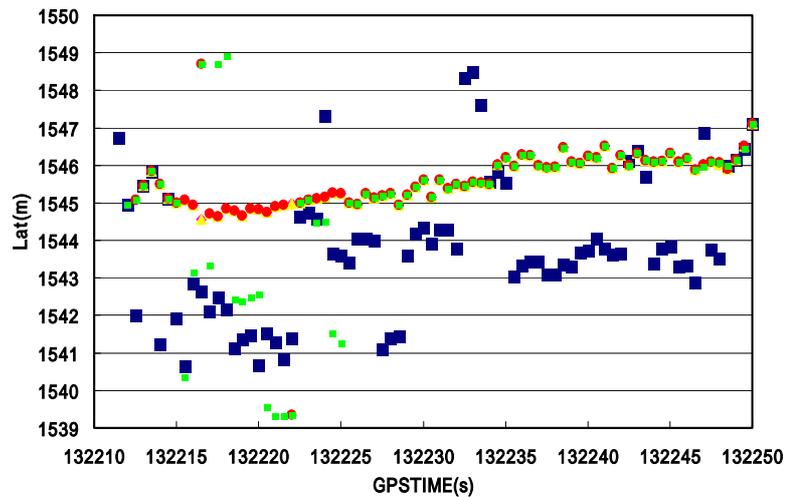


図 5.31 C-POINT における閾値による測位結果(緯度方向)

以上、図 5.29、図 5.30、図 5.31 より、東京駅前コースにおいては閾値を 5dBHz に設定することによって、測位数や、測位率を大幅に減少させることなく(測位数 19 個減少、測位率 3%低下)、測位計算においてマルチパスの影響を強く受けている衛星を検知、排除することができ、プロット点がずれているところの測位誤差を大幅に削減して測位結果を改善することが分かった。

図 5.32 に、東京駅前コース全体における閾値なしと 5dBHz に設定したときの測位結果を、図 5.33、図 5.34、図 5.35 にそれぞれ A、B、C-POINT における測位結果の改善を示す。図 5.32～図 5.35 において、赤いプロット点が閾値なし、青い点が閾値 5dBHz である。

図 5.32～図 5.35 に示すように、どの POINT でもプロット点のずれが小さくなり、測位結果は大幅に改善される結果となった。

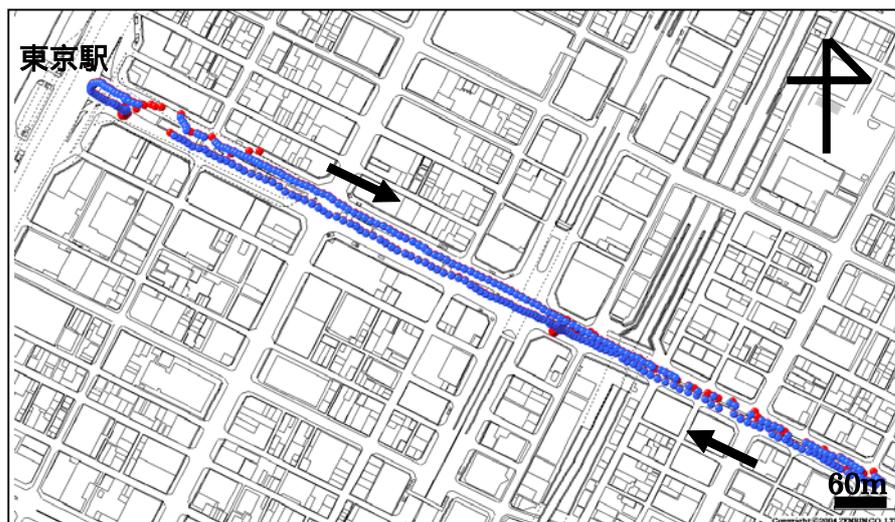


図 5.32 東京駅前コース全体の測位結果

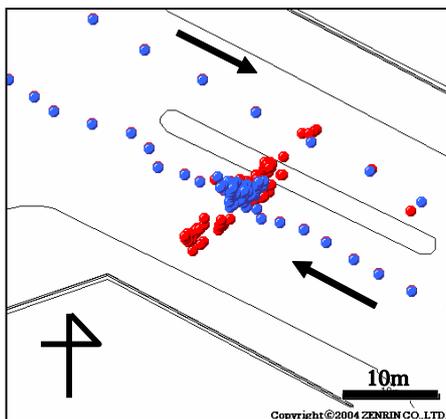


図 5.33 A-POINT の測位結果改善

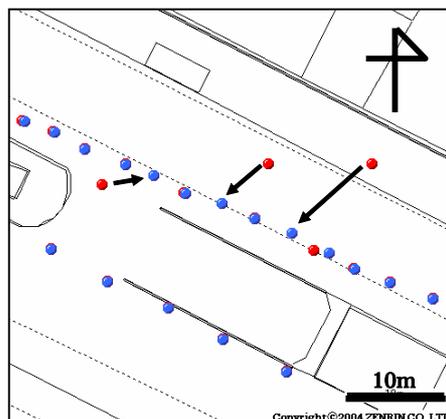


図 5.34 B-POINT 測位結果の改善

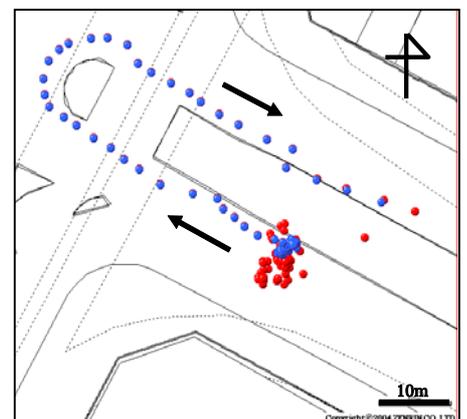


図 5.35 C-POINT の測位結果改善

東京駅前コースにおいては、適切な閾値が 5dBHz であることを上に述べた。では、前節 5.3 節の月島コースでは適切な閾値はいくつであったのか、検討する。

表 5.6 は、5.3 節で述べた月島コースの測位結果が悪かった時刻における、マルチパスの影響を強く受けている衛星の C/No 差の値を示しており、図 5.36 は閾値を 1 から 10dBHz まで設定したときの測位率と測位結果の減少数を示している。

表 5.6 より、月島コースにおいては、マルチパスの影響を強く受けているとき、C/No 差は最低でも 7.2dBHz であった。よって、閾値を東京駅前コースと同じ 5dBHz に設定すると、5.3 節に述べたようにプロット点がずれることはなくなり、測位誤差が削減される。測位率も図 5.36 に示すようにわずか 1.5%程度低下するだけである。しかし、月島コースでは東京駅前コースよりも車が走行した道路の周辺環境が悪くないため、閾値を 7dBHz に設定しても、測位結果は改善され、さらに測位率はわずかであるが、5dBHz に設定するときよりも高くなる。よって、月島コースにおける適切な閾値は 7dBHz であった。

以上より、測位結果改善のための衛星排除において、車が走行する道路の周辺環境によって適切な閾値の値が変わることが分かる。しかし、閾値を低く設定すれば測位率は大幅に低下し、高く設定すれば測位率が大幅に低下することはなくなるが、測位誤差を削減されるかどうかが問題となってくる。よって、月島コースや東京駅前コースより、衛星排除プログラムにおける閾値は、4dBHz から 7dBHz の間で閾値を設定することが適切であると考えられる。

GPSTIME	PRN	C/No Difference (dBHz)
127057.5	27	8
127058	27	7.2
127097.5	27	12.3
127130.5	8	13
127132	8	13.3
127132.5	8	13
127133	8	13.9
127134	8	13
127134.5	8	11.7
127135	8	12.9
127136	8	13.4
127136.5	8	13.2
127137.5	8	12.6
127138	8	11.9
127138.5	8	13

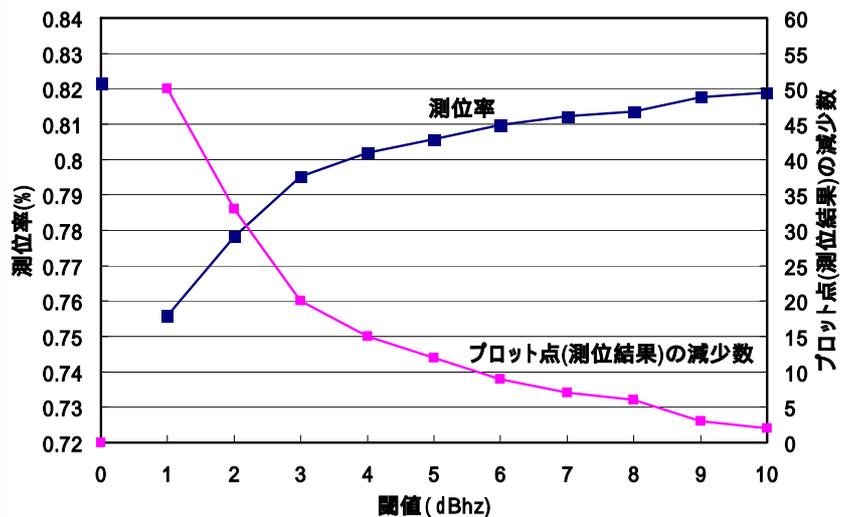


図 5.36 月島コースにおける閾値を変えたときの測位率と測位結果の減少数

表 5.6 月島コースにおける、マルチパスの影響を強く受けている衛星の C/No 差

5.6 衛星排除プログラムの有用性

衛星排除のプログラムを適用することによって、測位誤差が大きかった測位結果に対して具体的にどれほどの改善がなされたのかを調査する。衛星排除における閾値は大方 4dBHz から 7dBHz に設定すべきことを前節で述べた。よって平均的な 5dBHz に設定して、5.3 節、5.5 節に述べた月島コース、東京駅前コースに加え、両側に立ち並んでいる高いビルに挟まれた銀座の道路を 2 往復、築地付近の道路を 2 往復、さらに豊洲付近のコースを 3 周走行し、測位結果改善の調査を行った。

図 5.37 に、走行した 5 つのコースと基準局の位置関係を示す。5 つのコースとも基線長は 3km 以内であり、各コースにおける周回所要時間はおよそ 3 分から 5 分であった。

結果として、各コースを走行したときの測位数、測位率、衛星数平均値を表 5.7 に示す。どのコースにおいても閾値 5dBHz に設定したときの測位率はおよそ 5% 程度もしくは、5% 未満低下しただけであり、衛星数平均値も大幅に減少したコースはなかった。

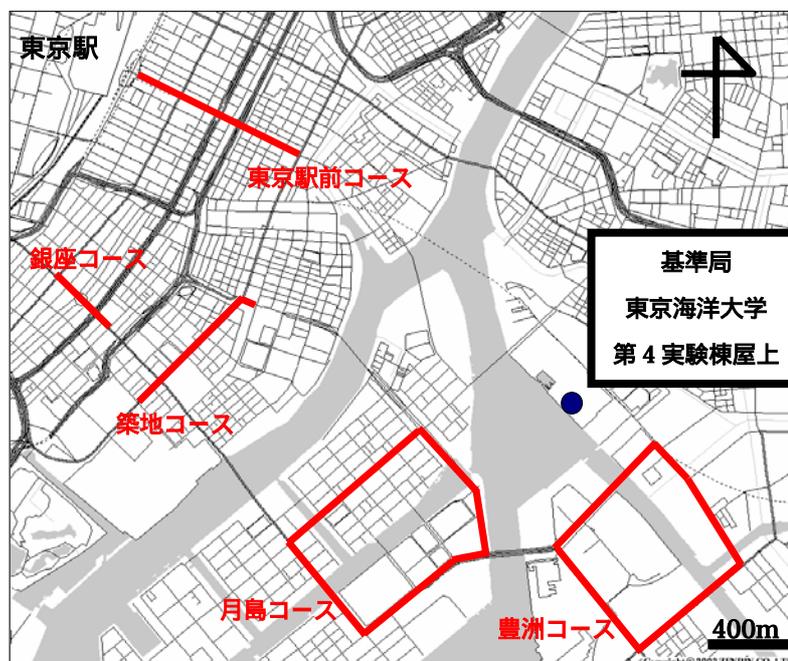


図 5.37 各コース全体と基準局の位置

	周回数	測位数 (閾値なし)	測位数 (閾値 5dBHz)	測位率 (閾値なし)	測位率 (閾値 5dBHz)	衛星数平均値 (閾値なし)	衛星数平均値 (閾値 5dBHz)
月島	1 周	626	614	82.15	80.58	5.69	5.24
東京駅前	1 往復	520	501	93.86	90.43	6.65	5.93
銀座	2 往復	701	659	72.63	68.17	7.13	6.66
築地	2 往復	1551	1529	97.95	96.61	7.65	7.27
豊洲	3 周	1571	1501	87.8	83.87	7.03	6.78

表 5.7 各コースにおける、閾値なしと 5dBHz に設定したときの測位数、測位率、平均衛星数の値

各コースを走行したときに、測位誤差が大きい測位数を調べ、閾値を設定して衛星排除を行ったときに、どのぐらいの数が改善され、またどれだけの数が改善されなかったのか、具体的な数値を出して述べる。

まず、プロット点が走行した道路や車線からずれているときの測位結果では、車線の幅はおよそ 5m 程度なので、およそ 5m からそれ以上の測位誤差があると考えられ、測位誤差が大きい測位数としてコースごとにカウントする。そして各コースで、そのカウントされた測位数の中から、衛星排除プログラムを用いたあとでプロット点が道路に乗ったり、ずれが修正されたときに、改善された結果としてカウントしていく。逆に改善されなかった結果としては、測位結果が変わらなかったもの、HDOP が 5 以上になったもの、逆に測位結果が悪くなったものをカウントした。

また改善率は、(改善された測位数 / 測位誤差が大きい測位数) × 100 として算出した。

表 5.8 に、各コースにおける、測位誤差が大きかった測位結果の数、衛星排除プログラムを用いたときの測位結果の改善数と改善されなかった数、そして改善率を示す。

表 5.8 より、どのコースにおいても、改善率が 80% 以上と非常に高い数値を示しており、東京駅前や銀座コースでは特に、測位誤差が大きい測位数が多かったにも関わらず、その多くが衛星排除プログラムによって改善されていることが分かった。同時に、改善されなかった測位結果が非常に少なく、月島コースでは 0 であった。銀座コースでは、改善されなかった測位数が他のコースに比べ多かったが、表 5.7 に示すように測位率も低く、衛星排除によって HDOP が大きくなってしまったためと考えられる。すべてのコースにおいて、改善されなかった測位数は、測位結果が変わらなかったものや、HDOP5 以上により省かれたものであり、悪くなった測位結果はなかった。

よって、もちろん閾値をいくつに設定するかにもよるが、閾値を大方 5dBHz 程度に設定し衛星排除することで、移動体測位における測位改善が数多くなされることが分かった。衛星排除プログラムはリアルタイムで行えるので、リアルタイムでの改善にも効果的である。

	測位誤差が 大きい測位数	改善された 測位数	改善されなかった (測位結果が変わらない) (HDOP が大きくなり、排除) 測位数	改善されなかった (測位結果が悪くなった) 測位数	改善率
月島	13	13	0	0	100
東京駅前	130	128	2	0	98.46
銀座	172	147	25	0	85.47
築地	42	38	4	0	90.48
豊洲	75	64	11	0	85.33

表 5.8 各コースにおける閾値を設定したときの改善数と改善率

改善されなかった結果について、なぜ改善されなかったのかを検証する。

表 5.8 より、測位結果が悪くなったものは存在しなかったため、改善されなかったプロット点は、測位結果が変わらないか、もしくは HDOP 値の増加によって測位結果が排除されたかである。まず HDOP 値は衛星配置によるものであり、衛星排除によって測位計算に使用される衛星数が減り、値が大きくなることは避けられない。これは将来打ち上げ予定の準天頂衛星によって解決されるべき問題である。準天頂衛星によって衛星数が増え、HDOP の値も小さくなる。よって、衛星排除を行っても HDOP の値が大きくなりすぎる測位結果が減って測位率も上がり、改善率も上がると考えられる。

次に測位結果が変わらないものについて、衛星が排除されなかったことが原因と考えられる。つまり、マルチパスの影響を強く受けている衛星があるものの、その衛星の C/No 値は大きく落ち込んでおらず、基準局との C/No 差も大きくなかったため、設定された閾値よりも小さく、衛星排除が行われなかったと考えられる。衛星排除が行われなかった一例として、銀座コースにおける結果を挙げて検証を行う。

図 5.38 は、銀座コースにおける測位結果を示している。赤いプロット点が閾値なし、青い点が閾値 5dBHz の結果である。表 5.8、また、図 5.39 における拡大図に示すように、測位結果の多くが改善されている。

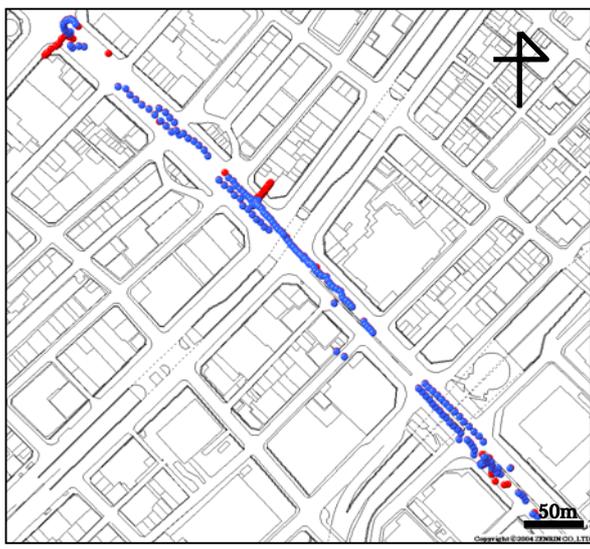


図 5.38 銀座コースにおける測位結果

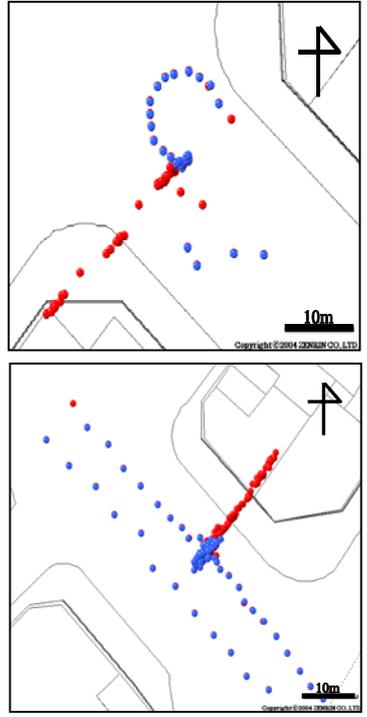


図 5.39 銀座コースにおける改善された測位結果

しかし図 5.40 の拡大図に示されるように、測位結果が道路から大きくずれたままになっており、悪くなったわけではないが、改善されていない測位結果がある。図 5.40 では、2 つの測位結果が 10m 以上も道路からずれているにもかかわらず、改善されずにそのまま残っている。このときの衛星数は 7 機と 8 機であったが、衛星排除プログラムにおいて、閾値を 5dBHz に設定していても 1 機も排除されておらず、同じ衛星数であった。つまり、この時刻においては衛星排除が行われていない。

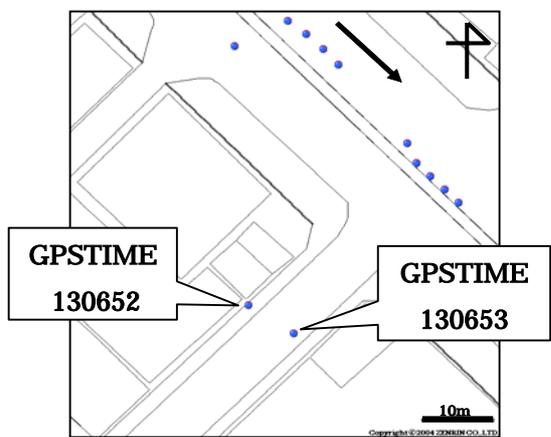


図 5.40 改善されなかった(変わらなかった)測位結果

図 5.41、表 5.9 に図 5.40 においてプロット点が大きくずれている GPS 時刻(130652 秒と 130653 秒)における各衛星の C/No 差の値を示す。表 5.9、図 5.41 より、測位誤差が大きかった時刻において、C/No 差の値はどの衛星であっても 5dBHz を超えておらず、3dBHz 未満であった。よって、この時刻においては閾値 5dBHz を設定しても衛星排除は行われない。

ここで、8 機の衛星の中で一番 C/No 差が大きかった 29 番衛星は、C/No 差はそれぞれ 1.7dBHz、2.5dBHz と低いものの、仰角がおよそ 38 度、方位角が 227 度に位置しており、29 番衛星からの信号はちょうど車が直進している方向のほぼ真横から入ってくることになる。道路の両側は高いビルが立ち並んでいるため、ちょうど交差点に差し掛かったときに信号が届いたと考えられるが、その際に近辺の建築物に反射や回折の影響を受けていることは充分に考えられる。

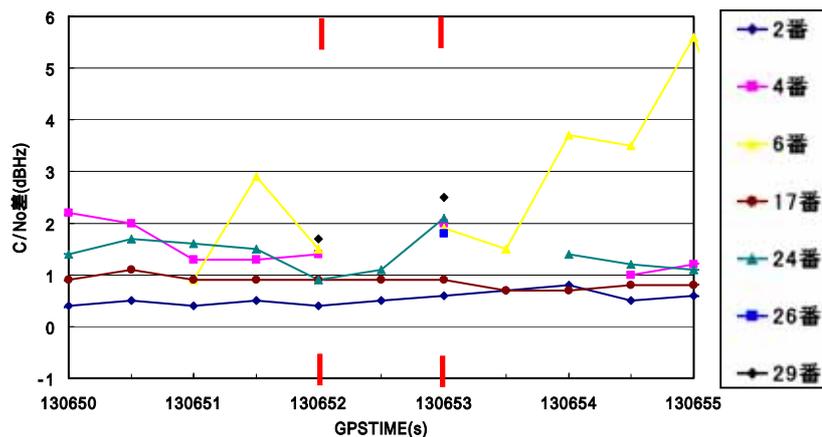


図 5.41 測位結果が改善されない時刻における各衛星の C/No 差

GPSTIME	PRN2	PRN4	PRN6	PRN10	PRN17	PRN24	PRN26	PRN29
130652	0.4	1.4	1.5	0.8	0.9	0.9	値なし	1.7
130653	0.6	2	1.9	0.9	0.9	2.1	1.8	2.5

単位：dBHz

表 5.9 測位結果が改善されない時刻における各衛星の C/No 差の値

よって、130652 秒、130653 秒の 2 つの時刻において 29 番衛星を排除すると、右の図 5.42 に示すように測位結果は改善され、プロット点のずれは大きく修正され、地図が示す道路に乗った。図 5.42 中の緑の点が改善された測位結果である。

よって、29 番衛星においては、閾値を 1dBHz ないし 2dBHz に設定することによって、衛星排除が行われる。しかし、それでは良い測位結果を得るために必要な他の衛星まで排除してしまい、4 機の衛星を確保できなくなる。つまり、測位点がなくなり改善されたとはいえなくなる。

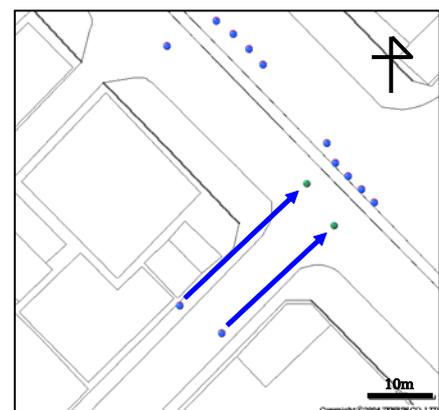


図 5.42 測位結果の改善

以上より、閾値を下げることによって改善される測位結果も存在するが、前節で述べたように測位数、測位率が極端に減ってしまうため、移動体測位結果の改善としてふさわしくない。衛星と周辺環境の関係などを把握することや、取得された衛星の中で一番 C/No 差が大きい衛星に着目することなどを考慮することによって、改善率はさらに上がる可能性がある。

5.7 まとめと考察

本章では、市街地走行における移動体実験を行い、移動体測位におけるマルチパスの影響を調査し、その影響によって劣化された測位精度の改善を行った。

DGPS 測位結果を地図上にプロットしたとき、道路や走行した車線からずれているプロット点において、その時刻にはマルチパスの影響を強く受けている衛星が少なくとも必ず 1 機は存在しており、3D 地図データより得られた周辺環境の配置と衛星位置の関係から、反射や回折などの影響を受けていることが分かった。さらに、そのような衛星の C/No 値は落ち込んでおり、基準局の C/No 値と比較すると大きな差があった。また、デルタ擬似距離変化率の絶対値も大きくなっていった。

移動体測位では、受信アンテナが常に移動しており、アンテナ周辺の環境が時々刻々と変わっていく。そのため、マルチパス波の経路は複雑で、また、サイクルスリップなども頻繁に起こっているため、静止測位のように、具体的なマルチパス誤差量を推定するのは困難である。よって、マルチパスの影響を受けている衛星を検知して測位計算から省くプログラムを作成し、測位精度を向上させることを考えた。

マルチパスの影響を検知するための指標として、基準局と移動局の C/No 比の差を用いた。前述したように、マルチパスの影響を受けている衛星の基準局と移動局の C/No 差は大きかった。デルタ擬似距離変化率の絶対値も大きかったが、車が停車しているようなときには特に、小さい値にも大きい値にもなるため、マルチパスを検知することには適当ではないと考えられる。そこで、C/No 差に閾値を設け、C/No 差がその閾値を超えたときにその衛星を測位計算から省く衛星排除プログラムを作成した。

この衛星排除プログラムを用いることにより、劣化した測位結果が改善され、測位誤差が大きく低減されることが分かった。しかし、衛星排除プログラムの中で設定する閾値の値によって、測位率が劇的に減少してしまう場合や測位結果の改善がなされない場合などがある。本実験により、閾値は走行するコースの周辺環境にもよるが、大方 4dB から 7dB の間で設定することが適切であることが分かった。そして、閾値を 5dB に設定したときの測位結果の改善率を調査すると、周辺環境が悪いコースなど含め、80%以上の非常に高い改善率が得られた。さらに、衛星排除プログラムによって、測位結果が改善されなかったところがあるものの、測位結果が悪くなったところは全く存在しなかった。

以上より、基準局と移動局の C/No 比を利用した衛星排除プログラムは、移動体測位精度の向上に有用であると考えられる。適切な閾値を設定できれば、大方の測位結果のずれは修正され、測位精度は改善される。しかし、衛星排除を行うことによって、測位率は確実に減少する。また DOP 値も大きくなり、測位結果に影響を及ぼす。さらに、捕捉衛星数が 4 機であるときには、衛星を排除することは出来ない。これらの問題は、将来打ち上げ予定の準天頂衛星など、衛星数が増えることによって解決されることが考えられる。衛星数増加に伴い、測位率が上がることが予測され、また DOP の影響は衛星数の減少によるものであるから、衛星数を多く捕捉できれば DOP 値は小さくなる。これは、衛星排除を行って衛星数が減少しても HDOP の値が大きくなる測位結果が減り、改善率も上がると考えられる。そしてさらに、閾値を引き下げることが出来る。現状の測位では、実験結果より適切な閾値は 4dBHz から 7dBHz としたが、衛星数の増加によって、4dBHz 以下の閾値に設定しても、測位率を大幅に減少させることなく、改善率を上げることが出来ると考えられる。

第6章 結論

6.1 本論文のまとめ

本研究では、GPS 測位において主な誤差要因となっているマルチパスについて、静止測位と移動体測位それぞれに対する影響を調査し、短基線 DGPS 測位精度の改善を行った。以下に本研究の結果を示す。

静止測位において、反射波、回折波のマルチパス波に焦点をあてて調査を行い、さらに静止測位精度の改善を行った。

反射の影響として、反射板によるマルチパス誤差量について調査した。実験で用いた反射板は、アルミニウム、木材、コンクリート、鉄、ダンボールの5種類であるが、反射板によってマルチパス誤差量は異なる。反射板によるマルチパス誤差として、アルミや鉄は導電物質であるために、衛星の到来電波が反射しやすく、マルチパス誤差はダンボールやコンクリートよりも大きな値となった。5種類の反射板すべてを比較すると、鉄、アルミニウム、木材、コンクリート、ダンボールの順にマルチパス誤差量が大きかった。

回折の影響として、ナイフエッジによる回折損を調査すると、信号強度が大幅に劣化しており、衛星と受信アンテナを結ぶ見通し線に遮蔽物が存在した場合には5dB以上の回折損を受けることが分かった。さらに、安定した受信電力を得るためには、見通し線と障害物との間におよそ数m以上の距離が必要であることが分かった。また、ナイフエッジによる理論値と実測位において受けた回折損は非常に近似していた。

マルチパス環境下における静止測位精度の向上として、CC-Differenceによりマルチパス誤差量を推定し、各衛星の擬似距離から差し引くことで、測位精度が向上した。さらに、回折の影響を排除するために基準局と移動局のC/No比の差が大きい衛星を測位計算から省くことで、測位結果はさらに大幅に改善されることが分かった。本章で述べたマルチパス低減方法が測位精度向上に有用であることが分かった。

移動体測位において、市街地走行における移動体実験を行い、移動体測位におけるマルチパスの影響を調査し、その影響によって劣化された測位精度の改善を行った。

移動体測位実験の結果として、マルチパスの影響を受けている衛星のC/No比は落ち込んでおり、基準局のC/No比と比較すると大きな差があった。移動体測位において、具体的なマルチパス誤差量を推定するのは困難であるが、マルチパスの影響を強く受けている衛星を検知することができた。

よって、基準局と移動局のC/No比の差に閾値を設け、マルチパスの影響を受けている衛星を検知し、その衛星を測位計算から省くプログラムを用いると、地図上にプロットされた測位結果のずれが修正され、測位誤差が低減される結果となった。そしてこのプログラムでは、設定する閾値の値によって、測位率や測位結果の改善率が変わるが、4dBから7dBの間に設定することが適切であることが分かった。また、衛星排除プログラムによって、測位結果が改善されなかったところがあるものの、測位結果が悪くなったところは全く存在しなかった。

以上より、C/No比を利用した衛星排除プログラムは、移動体測位精度改善に有用であることが分かった。適切な閾値を設定できれば、大方の測位結果のずれは修正され、測位精度は改善される。しかし、衛星を測位計算から排除することによって、測位率の減少や、HDOPの増加などの問題が出てくる。これらの問題は、将来打ち上げ予定の準天頂衛星など、衛星の数が増えることによって解決されると考えられる。

参考文献

- (1)安田明生、「GPS シンポジウム 2001」, 社団法人日本航海学会 GPS 研究会、pp.193-pp.239、2001
- (2)土屋淳・辻宏道、「新・GPS 測量の基礎」, 社団法人日本測量協会、2002
- (3)細矢良雄、「電波伝搬ハンドブック」, リアライズ社、1999
- (4)久保信明・安田明生・鈴木崇史、「衛星測位におけるマルチパス誤差の削減と高精度化への可能性について」, 電子情報通信学会技術研究報告(ITS 研究会)資料、信学技報、Vol.104、No.230、pp.7-pp.12、July. 2004
- (5)久保信明・安田明生、「定点測位におけるコードマルチパス誤差の削減について」, 信学論(B) Vol.J86-B、No.1、pp.104-pp.112、Jan. 2003
- (6)K.Breivik and B.Forsell、「Multipath Error in GPS Pseudo-range Measurements」, Navigation Journal of the Institute of Navigation、USA、Vol.44、No.1、Spring. 1997
- (7)J.Sleewaegen, F.Boon、「Mitigating Short-Delay Multipath: a Promising New Technique」, Proceedings of ION GPS 2001、Salt Lake City、pp.204-213、Semptember. 2001
- (8)L.Garin, J.M.Rousseau、「Enhanced Strobe Correlator Multipath Rejection for Code & Carrier」, Proceedings of ION GPS 1997、Kansas City MO、pp.559-568、Semptember. 1997
- (9)T.Suzuki, N.Kubo, A.Yasuda、「The Possibility of the Precise Positioning and Multipath Error Mitigation in the Real-time」, The International Symposium on GPS/GNSS, Sydney Australia, December. 2004
- (10)鈴木崇史・久保信明・安田明生、「GPS 測位におけるマルチパス誤差の評価」第 20 回センシングフォーラム資料、pp.129-pp.134、2003
- (11)鈴木崇史・久保信明・安田明生、「市街地走行中の DGPS 測位におけるマルチパスの影響」, 電子情報通信学会、2004

謝辞

本研究を行うにあたり、あらゆる面で多大な御指導と御鞭撻を賜った安田明生教授に厚く御礼申し上げます。安田教授の下での三年間は何事にも代え難く、国際学会での発表など非常に貴重な経験を数多くさせていただきました。

本研究に関して、終始多大なご教示ご示唆をいただき、さらに実験やその解析など、本研究のすべての段階で有益なご指摘をいただいた久保信明助手に心より御礼申し上げます。久保助手のご指導があったおかげで、本論文を書き上げることが出来ました。

実験だけでなく、GPS/GNSS シンポジウムや研究室内の懇親会など、様々なご助言を頂きました川村雅志技官に厚く御礼申し上げます。

移動体測位実験などお世話になりました、浅子正浩様をはじめ、測位衛星技術株式会社の皆様に心より感謝申し上げます。

本研究において、さまざまなアドバイスをいただきました本大学博士後期課程の吉田将司さんに感謝申し上げます。

研究だけでなく私生活においても大変お世話になりました、同期生の近藤俊一郎君、富永貴樹君に感謝申し上げます。

様々な実験において、お手伝いいただいた本大学学部生の片上哲士君に感謝申し上げます。

情報通信工学研究室のOB 諸氏、学生諸君には、日々の生活において様々な面でお世話になりました。感謝の意を表します。

最後に、大学院進学において多大なご援助、日々の生活におけるアドバイスをいただきました両親、兄弟に心より御礼申し上げます。