

修士学位論文

GPS 測位における
電離圏の影響に関する研究

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

2003213 富永貴樹

ABSTRACT

The author investigated and evaluated the ionospheric effect on GPS positioning.

Firstly, two filtering algorithm were applied, namely “Hatch Filter” and “Kalman Filter”, for ionospheric delay real time estimation in point positioning. If one user could measure dual frequency, it would not be so difficult to estimate the ionospheric delay since the delay depends on signal frequency. Because of pseudo-range noise, however, the filter application for the ionospheric delay estimation would be necessary to improve GPS point positioning accuracy. Both filters showed beautiful filtering result, and realized very good point positioning result. Thus, “Hatch filter” and “Kalman filter” were really effective for the ionospheric delay estimation.

Secondly, the ionospheric effect on medium range carrier-phase DGPS were evaluated. The carrier-phase DGPS performs a few cm positioning result. Because of ionospheric different condition between reference and rover stations, however, ambiguity resolution in real time would be very difficult, or even impossible. For the evaluation, one reference station and three rover stations located on the same latitude had been prepared. The distances were about 26, 33, and 46 km respectively. From the analysis, quite interesting results has appeared. Distance-dependant ionospheric errors were confirmed. Moreover, pretty precise positioning results were realized by using ionosphere-free combination.

Finally, the ionospheric effect on network based GPS systems were investigated. The concept of using network is to improve ambiguity success rate in medium and long range carrier-phase DGPS to correct ionospheric error and non-dispersive error (the errors except ionosphere) generated from reference stations network. However, it is said that there are some troubles in the systems because interpolation algorithm, which are adopted methods there, has limit in its performance. Therefore network data were obtained for the investigation. Although correction data generated from reference stations network were applied for the rover station, ambiguity resolution was terribly poor for ionosphere. The ionospheric delay had not been estimated precisely by interpolation. So the author applied ionosphere-free combination for ambiguity resolution and positioning. Ambiguity success rate had pretty improved, from about 72% by conventional method, which collects L1 observations, to more than 86% by the ionosphere-free combination. Furthermore, the ionosphere-free combination achieved highly precise positioning result. Thus, it was appeared that ionosphere disturbs ambiguity resolution and precise positioning even if reference stations network were adjusted, and that ionosphere-free combination is really effective in this case.

目次

第 1 章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 研究の目的	1
第 2 章 擬似距離及び電離圏遅延量推定における フィルタリングアルゴリズムの比較	3
2.1 はじめに	3
2.2 フィルタリングアルゴリズム	3
2.2.1 ハッチフィルタ	5
2.2.2 カルマンフィルタ	7
2.3 実験結果	11
2.4 まとめと考察	13
第 3 章 中基線搬送波測位における電離圏の影響に関する研究	15
3.1 はじめに	15
3.2 線型結合と電離圏誤差算出法	15
3.2.1 ワイド・レーン(Wide-Lane)	16
3.2.2 電離圏フリー結合(Ionosphere-Free Combination)	17
3.2.3 電離圏誤差算出法	19
3.3 実験結果	20
3.3.1 実験概要	20
3.3.2 測位結果比較	21
3.3.3 電離圏誤差比較	22
3.4 まとめと考察	24
第 4 章 ネットワーク RTK-GPS における電離圏の影響	25
4.1 はじめに	25
4.2 ネットワーク RTK-GPS の概要	25
4.2.1 Linear Combination Model (LCM)	27
4.2.2 Distance-based Linear Interpolation Model (DIM)	28

4.3	実験概要	28
4.3.1	解析データの情報	28
4.3.2	アンビギュイティ決定方法	29
4.4	実験結果	32
4.4.1	電離圏誤差比較	32
4.4.2	電離圏以外の誤差	35
4.4.3	測位結果比較	37
4.4.4	アンビギュイティ決定性能比較	39
4.4.5	ネットワーク RTK における電離圏フリー結合 (Ionosphere-free Combination)の有効性	40
4.5	まとめと考察	42
第5章	総括	43
5.1	結論	43
5.2	今後の課題	44

謝辞

参考文献

第1章 序論

1.1 研究の背景

今日、カーナビゲーションシステムや携帯電話の普及などにより、「GPS : Global Positioning System」は一般的な言葉になりつつあるように感じる。実時間で高精度な測位を行うことが出来るため、日常生活や、さらには安全の視点からも非常に使い勝手が良いからではないかと思われる。また一方で、更なる測位精度の向上が要求されていることも事実である。

電離圏は、GPS 測位において無視することの出来ない大きな誤差要因である。GPS 信号の遅延をもたらす電離圏は測位誤差を引き起こし、また cm レベルでの測位が可能な搬送波測位においてはアンビグイティ(ambiguity)決定にも大きく影響する。しかしながら、電離圏遅延量の推定方法や、搬送波測位における電離圏遅延の影響はこれまで示された例は少ないのが現状である。

1.2 研究の目的

本研究の目的は、GPS 測位における電離圏の影響を明らかにし、それらを除去することである。本稿では以下の3項目に関して議論する。

- (1) 擬似距離及び電離圏遅延量推定におけるフィルタリングアルゴリズムの比較
- (2) 中基線搬送波測位における電離圏の影響
- (3) ネットワーク RTK-GPS 測位における電離圏の影響

(1)では GPS の単独測位における擬似距離及び電離圏遅延量のフィルタリングアルゴリズムを紹介し、比較・検討する。擬似距離と2周波観測から得られる電離圏遅延量はノイズが大きいため、測位に使用する場合はフィルタリングが必須である。そこでフィルタリングにおいて有効であるといわれる「ハッチフィルタ(Hatch filter)」と、「カルマンフィルタ(Kalman filter)」の2つのアルゴリズムを適用し、比較する。これは筆者が学部生時の卒業論文で課題として残したものである。

(2)では中基線搬送波測位における電離圏の影響を評価する。本稿での中基線は基線長20から50 km 程度とする。中基線搬送波測位においては実時間でのアンビグイティ決定が最も重要な課題である。しかし、中基線長では電離圏遅延が原因でアンビグイティ決定が非常に困難となる。そこでどの程度影響があるのかを調査するため、基準局とユーザ局との電離圏残差と、それによって引き起こされる測位誤差を示し、考察する。

(3)ではネットワーク RTK-GPS 測位における電離圏の影響を調査する。ネットワークを用いても、その能力が十分に発揮されないとの報告があり、さらにそれは電離圏に起因するのではないかとされている。そこで推定される電離圏遅延量と実際の電離圏残差を比較することで、ネットワーク RTK における問題点

を提示する。また測位結果とアンビギュティ決定性能の視点からも電離圏の影響を考察する。さらに、それら問題点の解決策を見出す。

第2章 擬似距離及び電離圏遅延量推定における

フィルタリングアルゴリズムの比較

2.1 はじめに

GPS 測位において、2周波観測が行える場合は電離圏遅延量を推定することが出来る。これは電離圏遅延量が信号の周波数に依存するという性質を利用したものである。しかしながら、擬似距離には大きなノイズが含まれるため、測位に使用するためにはフィルタリングを施すことが必須である。これは電離圏遅延量だけでなく擬似距離においても同様であり、また多くの GPS 受信機ではこうした処理が採用されているようである。特に、搬送波位相を用いた擬似距離のフィルタリングはキャリアスムージングと呼ばれる。そこで本章では、数あるフィルタリングアルゴリズムの中でもキャリアスムージングにおいて有益であると言われる「ハッチフィルタ(Hatch Filter)」と、「カルマンフィルタ(Kalman Filter)」の2つのフィルタリングアルゴリズムを紹介し、比較・検討する。

2.2 フィルタリングアルゴリズム

GPS 受信機から得られる観測方程式は以下のように表される。

$$\rho_{L1} = s + I_{L1} + b + \varepsilon_{\rho_{L1}} \quad (2.1a)$$

$$\rho_{L2} = s + \gamma \cdot I_{L1} + b + \varepsilon_{\rho_{L2}} \quad (2.1b)$$

$$\lambda_{L1} \cdot \phi_{L1} = s - I_{L1} + b + \lambda_{L1} \cdot N_{L1} + \varepsilon_{\phi_{L1}} \quad (2.1c)$$

$$\lambda_{L2} \cdot \phi_{L2} = s - \gamma \cdot I_{L1} + b + \lambda_{L2} \cdot N_{L2} + \varepsilon_{\phi_{L2}} \quad (2.1d)$$

ここでは変数を以下のように定義する。特に指定が無いものの単位はメートルである。

ρ_{L1}, ρ_{L2}	: L1, L2 の擬似距離
ϕ_{L1}, ϕ_{L2}	: L1, L2 の搬送波位相、単位はサイクル
s	: アンテナと衛星との真の距離
I_{L1}	: L1 に対する電離圏遅延量
$\lambda_{L1}, \lambda_{L2}$: L1, L2 の搬送波の波長
N_{L1}, N_{L2}	: L1, L2 の搬送波のアンビギュイティ
b	: 衛星及び受信機時計誤差、対流圏誤差をまとめた項(本章では不要)
ε	: それぞれの観測方程式のノイズ

$$\gamma : f_{L1}^2 / f_{L2}^2 (\approx 1.65)、無次元(単位無し)$$

また、式(2.1)より、L1 に対する電離圏遅延量 I_{L1} は、以下の方程式から得られる。

$$\begin{aligned} I\rho &\equiv I_{L1} + \varepsilon_{I\rho} \\ &= \frac{1}{\gamma - 1}(\rho_{L2} - \rho_{L1}) + \varepsilon_{I\rho} \end{aligned} \tag{2.2a}$$

$$\begin{aligned} I\phi &\equiv I_{L1} + \varepsilon_{I\phi} \\ &= -\frac{1}{\gamma - 1}[\lambda_{L2} \cdot (\phi_{L2} - N_{L2}) - \lambda_{L1} \cdot (\phi_{L1} - N_{L1})] + \varepsilon_{I\phi} \\ &= -\frac{1}{\gamma - 1}(\lambda_{L2} \cdot \phi_{L2} - \lambda_{L1} \cdot \phi_{L1}) - \Delta N_{ion} + \varepsilon_{I\phi} \end{aligned} \tag{2.2b}$$

$I\rho$ と $I\phi$ はそれぞれ、擬似距離と搬送波位相によって求められる電離圏遅延量で、式(2.2a)と(2.2b)の値を区別するために用いる。 ε はそれぞれの電離圏遅延量のノイズで、 ΔN_{ion} は L1 と L2 の搬送波位相に含まれるアンビギュイティをまとめた項である。

$I\rho$ と $I\phi$ には次のような性質がある。 $I\rho$ は推定は容易であるがノイズが大きい。また、 $I\phi$ はノイズが非常に小さく無視できるがアンビギュイティが存在し、またその推定は非常に困難である。しかしアンビギュイティの値はサイクルスリップが起こらなければ一定である。これらの性質は式(2.1)の擬似距離と搬送波の持つ性質と同様である。これは次節で述べるが、アンビギュイティの推定が困難であるため $I\phi$ の時間変化量を用いて $I\rho$ をフィルタリングするといった手法がとられる。

図 2.1 は式(2.2)から得られる値の例である。データは 2004 年 12 月 16 日に東京海洋大学海洋工学部で、Novatel 社製 OEM4 受信機で取得したもので、17:00 から約 2.5 時間の、4 番衛星の電離圏遅延量である。式(2.2b)における ΔN_{ion} は無視した。図から前述した性質がわかる。これらに対して、擬似距離のノイズ軽減を目的としたキャリアスムージングにおいて利用される「ハッチフィルタ」と、数あるフィルタ理論の中で最適であると言われ、工学の分野において広く用いられる「カルマンフィルタ」を両式に適用する。

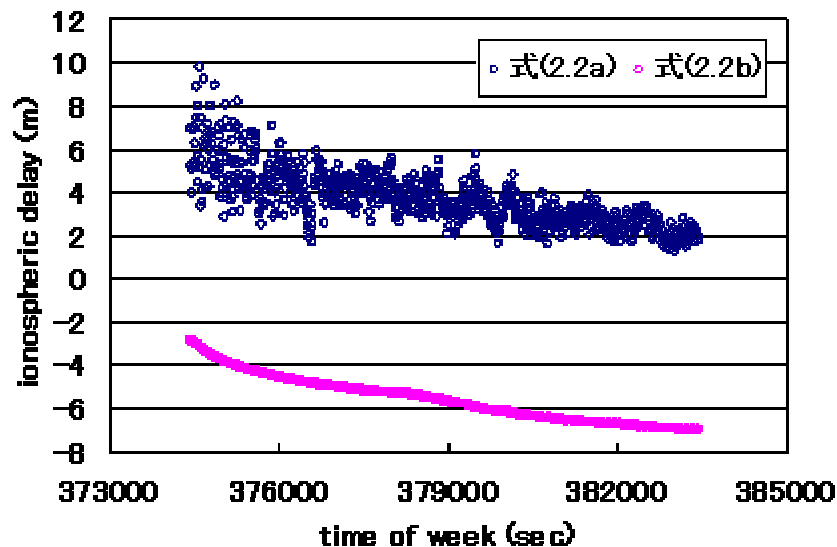


図 2.1 電離圏遅延量の例

2. 2. 1 ハッチフィルタ

ハッチフィルタは、サイクルスリップの起こらない間にノイズの非常に小さな搬送波位相を用いて、擬似距離のノイズを軽減する、といったものである。特徴は、比較的単純なアルゴリズムであるにもかかわらずその効果が絶大なことである。ハッチフィルタを式(2.1a)、(2.1c)に適用すると、以下のように表される。

$$\hat{\rho}_{L1,k+1} = \frac{M-1}{M} [\hat{\rho}_{L1,k} + \lambda_{L1} \cdot \Delta\phi_{L1,k+1}] + \frac{1}{M} \cdot \rho_{L1,k+1} \quad (2.3)$$

ここで、 $\hat{\rho}_{L1,k}$ はエポック k における推定値（フィルタリングされた $L1$ の擬似距離）である。また、 $\Delta\phi_{k+1} \equiv \phi_{L1,k+1} - \phi_{L1,k}$ である。 M は平均化定数と呼ばれ、平均化に使用する測定回数である。 M の値を設定することでフィルタリングの能力を調節できる。20 から大きくて 2000 程度の間に設定するのが一般的なようである。本稿ではやや大きめの値 $M = 1000$ とする。

さて、ここで $L1$ の擬似距離と搬送波位相の差分を考える。

$$\begin{aligned} div_{L1} &\equiv \rho_{L1} - \lambda_{L1} \cdot \phi_{L1} \\ &= 2 \cdot I_{L1} - \lambda_{L1} \cdot N_{L1} + (\varepsilon_{\rho_{L1}} - \varepsilon_{\phi_{L1}}) \end{aligned} \quad (2.4)$$

式(2.4)からわかるように、電離圏遅延は擬似距離と搬送波に対して正負が逆の遅延をもたらすため、 $2 \cdot I_{L1}$ の項が存在する。アンビギュイティの項 $\lambda_{L1} \cdot N_{L1}$ はサイクルスリップが起こらなければ値は一定であるため、フィルタリングに問題は生じない。しかしながら、電離圏遅延は時刻によって変化するため、フィルタリングにおいて補正が必要な場合がある。電離圏遅延は時間軸に対して緩やかに変化するため、エポック間の時間が小さければ $2 \cdot I_{L1}$ の値は非常に小さい。そのため M の値を 200 程度以下に設定する場合は無視しても差し支えない。しかしながら、本稿では $M = 1000$ とするため、 $2 \cdot I_{L1}$ の値は時間と共に大きく変化する。そのため補正する必要がある。本稿では以下のようにした。

$$\Delta I_{L1,k} \equiv -\frac{2}{\gamma-1} (\lambda_{L2} \cdot \Delta\phi_{L2,k} - \lambda_{L1} \cdot \Delta\phi_{L1,k}) \quad (2.5)$$

式(2.5)によって求められる電離圏遅延の補正項を用いて、式(2.3)を以下のように表す。

$$\hat{\rho}_{L1,k+1} = \frac{M-1}{M} [\hat{\rho}_{L1,k} + \lambda_{L1} \cdot \Delta\phi_{L1,k+1} + \Delta I_{L1,k+1}] + \frac{1}{M} \cdot \rho_{L1,k+1} \quad (2.6)$$

式(2.6)は、搬送波位相の変化分に電離圏の変化分を加味することで補正を実現している。

図 2.2 はフィルタリング結果の例である。データは図 2.1 と同様である。 $M = 10$ とした場合の式(2.3)の値と、 $M = 1000$ とした場合の式(2.3)と(2.6)の値との搬送波位相の差の値を示してある。 M に大きな値を設定した場合の電離圏遅延補正の必要性が現れている。

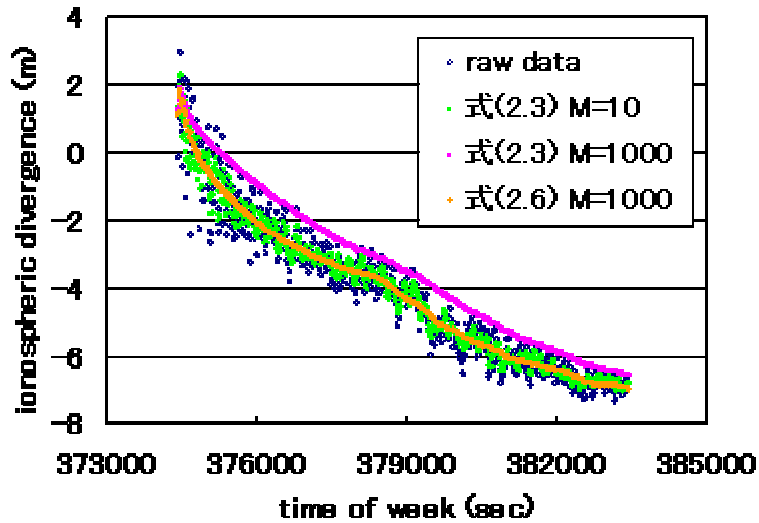


図 2.2 フィルタリング結果の例

また、電離圏遅延量については式(2.5)、(2.6)のような補正は不要である。よって式(2.2)から、式(2.3)と同様のフィルタリングすればよい。

$$\hat{I}\rho_{k+1} = \frac{M-1}{M} [\hat{I}\rho_k + (I\phi_{k+1} - I\phi_k)] + \frac{1}{M} \cdot I\rho_{k+1} \quad (2.7)$$

$\hat{I}\rho_k$ はエポック k におけるフィルタリングされた L1 の電離圏遅延量である。

図 2.3 に、本稿で使用したハッチフィルタのアルゴリズムのフローチャートを示す。

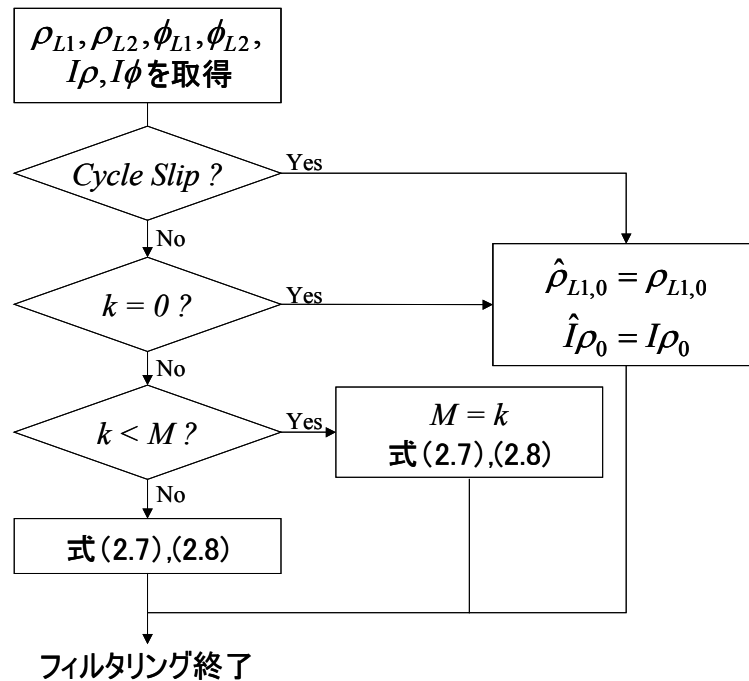


図 2.3 ハッチフィルタのフローチャート

2.2.2 カルマンフィルタ

1960年、Rudolf Emil Kalmanによって時系列に対するフィルタリング理論が発表された。それ以来カルマンフィルタは、デジタル演算におけるその優位性から多くの分野に応用されてきた。GPS測位の分野もその例外ではない。

カルマンフィルタは、簡単に言えば観測量からある時刻におけるシステムの状態に関する最適な推定量を求めるアルゴリズムである。詳細な記述については、[5]、[6]、[7]、[8]などを参照していただきたい。

本稿では時間計算量及び領域計算量削減の観点から、式(2.1a)と(2.1c)の差および式(2.2a)と(2.2b)の差、すなわちアンビギュイティの項を推定することにした。搬送波位相のノイズが非常に小さいことと、サイクルスリップが起これなければアンビギュイティの値が一定であるという性質を利用したものである。これにより観測量を時不変かつスカラーであるとみなすことが出来る。以下に適用したカルマンフィルタのアルゴリズムを示す。但し、GPS受信機から得られるデータは離散的に得られることから、離散時間型カルマンフィルタを適用する。

フィルタ導出のため、まずは式(2.1)、(2.5)から以下の方程式を用意する。

$$\rho_{L1} - \lambda_{L1} \cdot \phi_{L1} + \Delta I_{L1} = \lambda_{L1} \cdot N_{L1} + (\varepsilon_{\rho_{L1}} - \varepsilon_{\phi_{L1}}) \quad (2.8)$$

式(2.8)を用いて、状態方程式及び観測方程式を以下のように表す。

状態方程式：

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A \cdot x_k + B \cdot u_k + w_k \\ &= x_k + w_k \end{aligned} \quad (2.9a)$$

観測方程式：

$$\begin{aligned} y_k &= H \cdot x_k + v_k \\ &= x_k + v_k \end{aligned} \quad (2.9b)$$

x_k はエポック k における状態の推定量で、 $x_k = \lambda_{L1} \cdot N_{L1}$ である。状態は時不変であるため状態遷移行列 $A=1$ 、外部入力もないため $u=0$ である。 y_k はエポック k における観測量である。観測量 y は直接状態を表すため、観測行列 $H=1$ である。

ランダム雑音 w_k と v_k は、互いに独立な正規性白色雑音と仮定する。

$$\begin{aligned} p(w) &= N(0, Q) \\ p(v) &= N(0, R) \end{aligned} \quad (2.10)$$

状態の遷移における雑音は非常に小さいものとみなし、 $Q=0$ とした。また、観測雑音 R はほぼ衛星の仰角に依存するため、以下の指数近似式を用いた。

$$R(el) = \left[a_0 + a_1 \cdot \exp\left(-\frac{el}{a_2}\right) \right]^2 \quad (2.11)$$

el は衛星の仰角で、単位は度である。 R の値は仰角によって値が変化するが、本稿では $k=0$ における R の値を格納し、一定とした。係数 a_0 、 a_1 、 a_2 の値については後で述べる。

式(2.9)に対してカルマンフィルタを適用すると、以下の式を得る。

カルマンゲイン:

$$K_k = \hat{P}_k \cdot (\hat{P}_k + R)^{-1} \quad (2.12a)$$

フィルタ方程式:

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= x_{k-1} \\ x_k &= \hat{x}_k + K_k \cdot (y_k - \hat{x}_k) \end{aligned} \quad (2.12b)$$

共分散方程式:

$$\begin{aligned} P_k &= (1 - K_k) \cdot \hat{P}_k \\ \hat{P}_{k+1} &= P_k + Q \end{aligned} \quad (2.12c)$$

K_k はエポック k におけるフィルタゲインで、 P_k は推定される(共)分散である。本稿では式(2.10)において $Q=0$ としたため、ハッチフィルタの平均化定数ようなものが無く、無限にフィルタリングが施される。そこでハッチフィルタとの比較のため、同様に $M=1000$ と設定し、式(2.12c)の計算は $k < M$ までとした。

最後に式(2.12b)より推定された x_k を用いて、 $\hat{\rho}_{L1,k}$ を式(2.13)から求める。

$$\hat{\rho}_{L1,k} = \lambda_{L1} \cdot \phi_{L1,k} + x_k \quad (2.13)$$

電離圏遅延量の推定についてもほぼ同様である。式(2.2)から、式(2.8)同様方程式を用意する。

$$I\rho - I\phi = \Delta N_{ion} + (\varepsilon_{I\rho} - \varepsilon_{I\phi}) \quad (2.14)$$

但し、状態変数 $x_k = \Delta N_{ion}$ である。擬似距離と同様に式(2.9)~(2.12)の処理を施し、 $\hat{I\rho}_k$ を求める。

$$\hat{I\rho}_k = I\phi + x_k \quad (2.15)$$

さて、ここで式(2.11)における係数 a_0 、 a_1 、 a_2 の値について述べる。本稿では式(2.14)、(2.16)と以下の手順でノイズの近似式を導出した。但し、今回の実験に使用した受信機 Novatel 社製 OEM4 において「csmooth2,2」とコマンドしたときのノイズの近似値である。搬送波位相のノイズは非常に小さいため無視する。

$$\varepsilon_{\rho_{L1}} = (\rho_{L1} - \lambda_{L1} \cdot \phi_{L1}) + 2 \cdot \frac{\lambda_{L2} \cdot \phi_{L2} - \lambda_{L1} \cdot \phi_{L1}}{\gamma - 1} \quad (2.16)$$

- ① 全ての衛星の観測量から式(2.14)、(2.16)の値を、全ての時刻において求める。
- ② アンビギュイティの項を無視するためサイクルスリップの起こっていないインターバルでゼロ平均化する。
- ③ 仰角ごとに標準偏差の値を求める。

上記の手順で求められた分散の値から式(2.11)の係数を決定した。表 2.1 に a_0 、 a_1 、 a_2 の値を、図 2.4 に手順③の値と式(2.11)の値を示す。非常に良く近似出来ていることがわかる。

表 2.1 観測雑音近似式の変数

	a_0	a_1	a_2
L1 擬似距離	0.16	0.70	20.88
電離圏遅延量	0.16	1.37	27.50

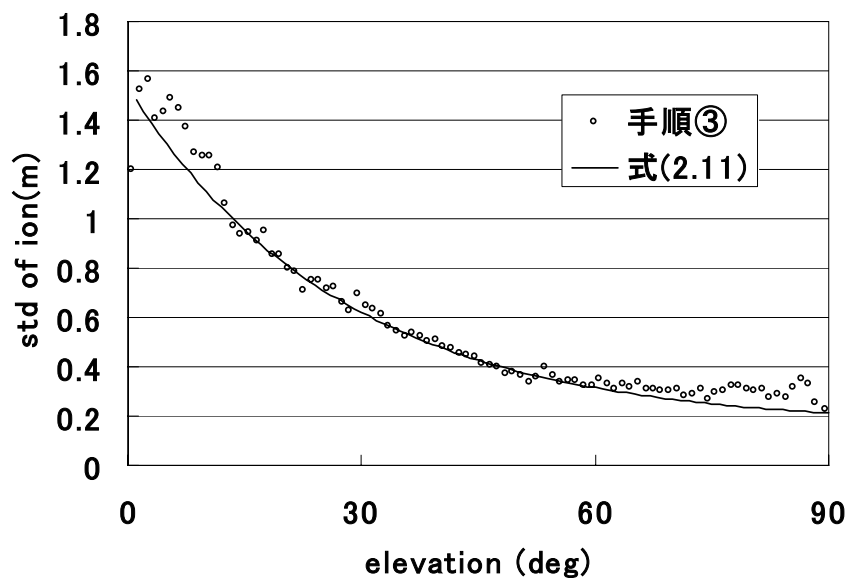


図 2.4a 電離圏遅延量の標準偏差と近似式

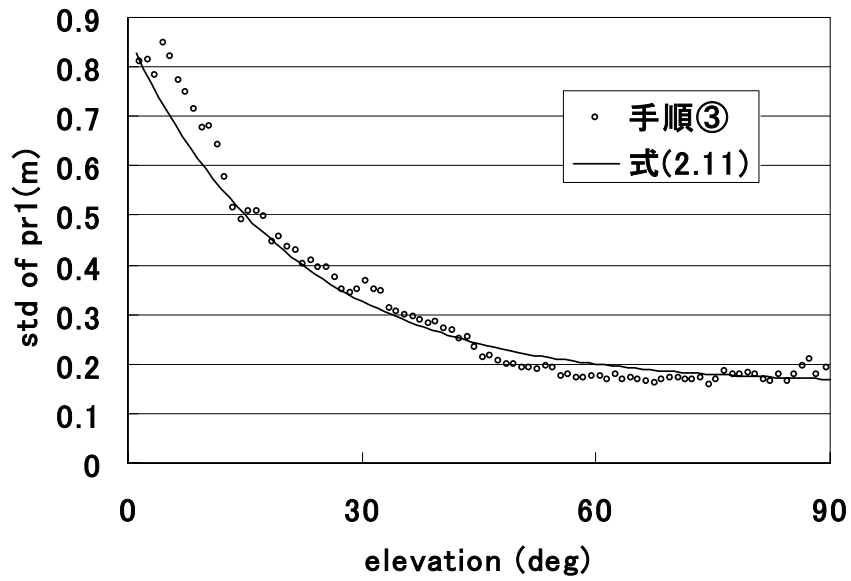


図 2.4b L1 擬似距離の標準偏差と近似式

最後に、本稿で適用したカルマンフィルタのアルゴリズムのフローチャートを図 2.5 に示す。

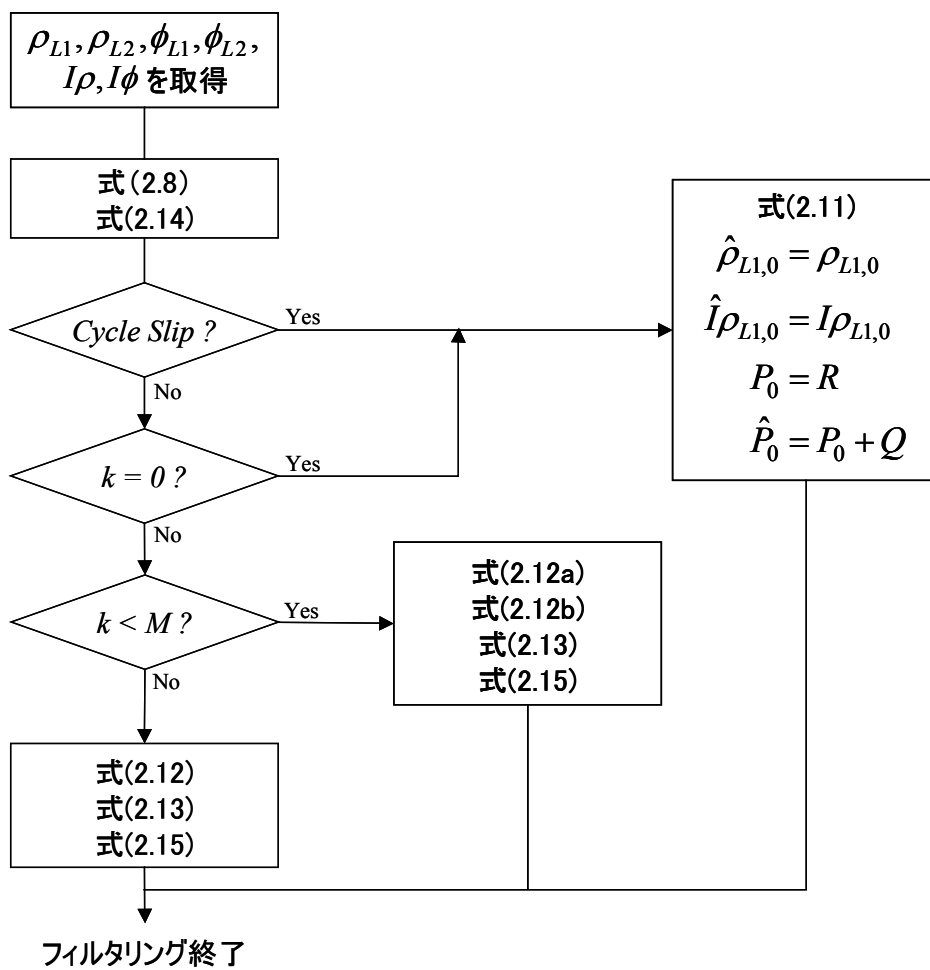


図 2.5 カルマンフィルタのフローチャート

2.3 実験結果

2.2節で示したアルゴリズムを実データから比較・検討する。使用したデータは東京海洋大学海洋工学部第4実験棟屋上で取得した。受信機は Novatel 社製 OEM4 である。日時は 2004 年 12 月 15 日の 20:00 から 24 時間で、サンプリングレートは 1Hz である。

OEM4 受信機はキャリアスムージングの平均化定数、すなわち式(2.7)における M の値を「2」から「2000」の範囲に設定する必要がある。今回はその値を「2」とし、ほぼ生データに近い受信機の出力値を取得することにした。

まずはフィルタリング結果を比較する。図 2.6 は1番衛星の、図 2.7 は18番衛星の L1 擬似距離と電離圏遅延量それぞれのフィルタリング結果である。図からは2つのフィルタの違いは見られない。これは、フィルタリング結果が L1 擬似距離と電離圏遅延量共に数 cm 以内で一致したためである。

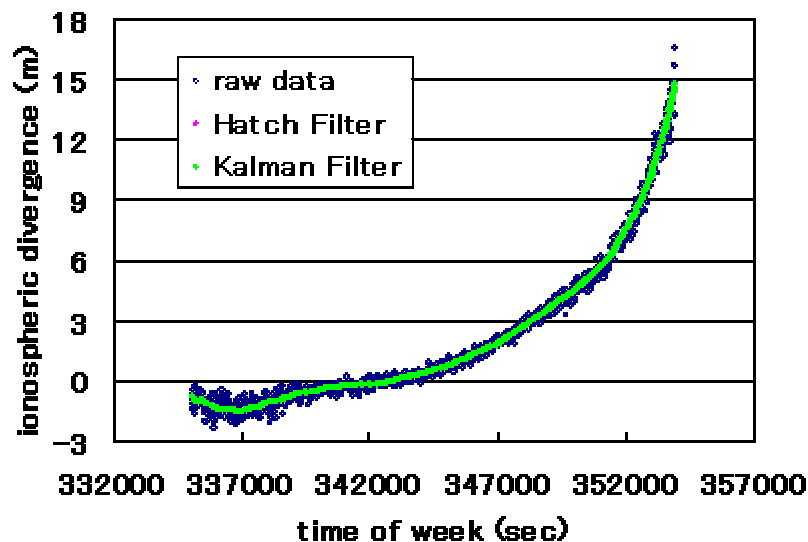


図 2.6a 1番衛星の L1 擬似距離のフィルタリング結果

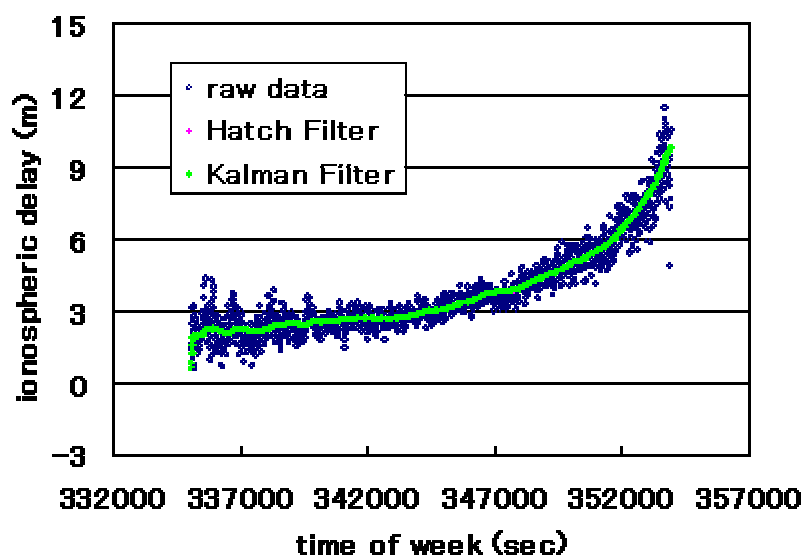


図 2.6b 1番衛星の電離圏遅延量のフィルタリング結果

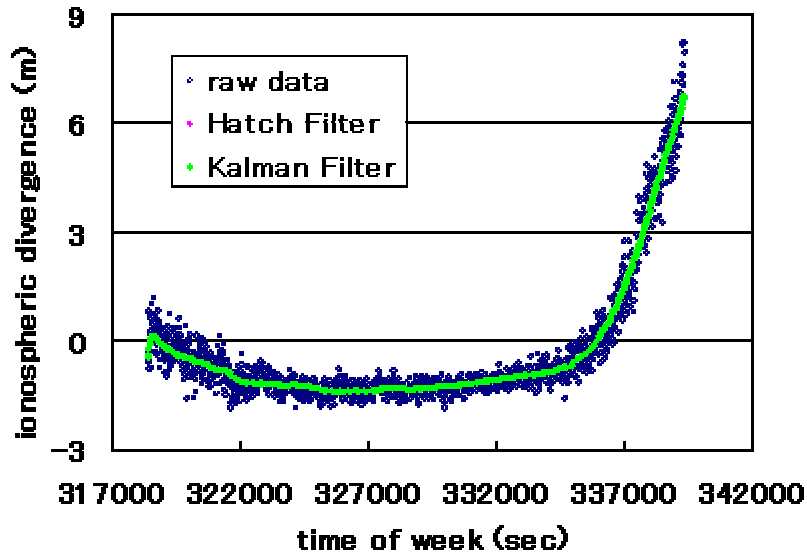


図 2.7a 18 番衛星の L1 擬似距離のフィルタリング結果

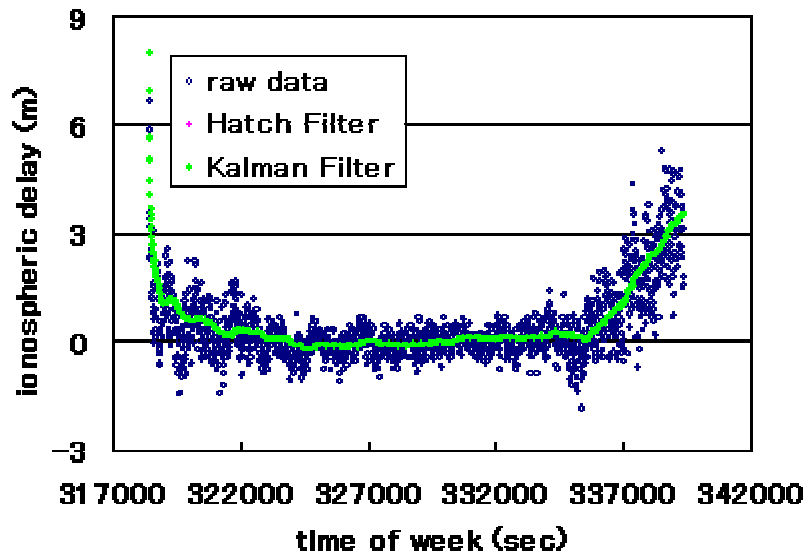


図 2.7b 18 番衛星の電離圏遅延量のフィルタリング結果

次に、単独測位結果を比較する。擬似距離と電離圏遅延量のフィルタリング結果では、2つのフィルタにはそれほど大きな違いは無かった。そのためこの結果だけを用いた測位結果にも大きな違いは生じなかった。緯度方向、経度方向、高度方向全てにおいて平均値と標準偏差が共に 1cm 以下で一致した。

しかし、カルマンフィルタを用いることには一つの利点がある。それは、式(2.12c)より推定結果のもつ(共)分散の値を推定できることである。この擬似距離フィルタリングによって推定される P_k を測位計算における重みとして用いることで、測位誤差を改善できる。図 2.8 はハッチフィルタと重み無しカルマンフィルタ、さらに重み付きカルマンフィルタの単独測位結果で、真値との差を示した。マスク仰角は 5° とした。表 2.2 に示した平均値と標準偏差はハッチフィルタの方が小さいものの、重み付きカルマンフィルタは明らかに測位誤差を改善している。

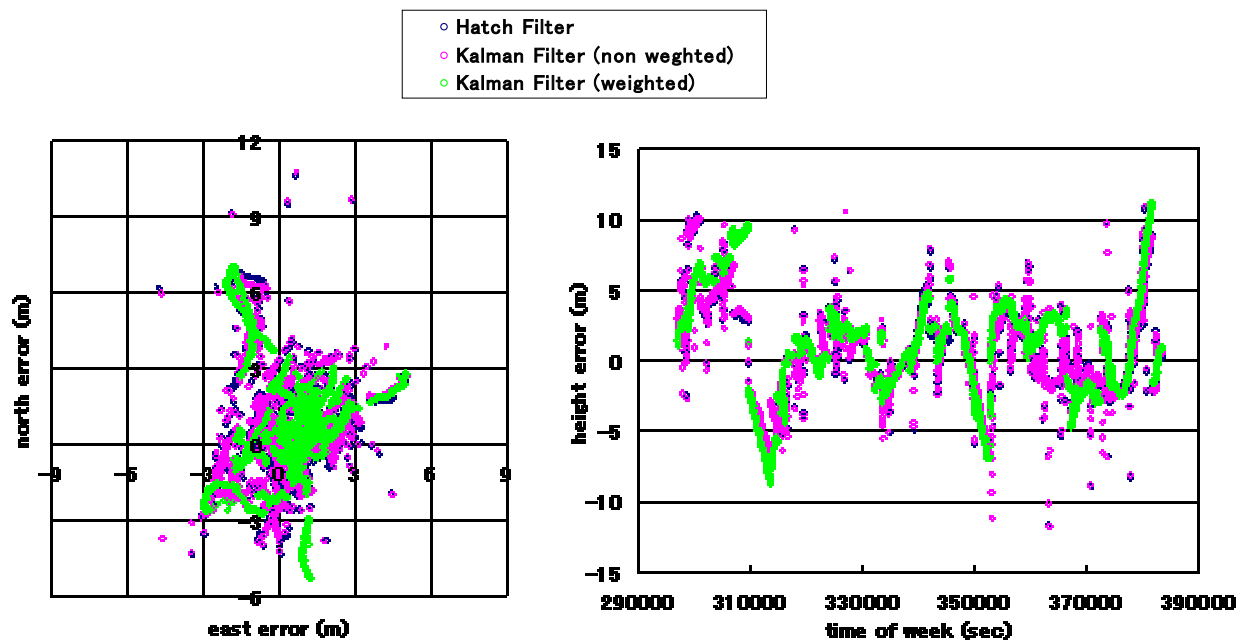


図 2.8a 水平方向測位結果

図 2.8b 高度方向測位結果

表 2.2 測位結果の平均値と標準偏差

	ハッチフィルタ			カルマンフィルタ(重み無し)			カルマンフィルタ(重み付き)		
	経度方向	緯度方向	高度方向	経度方向	緯度方向	高度方向	経度方向	緯度方向	高度方向
平均値(m)	0.460	0.507	0.762	0.462	0.524	0.773	0.516	0.520	1.167
標準偏差(m)	1.380	1.782	3.198	1.373	1.779	3.192	1.405	1.887	3.626

2.4 まとめと考察

本章では擬似距離及び電離圏遅延量のフィルタリングアルゴリズムを紹介し、比較した。どちらのアルゴリズムにも長所と短所があり、非常に興味深い結果を得ることが出来た。

ハッチフィルタは比較的単純なアルゴリズムでありながらも、その効果は非常に大きなものであった。平均化定数を $M = 1000$ と非常に大きな値に設定したにもかかわらず、標準偏差だけでなく平均値も非常に小さな値となった。計算機に実装しても計算量が大変少ないため、非常に有効な手段であることが確認出来た。

カルマンフィルタは、重み無し計算では標準偏差の値が最も小さなものとなり、重み付きの場合はハッチフィルタや重みなし計算に現れた測位誤差を改善できた。観測量の持つ分散値を用いてフィルタリングするため、フィルタの能力としてはハッチフィルタよりも勝るようであった。

2つのフィルタリングアルゴリズムは、非常に良いトレードオフ関係にあると思われる。ハッチフィルタはアルゴリズム自体が非常に単純で効果も大きいですが、測位結果の標準偏差の値からわかるようにカルマンフィルタに比べ能力が若干劣るものである。それに対してカルマンフィルタは、能力としてはハッチフィルタよりも勝り、また平均値や標準偏差の値には現れなかったが重み付き計算を行うことにより測位誤差の改善が出来る。しかしながら、フィルタリングに観測量の分散値が必要なことや、[10]や[11]のような行列計算の多用を避けたとはいえ、やはり計算量が多いことはハッチフィルタに劣るものである。

以上から、どちらのアルゴリズムとも非常に有効で、各々の用途に合ったフィルタを選択すれば良いと考える。

第3章 中基線搬送波測位における電離圏の影響に関する研究

3.1 はじめに

GPS 測位においては、搬送波位相を用いることで数 cm オーダーでの測位を実現することができる。スタティック測位、キネマティック測位、RTK 測位など、用途によって呼び名が異なるようであるが、本稿では総称としてやや一般的になりつつある「搬送波測位」と呼ぶことにする。

搬送波測位においても電離圏遅延は無視できない誤差要因となることがある。市販の測量用受信機を用いた場合、概ね基線長 10km 以上では実時間での搬送波測位の信頼性が保証されないことが一般的で、更にその原因は電離圏であると言われている。そこで本章では、実データから電離圏の影響を示し、それが測位結果へもたらす影響を明らかにする。その中で、基線長に対する2重差の電離圏誤差と、測位誤差から電離圏の影響を評価するため、アンビギュイティ決定や測位に用いる線型結合と、具体的な誤差の算出方法も紹介する。

3.2 線型結合と電離圏誤差算出法

2周波 GPS 受信機からは、L1 及び L2 の搬送波位相を得ることが出来る。さらに、それぞれを単独で使用するだけでなく、線型に結合することにより様々な搬送波位相を仮想的に作り出すことが出来る。

$$\phi_{LC} = k_1 \cdot \phi_{L1} + k_2 \cdot \phi_{L2} \quad (3.1)$$

ここで、 ϕ_{LC} は仮想的に作成された搬送波位相、 ϕ_{L1}, ϕ_{L2} はそれぞれ L1 と L2 の搬送波位相で単位はサイクル数である。 k_1, k_2 は任意の実数である。この作成された搬送波位相の仮想的な周波数、波長及びアンビギュイティは以下ようになる。

$$f_{LC} = k_1 \cdot f_{L1} + k_2 \cdot f_{L2} \quad (3.2)$$

$$\lambda_{LC} = \frac{c}{f_{LC}} = \frac{c}{k_1 \cdot f_{L1} + k_2 \cdot f_{L2}} \quad (3.3)$$

$$N_{LC} = k_1 \cdot N_{L1} + k_2 \cdot N_{L2} \quad (3.4)$$

係数 k_1, k_2 の値によって作成される搬送波位相は異なるが、中でも有益な2つの結合を紹介する。

3. 2. 1 ワイド・レーン(Wide-Lane)

1 つはワード・レーンと呼ばれるもので、以下の式で表される。

$$\phi_w = \phi_{L1} - \phi_{L2} \quad (3.5)$$

$$\lambda_w = \frac{c}{f_{L1} - f_{L2}} (\cong 0.862m) \quad (3.6)$$

$$N_w = N_{L1} - N_{L2} \quad (3.7)$$

係数の値は $k_1 = 1, k_2 = -1$ である。式(3.6)の実行波長が約 86.2cm であることから、L1 や L2 のみの場合に比べて長くなることがわかる。また、式(3.7)からわかるように、アンビギュイティも整数のままである。式(3.5)の値はサイクル数であるため、式(3.6)の波長を乗じることで単位をメートルにすることが出来る。すると以下のように展開できる。

$$\begin{aligned} \lambda_w \cdot \phi_w &= \frac{c}{f_{L1} - f_{L2}} (\phi_{L1} - \phi_{L2}) \\ &= \frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \frac{c}{f_{L1}} \cdot \phi_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \frac{c}{f_{L2}} \cdot \phi_{L2} \\ &= \frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \lambda_{L1} \cdot \phi_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \lambda_{L2} \cdot \phi_{L2} \end{aligned} \quad (3.8)$$

式(3.8)から、結合による電離圏の影響及びノイズは次のようになる。まずは電離圏の影響を述べる。

$$\begin{aligned} I_w &= \frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot I_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot I_{L2} \\ &= \frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot I_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \cdot I_{L1} \left(\because I_{L2} \equiv \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \cdot I_{L1} \right) \\ &= \left(\frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \right) \cdot I_{L1} \\ &\cong -1.283 \cdot I_{L1} \end{aligned} \quad (3.9)$$

式(3.9)より、電離圏遅延の絶対量はL1に比べて大きくなることがわかる。しかし、これを位相のサイクル数

で表すと、

$$\begin{aligned}
 \frac{I_w}{\lambda_w} &= \left(\frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \right) \cdot I_{L1} \cdot \frac{1}{\lambda_w} \\
 &= \left(\frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \right) \cdot \frac{\lambda_{L1}}{\lambda_w} \cdot \frac{I_{L1}}{\lambda_{L1}} \\
 &\cong -0.283 \cdot \frac{I_{L1}}{\lambda_{L1}}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

となり、L1 に比べて約 0.28 倍の大きさとなる。またノイズは、L1 と L2 のノイズが等しいものと仮定すると、

$$\begin{aligned}
 \sigma_w &\approx \sqrt{\left(\frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \sigma_{L1} \right)^2 - \left(\frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \sigma_{L2} \right)^2} \\
 &= \sqrt{\left(\frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} \right)^2 - \left(\frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \right)^2} \cdot \sigma_{L1} \\
 &\cong 5.7 \cdot \sigma_{L1}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

となり、単位がメートルの場合 1σ で約 5.7 倍の大きさになる。しかし現実には L1 に比べて L2 のノイズの方が若干大きいため、式(3.11)の値よりも大きくなることが予測される。

ワード・レーンは、ノイズは若干大きくなるものの、実行波長が長いことと電離圏の影響が軽減されることにより、L1 や L2 のみの場合に比べてアンビギュイティ決定がしやすくなるのが大きな特徴である。

3. 2. 2 電離圏フリー結合(Ionosphere-Free Combination)

もう 1 つは、電離圏フリー結合である。この結合により理論上電離圏の影響を全く受けない搬送波位相を作成する事が出来る。結合の係数を $k_1 : k_2 = 77 : -60$ とすることで電離圏フリー結合を作成する事が出来る。本稿では以下のようにした。

$$\phi_{if} = \phi_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \cdot \phi_{L2} \tag{3.12}$$

$$\begin{aligned}\lambda_{if} &= \frac{c}{f_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \cdot f_{L2}} \\ &= \frac{c \cdot f_{L1}}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} (\cong 0.484m)\end{aligned}\tag{3.13}$$

$$N_{if} = N_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \cdot N_{L2}\tag{3.14}$$

係数の値は $k_1=1, k_2=-f_{L2}/f_{L1}$ である。式(3.13)より実行波長が約 48.4cm であるが、式(3.14)のアンビギュイティが少数となってしまうため、通常のアンビギュイティ決定方法を用いることは出来ない。

(3.12)の値はサイクル数であるため、式(3.13)の波長を乗じることで単位をメートルにすることが出来る。すると以下のように展開できる。

$$\begin{aligned}\lambda_{if} \cdot \phi_{if} &= \frac{c \cdot f_{L1}}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \left(\phi_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \cdot \phi_{L2} \right) \\ &= \frac{f_{L1}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot \frac{c}{f_{L1}} \cdot \phi_{L1} - \frac{f_{L2}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot \frac{c}{f_{L2}} \cdot \phi_{L2} \\ &= \frac{f_{L1}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot \lambda_{L1} \cdot \phi_{L1} - \frac{f_{L2}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot \lambda_{L2} \cdot \phi_{L2}\end{aligned}\tag{3.15}$$

式(3.15)から、結合による電離圏の影響及びノイズは次のようになる。

$$\begin{aligned}I_{if} &= \frac{f_{L1}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot I_{L1} - \frac{f_{L2}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot I_{L2} \\ &= \frac{f_{L1}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot I_{L1} - \frac{f_{L2}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \cdot I_{L1} \\ &= \left(\frac{f_{L1}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} - \frac{f_{L1}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \right) \cdot I_{L1} \\ &= 0\end{aligned}\tag{3.16}$$

(3.16)より、作成された搬送波位相は電離圏の影響を全く受けないことがわかる。

ノイズは、ワイド・レーン同様 L1 と L2 のノイズが等しいものと仮定すると、

$$\begin{aligned}
\sigma_{if} &\approx \sqrt{\left(\frac{f_{L1}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot \sigma_{L1}\right)^2 - \left(\frac{f_{L2}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \cdot \sigma_{L2}\right)^2} \\
&= \sqrt{\left(\frac{f_{L1}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2}\right)^2 - \left(\frac{f_{L2}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2}\right)^2} \cdot \sigma_{L1} \\
&\cong 2.978 \cdot \sigma_{L1}
\end{aligned} \tag{3.17}$$

となり、単位がメートルの場合 1σ で約 3 倍の大きさになる。こちらもワイド・レーンと同様に現実には L1 に比べて L2 のノイズの方が若干大きいため、式(3.17)の値よりも大きくなることが予測される。

電離圏フリー結合は、ノイズは若干大きくなるものの電離圏の影響を全く受けないため、基準局とユーザ局との電離圏の差異が無視できない場合は非常に有効である。しかしながら、アンビギュイティが少数となったり、アンビギュイティが整数となるように結合しても波長が極端に短くなったりするため、アンビギュイティ決定が非常に困難であることが大きな特徴である。しかし、ワイド・レーンのアンビギュイティが前もって求まっている場合は、式(3.14)から、

$$\begin{aligned}
N_{if} &= N_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \cdot N_{L2} \\
&= N_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} (N_{L1} - N_w)
\end{aligned} \tag{3.18}$$

と変形できるため、L1 のアンビギュイティの候補を設定するだけでよいことになる。すなわち、L1 のアンビギュイティ決定に電離圏フリー結合を使用することが出来るようになる。

3. 2. 3 電離圏誤差算出法

本研究では搬送波測位において主に用いられる2重差における電離圏誤差を算出し、検討した。算出方法は以下の通りである。衛星 i と受信機 r との電離圏遅延量は、

$$\begin{aligned}
I_r^i &= \frac{f_{L2}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} \left[\lambda_{L2} \cdot (\phi_{r,L2}^i - N_{r,L2}^i) - \lambda_{L1} \cdot (\phi_{r,L1}^i - N_{r,L1}^i) \right] \\
&= \frac{f_{L2}^2}{f_{L1}^2 - f_{L2}^2} (\lambda_{L2} \cdot \phi_{r,L2}^i - \lambda_{L1} \cdot \phi_{r,L1}^i) - N_{r,if}^i
\end{aligned} \tag{3.19}$$

と表すことが出来る。よって衛星 i, j と受信機 r, u との2重差の電離圏誤差は、

$$\nabla\Delta I_{ru}^{ij} = (I_u^j - I_u^i) - (I_r^j - I_r^i) - \nabla\Delta N_{ru,if}^{ij} \quad (3.20)$$

となる。本稿ではこの誤差を残差と呼ぶことにする。次節にてこの電離圏残差と、ワイド・レーン、電離圏フリー、及び L1 の3種類の測位結果を比較する。

3.3 実験結果

3.3.1 実験概要

本実験のために、4地点での1Hzデータを取得した。日時は、2004年10月28日12:00~14:00(JST)である。図3.1はそれぞれの位置関係を示した図である。局情報は表3.1にまとめてある。全てのほぼ同緯度にアンテナを設置出来たことが大きな特徴である。習志野を基準局、他の地点をユーザ局とした。

表 3.1 局情報

ID	Stations' name	Receiver	Antenna	Baseline length (km)
Ref	Narashino	Novatel Oem4	Novatel GPS 600	
Rov.1	Etchujima	Novatel Oem4	Novatel GPS-702	25.502
Rov.2	Shinjuku	Novatel Oem3	Novatel GPS 600	32.883
Rov.3	Mitaka	Novatel Oem4	Novatel GPS 600	46.234



図 3.1 アンテナの位置関係

3.3.2 測位結果比較

本節では各基線における、ワイド・レーン、電離圏フリー、及び L1 のみの測位結果を比較する。マスク角は 20 度とした。対流圏誤差については 2003 年度の理科年表による平均的な気象条件とザースタモイネンモデル(Saastamoinen model)から軽減されている。

図 3.2 は基線長 26km での測位誤差である。ワイド・レーンと L1 のみでは結果にばらつきがみられ、さらに真値からずれている。それに対して電離圏フリー結合は、ばらつきも小さく真値を中心に分布していることがわかる。

図 3.3、3.4 はそれぞれ基線長 33km と 46km の結果である。26km とほぼ同様の特徴が見られる。さらに、式(3.9)からわかるように、L1 とワイド・レーンでは電離圏の効果为正負逆となる。この特徴は水平方向と高度方向いずれの測位結果にも非常に良く現れている。

表 3.2 と 3.3 に各基線における測位結果の平均値と標準偏差の値をまとめた。ワイド・レーンや L1 では基線長に依存して測位誤差が大きくなるのに対して、電離圏フリーは誤差の増大を抑制するという結果となった。

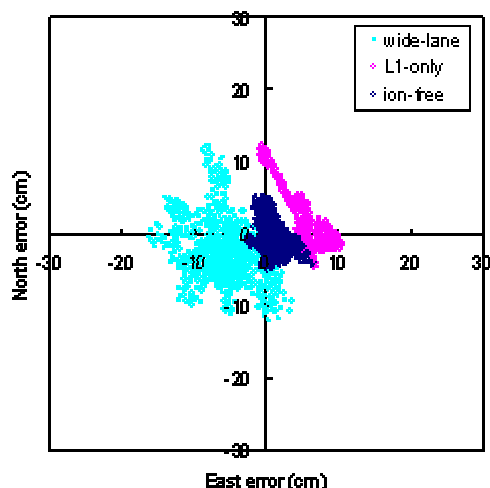


図 3.2a 基線長 26km での水平方向測位結果

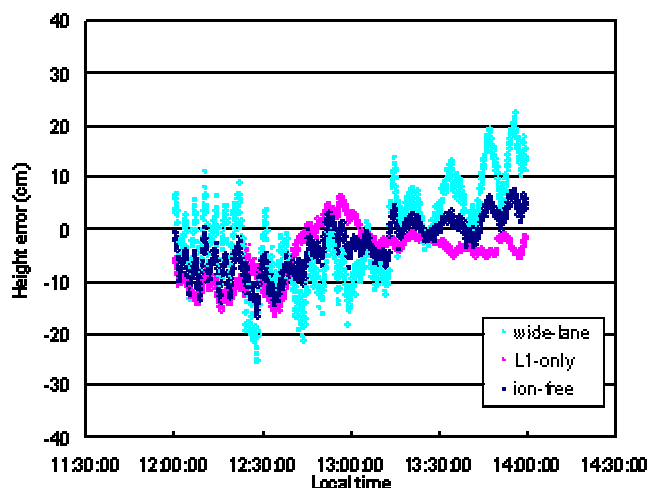


図 3.2b 基線長 26km での高度方向測位結果

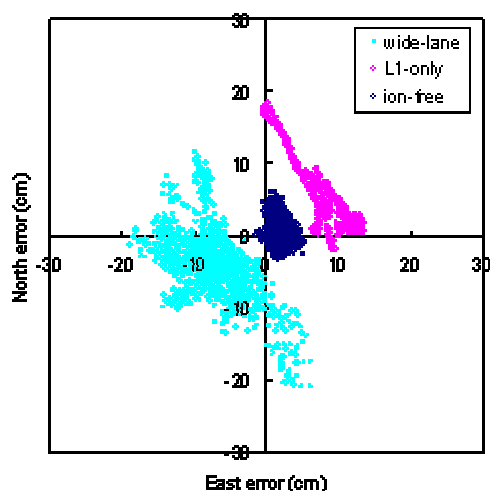


図 3.3a 基線長 33km での水平方向測位結果

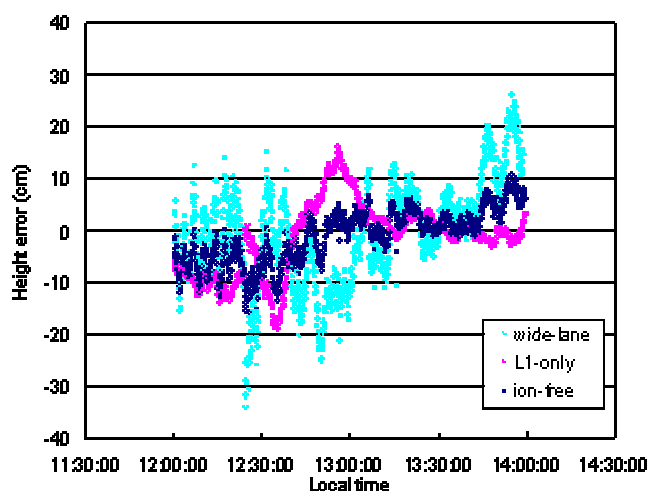


図 3.3b 基線長 33km での高度方向測位結果

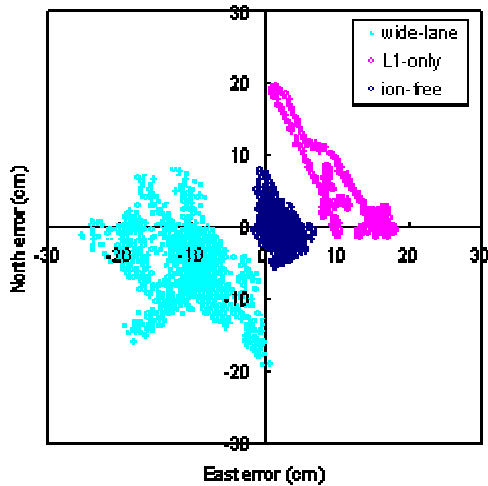


図 3.4a 基線長 46km での水平方向測位結果

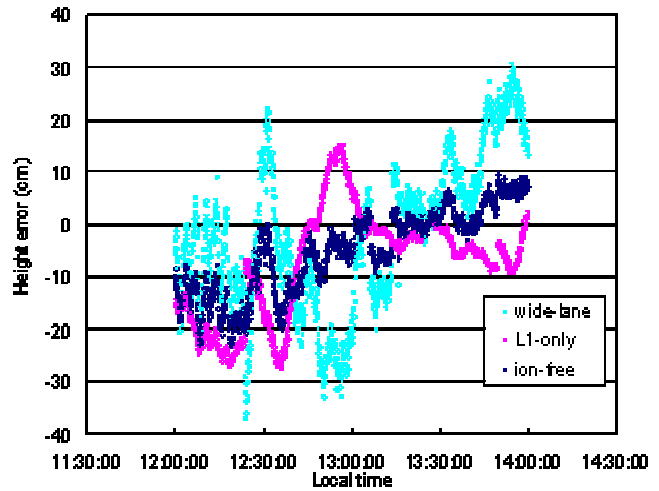


図 3.4b 基線長 46km での高度方向測位結果

表 3.2 各測位結果の平均値

	Horizontal (cm)			Height (cm)		
	L1-only	Wide-lane	Ion-free	L1-only	Wide-lane	Ion-free
Rov.1	3.72	-4.44	0.15	-4.85	-1.34	-3.31
Rov.2	6.59	-5.73	1.20	-1.66	-0.62	-1.21
Rov.3	7.98	-8.10	0.94	-7.50	14.59	-5.17

表 3.3 各測位結果の標準偏差

	Horizontal (cm)			Height (cm)		
	L1-only	Wide-lane	Ion-free	L1-only	Wide-lane	Ion-free
Rov.1	4.06	3.99	1.98	5.05	9.20	5.08
Rov.2	4.62	4.81	1.72	7.07	10.01	5.17
Rov.3	6.32	5.47	2.35	10.28	14.55	7.97

3.3.3 電離圏誤差比較

本節では各基線における2重差の電離圏残差を比較する。

図 3.5 は PRN.1-25 の2重差における電離圏の残差である。概ね基線長に依存して残差が大きくなっていることがわかる。

図 3.6、3.7 はそれぞれ PRN.16-25 と PRN.14-25 の2重差における電離圏の残差である。図 3.7 では若干タイミングが異なるものの、大方基線長に依存して残差が大きくなっていることがわかる。

図 3.8 は各衛星の仰角・方位角を示した天空図である。

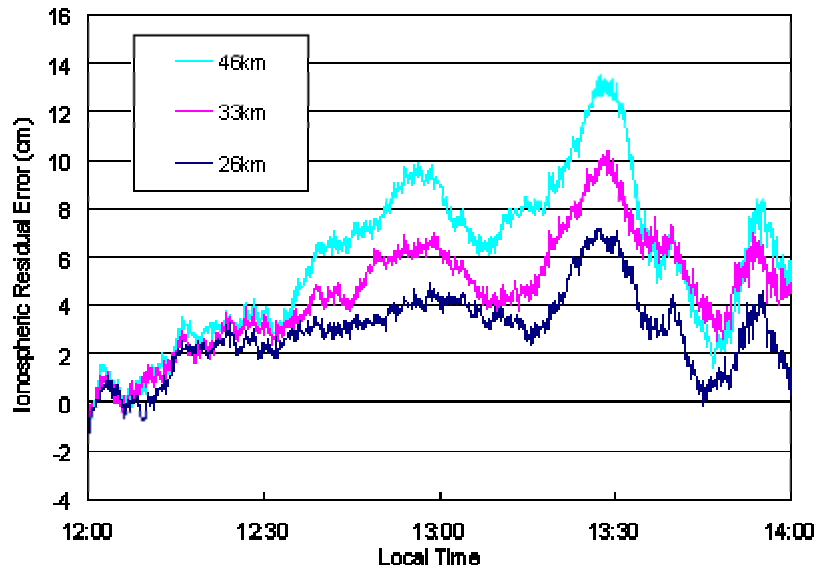


図 3.5 PRN.1-25 の 2 重差の電離圏残差

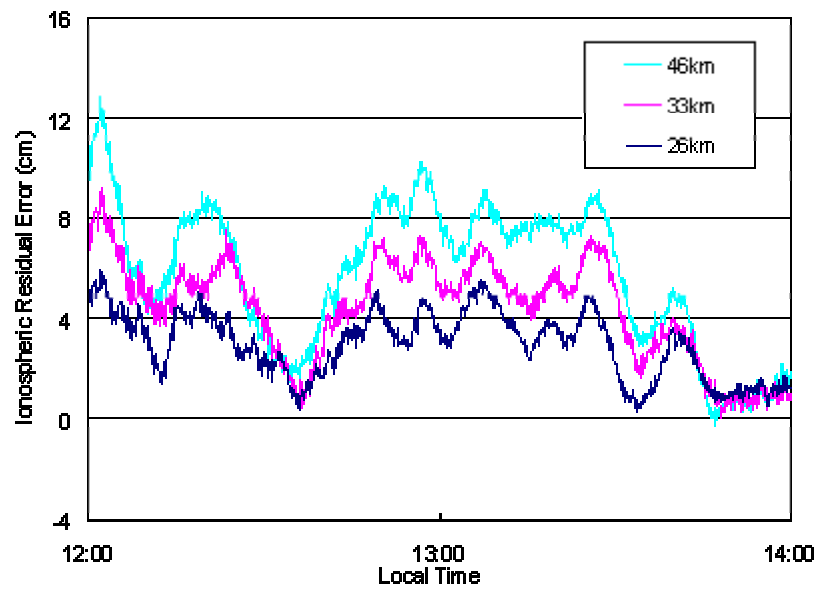


図 3.6 PRN.16-25 の 2 重差の電離圏残差

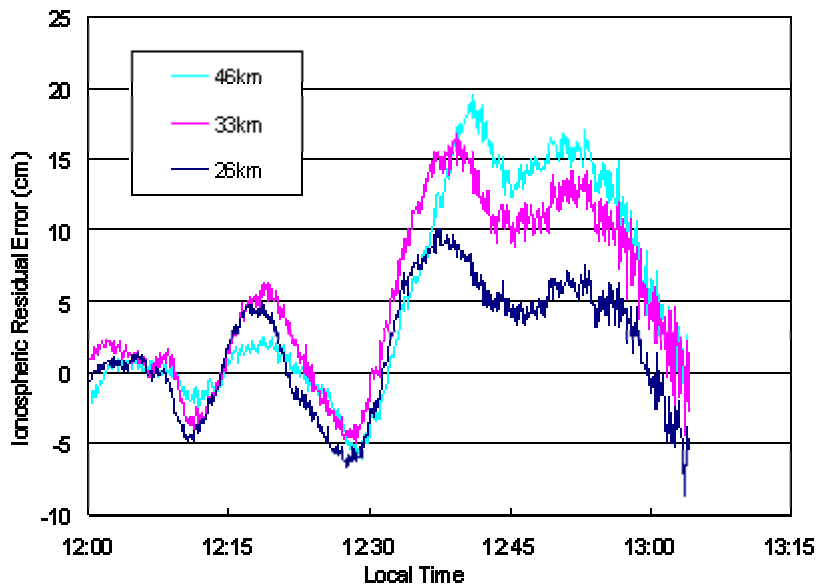


図 3.7 PRN.14-25 の 2 重差の電離圏残差

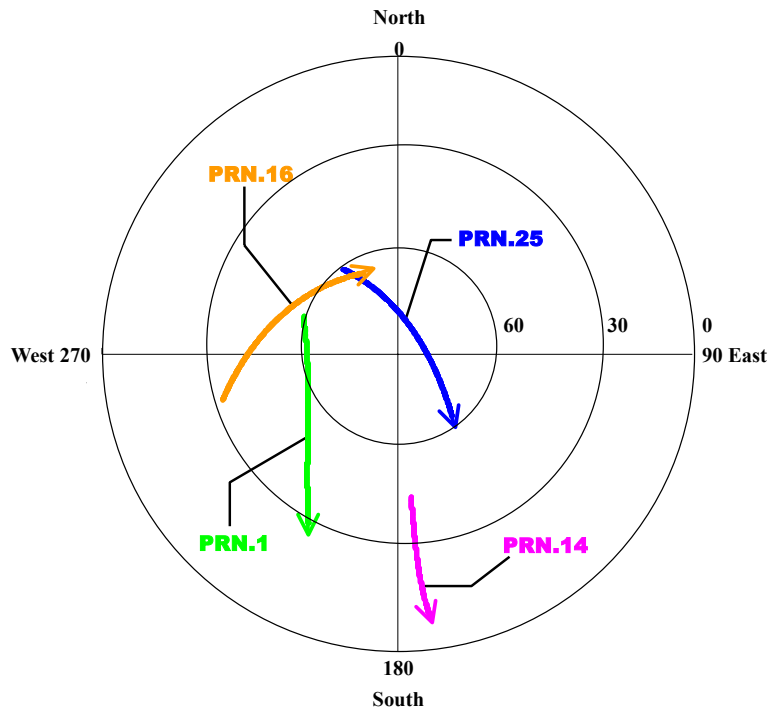


図 3.8 PRN.1,14,16,25 の天空図

3.4 まとめと考察

本章では中基線搬送波測位における電離圏遅延の影響を2重差の電離圏残差と、測位結果から評価した。

2重差の電離圏残差については、必ずしもその限りではなかったが概ね基線長に依存して値が大きくなることを確認できた。これらの値を1つの基準局から実時間で推定することはほぼ不可能に近いため、中基線搬送波測位におけるアンビギュイティ決定性能の劣化、すなわち品質が保証されないことの原因であることがわかった。

さらに、測位結果にもその効果が現れた。L1 やワイド・レーンの測位誤差もほぼ基線長に依存して大きくなることが確認された。一般にワイド・レーンを経由して L1 のアンビギュイティ決定を行うソフトウェアが多いようである。しかしながら測位結果を見る限りでは、ワイド・レーンのアンビギュイティは決定できたとしても L1 のアンビギュイティを決定することはほぼ不可能であると考えられる。この結果からも電離圏の及ぼす影響がわかった。また、電離圏フリー結合が L1 やワイド・レーンの誤差の増大を抑えることが明らかとなった。

これらの結果から、中基線搬送波測位において電離圏遅延は無視することの出来ない大きな誤差要因であることが具体化された。さらにそれが原因で測位において電離圏フリー結合が非常に有効であることも示すことが出来た。

第4章 ネットワーク RTK-GPS における電離圏の影響

4.1 はじめに

中基線搬送波測位における電離圏遅延の影響は前章で示した。その解決策の一つとして提唱されているのがネットワーク RTK-GPS システムである。これは、基準局ネットワークを用いることでユーザ局での電離圏誤差やその他の誤差を推定・除去し、アンビギュイティ決定性能の向上を図る、といったものである。代表的なものにはドイツのトリンプル・テラサット社の VRS (Virtual Reference Station) システムや、ドイツのジオプラスプラス社の Referenznetz 方式、カナダのカルガリー大学の Multiref 方式といったものがある。

ネットワーク RTK に関しては近年世界中でそのシステムが開発・実用されており、また日本国内においても同様である。しかしながら、日本国内においてはこのシステムがうまく働かない場合があるとの報告もあり、またその原因は電離圏であるとも言われている。これはネットワーク RTK システムにおいて用いられる補間 (interpolation) の能力に限界があるからではないとも言われている。

そこで本章では、まずネットワーク RTK において用いられる補間方法の中から本研究に使用した2つ補間方法を紹介する。次に補間によって推定された電離圏誤差と真の電離圏誤差を比較し、2つの方法の優劣を比較・検討する。最後に、ネットワーク RTK-GPS における電離圏の影響について議論し、その解決策を見出す。

4.2 ネットワーク RTK-GPS の概要

ネットワーク RTK の基本的な概念は、正確なアンテナ座標がわかる基準局のネットワークとそのアンビギュイティから補間によって大気圏および衛星軌道誤差等の誤差を補正することで、中基線搬送波測位におけるアンビギュイティ決定性能を高めようとするものである。

まずはネットワーク RTK で用いられる補間方法について解説する。観測量の2重差分を以下のように定義する。

$$\nabla\Delta\phi_{i,n} \cdot \lambda = \nabla\Delta s_{i,n} + \nabla\Delta I_{i,n} - \nabla\Delta b_{i,n} + \nabla\Delta N_{i,n} \cdot \lambda + \varepsilon_{\nabla\Delta\phi_{i,n}} \quad (4.1)$$

但し、変数は以下の通りである。特に指定のないものの単位はメートルである。

- $\nabla\Delta\phi$: 搬送波位相の2重差、単位はサイクル
- λ : 搬送波の波長
- $\nabla\Delta s$: 衛星とアンテナ間の距離の2重差
- $\nabla\Delta I$: 電離圏遅延量の2重差

$\nabla\Delta b$: 電離圏以外の誤差の2重差
 $\nabla\Delta dt$: 受信機時計誤差の2重差
 $\nabla\Delta N$: アンビギュイティの2重差
 ε : 観測のノイズ
 i, n : 局番号

最終的に、アンビギュイティ決定及び測位に用いられるユーザ局とマスター局との2重差は以下のように表される。

$$\begin{aligned}
 \nabla\Delta\phi_{u,n} \cdot \lambda - [\alpha_1 \cdot V_{1,n} + \alpha_2 \cdot V_{2,n} + \alpha_3 \cdot V_{3,n} + \dots + \alpha_{n-1} \cdot V_{n-1,n}] \\
 = \nabla\Delta s_{u,n} + \nabla\Delta N_{u,n} \cdot \lambda + \varepsilon_{\sum \alpha_i \cdot \nabla\Delta\phi_{i,n}}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

ここで、 $V_{i,n}$ はマスター局 n と他の基準局 i から生成される2重差の残差で、式(4.3)から計算される。

$$V_{i,n} = \nabla\Delta\phi_{i,n} \cdot \lambda - \nabla\Delta s_{i,n} - \nabla\Delta N_{i,n} \cdot \lambda \quad (i = 1, 2, \dots, n-1) \tag{4.3}$$

以上から、ネットワークRTKにおける補正値は、基準局ネットワークにおける2重差の誤差に対して係数ベクトル $\vec{\alpha} (= \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{n-1})$ を用いた加重平均の値であることが解る。 $\vec{\alpha}$ の値は補間方法によって異なる。すなわち補間方法の違いとはこの係数ベクトル $\vec{\alpha}$ の決定方法の違いなのである。

本研究では、電離圏の影響に注目するという観点から、それらの補正値を電離圏誤差とその他の誤差に分けて使用する。L1 搬送波の2重差に対する電離圏誤差と電離圏以外の誤差を以下のように定義する。

$$\begin{aligned}
 V_{i,n}^{disp} = \frac{f_{L2}^2}{f_{L2}^2 - f_{L1}^2} [(\nabla\Delta\phi_{i,n,L1} - \nabla\Delta N_{i,n,L1}) \cdot \lambda_{L1} \\
 - (\nabla\Delta\phi_{i,n,L2} - \nabla\Delta N_{i,n,L2}) \cdot \lambda_{L2}]
 \end{aligned} \tag{4.4a}$$

$$V_{i,n}^{non-disp} = V_{i,n} - V_{i,n}^{disp} \tag{4.4b}$$

次に、本研究で使用した補間方法、すなわちベクトル $\vec{\alpha}$ の値の決定方法について解説する。

4. 2. 1 Linear Combination Model (LCM)

この方法は1996年に Han, S、 C. Rizos らによって提案された方法である。本稿では「LCM」と表記することにする。LCM は基線長に対する衛星位置誤差を定式化し、それを基準局ネットワークから除去するというものである。さらに、衛星位置誤差だけでなく、電離圏誤差や対流圏誤差など他の誤差も軽減することもできる。ベクトル $\vec{\alpha}$ の値は以下の等式を満たすものを用いる。

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i = 1 \quad (4.5a)$$

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i (\hat{X}_u - \hat{X}_i) = 0 \quad (4.5b)$$

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i^2 = Min \quad (4.5c)$$

ここで \hat{X}_u 及び \hat{X}_i はそれぞれユーザ局及び基準局 i の水平座標、すなわち緯経度である。ユーザ局の座標は単独測位もしくは DGPS 測位結果を用いる。式 (4.5) から、行列計算を用いて $\vec{\alpha}$ の値を決定する。

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ \Delta X_{1,n} & \Delta X_{2,n} & \cdots & \Delta X_{n-1,n} & 0 \\ \Delta Y_{1,n} & \Delta Y_{2,n} & \cdots & \Delta Y_{n-1,n} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \Delta X_{u,n} \\ \Delta Y_{u,n} \end{bmatrix} \quad (4.6a)$$

$\Delta X_{i,n}$ 及び $\Delta Y_{i,n}$ は局 i とマスター局との緯度及び経度の差である。式(4.6a)を用いて最小2乗法から $\vec{\alpha}$ を算出する。

$$\vec{\alpha} = B^T \cdot (B \cdot B^T)^{-1} \cdot W \quad (4.6b)$$

但し、

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ \Delta X_{1,n} & \Delta X_{2,n} & \cdots & \Delta X_{n-1,n} & 0 \\ \Delta Y_{1,n} & \Delta Y_{2,n} & \cdots & \Delta Y_{n-1,n} & 0 \end{bmatrix}$$

$$W = \begin{bmatrix} 1 \\ \Delta X_{u,n} \\ \Delta Y_{u,n} \end{bmatrix}$$

である。

この方法では n 個の係数が生成されるが、補間には $n-1$ 個の係数を用いる。

4. 2. 2 Distance-based Linear Interpolation Model (DIM)

この方法は1997年に Gao, Y, Z. Li, J. F. McLellan らによって考案された方法で、本来は電離圏誤差の補間方法である。しかしながら、電離圏以外の誤差の補正にも使用することができる。本稿ではこの方法を「DIM」と表記することにする。単純なユーザ位置と基準局との距離に依存する非常に単純なアルゴリズムである。さらに、計算量も少ないため広く用いられているようである。DIM は以下の等式から導くことができる。

$$V_{u,n}^{disp} = \sum_{i=1}^{n-1} \frac{w_i}{w} \nabla \Delta I_{i,n} \quad (4.7a)$$

$$w_i = \frac{1}{d_i} \quad (4.7b)$$

$$w = \sum_{i=1}^{n-1} w_i \quad (4.7c)$$

ここで、 d_i はユーザ局とマスター局以外の基準局 i との距離である。式(4.7)から $\bar{\alpha}$ の値を以下の様に決定する。

$$\bar{\alpha} = \left[\begin{array}{cccc} w_1 & w_2 & \dots & w_{n-1} \\ w & w & & w \end{array} \right] \quad (4.8)$$

DIM では、たとえユーザ局がネットワークの外側にあったとしても、 $\bar{\alpha}$ の値が全て1以下になるという特徴がある。

4. 3 実験概要

4. 3. 1 解析データの情報

今回実験に使用したデータは、三菱電機株式会社より提供されたもので、国土交通省国土地理院が運用する GPS 電子基準点ネットワーク網 (GEONET) の一部である。

データ取得日時は平成 16 年 12 月 1 日の日本時間 12:00 から 15:00 の3時間で、サンプリングレートは 1Hz である。本研究では、マスター局を千葉、その他の基準局は大島と都幾川とし、ユーザ局を横浜泉とした。

表 4.1 に各基準局情報の詳細を表す。また、図 4.1 は各基準局の位置関係を表したものである。

表 4.1 局情報

ID	局名称	受信機	アンテナ	基線長
Master	千葉	Trimble 4000SSE	Trimble 4000SSE	
User	横浜	Trimble 4000SSE	Trimble 4000SSE	61.89km
Ref.1	大島	Trimble 4000SSE	Trimble 4000SSE	111.74km
Ref.2	都幾川	Trimble 4000SSE	Trimble 4000SSE	97.36km

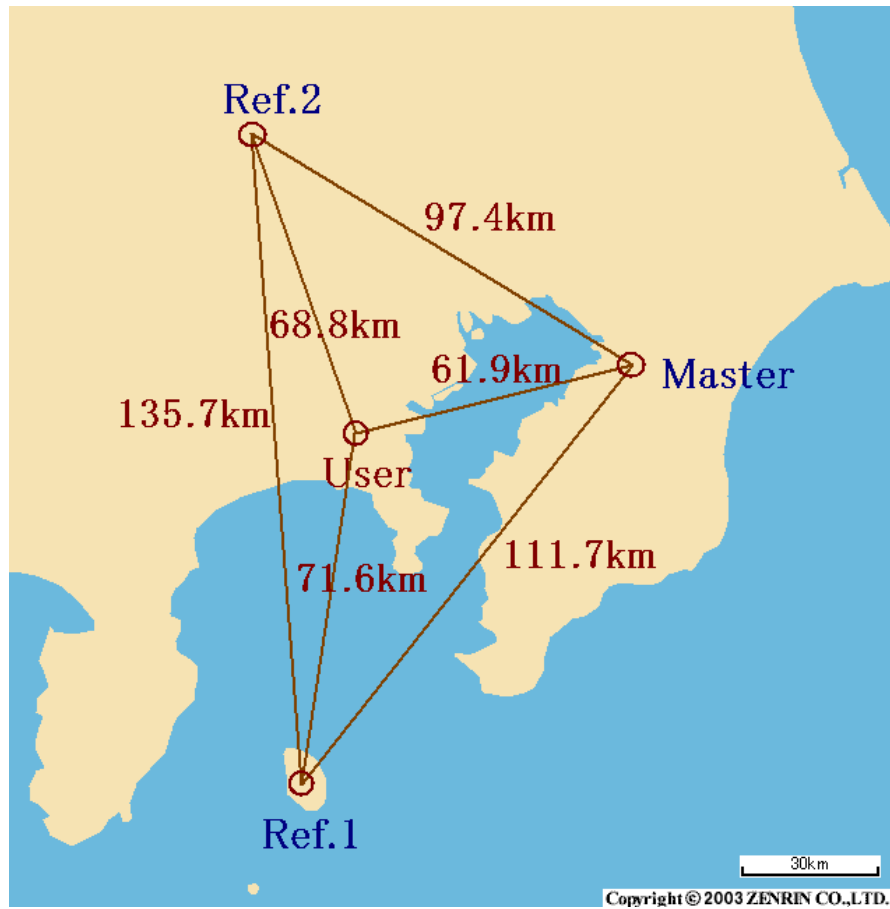


図 4.1 基準点ネットワーク地形図

4.3.2 アンビギュイティ決定方法

本研究では、第2章で解説したキャリアスミージングを用いた擬似距離の2重差 DGPS 結果と、ワイド・レーン(Wide-Lane)と呼ばれる L1 と L2 の線形結合を用いて最終的に L1 のアンビギュイティを決定する。

まず、擬似距離の2重差 DGPSについて解説する。マスター局とその他の基準局及びユーザ局との2重差は以下のように表される。

$$\nabla\Delta\rho_{i,n} = \nabla\Delta s_{i,n} - \nabla\Delta I_{i,n} - \nabla\Delta b_{i,n} + \nabla\Delta\varepsilon_{\nabla\Delta\beta_{i,n}} \quad (4.9)$$

$\nabla\Delta\rho$ はキャリアスムージングを施したL1の擬似距離の2重差である。

式(4.9)によって得られるマスター局と他の基準局との2重差と、既知のアンテナ座標を用いて式(4.4)から2重差の残差を計算し、式(4.6)または(4.8)から得られる係数ベクトル $\vec{\alpha}$ を用いて補正する。補正されたマスター局とユーザ局とのL1の擬似距離の2重差は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \nabla\Delta\rho_{u,n} - [\alpha_1 \cdot V_{1,n} + \alpha_2 \cdot V_{2,n} + \alpha_3 \cdot V_{3,n} + \dots + \alpha_{n-1} \cdot V_{n-1,n}] \\ = \nabla\Delta s_{u,n} + \nabla\Delta N_{u,n} \cdot \lambda + \varepsilon_{\sum \alpha_i \cdot \nabla\Delta\phi_{i,n}} \end{aligned} \quad (4.10)$$

式(4.10)、すなわち補正された擬似距離2重差を用いてDGPS測位を行う。当然のことながら擬似距離にはアンビギュイティが存在しないため、マスク仰角以上の可視衛星を全て測位に使用する。

次に、2重差DGPS測位結果を用いてワイド・レーンのアンビギュイティを決定する。仰角が最も高い衛星を参照衛星とし、RDOPが最小となる4つの衛星を主衛星としてアンビギュイティ決定を行う。ワイド・レーンについても擬似距離同様に2重差をとり、補正する。ここで注意すべき点は、ワイド・レーンにおける電離圏誤差はL1搬送波のものとは異なるため、式(4.4a)の値を次のように補正しなければならないことである。

$$\begin{aligned} V_{u,n}^{disp,wide} &= \frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot V_{u,n}^{disp} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \cdot V_{u,n}^{disp} \\ &= \left(\frac{f_{L1}}{f_{L1} - f_{L2}} - \frac{f_{L2}}{f_{L1} - f_{L2}} \cdot \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \right) \cdot V_{u,n}^{disp} \\ &\cong -1.2833 \cdot V_{u,n}^{disp} \end{aligned} \quad (4.11)$$

2重差DGPS測位結果から、アンビギュイティの候補とその探索空間を以下の用に設定する。

$$\nabla\Delta\hat{N}_{WL} = (\nabla\Delta\phi_{WL} \cdot \lambda_{WL} - \nabla\Delta\hat{s}_{DGPS})_{round\ off} \quad (4.12a)$$

$$\begin{aligned} \nabla\Delta\hat{N}_{WL} - k \cdot \sqrt{\sigma_{DGPS}^2 + \sigma_{WL}^2} \\ \leq \nabla\Delta N_{WL} \leq \nabla\Delta\hat{N}_{WL} + k \cdot \sqrt{\sigma_{DGPS}^2 + \sigma_{WL}^2} \end{aligned} \quad (4.12b)$$

$\nabla\Delta\hat{N}_{WL}$ はワイド・レーンアンビギュイティの候補で、 $\nabla\Delta\hat{s}_{DGPS}$ は2重差DGPS測位結果と衛星位置から求められる距離の2重差分である。今回は $\sigma_{DGPS} = 35cm$ 、 $\sigma_{WL} = 6cm$ と仮定し、さらに有意水準 $k = 3$ とした。ワイド・レーンの実効波長 $\lambda_{WL} \cong 86.2cm$ であることから、探索空間は式(4.12a)から得られる候補の ± 2 となった。

アンビギュイティの候補を与えて測位を行い、DGPS 測位結果から検定を行う。最後に残ったアンビギュイティの候補が決定されたアンビギュイティとなる。

L1 アンビギュイティについても同様である。補正された L1 の2重差とワイド・レーン測位結果から検定を行う。アンビギュイティの候補の設定方法と、探索空間は以下ようになる。

$$\nabla\Delta\hat{N}_{L1} = (\nabla\Delta\phi_{L1} \cdot \lambda_{L1} - \nabla\Delta\hat{s}_{WL})_{round\ off} \quad (4.13a)$$

$$\begin{aligned} \nabla\Delta\hat{N}_{L1} - k \cdot \sqrt{\sigma_{WL}^2 + \sigma_{L1}^2} \\ \leq \nabla\Delta N_{L1} \leq \nabla\Delta\hat{N}_{L1} + k \cdot \sqrt{\sigma_{WL}^2 + \sigma_{L1}^2} \end{aligned} \quad (4.13b)$$

$\sigma_{L1} = 1cm$ と仮定し、探索空間は ± 1 となった。

ワイド・レーンは実効波長が L1 や L2 の波長に比べて長いことと、L1 に比べて電離圏誤差を約 0.28 倍にまで軽減できること、さらにノイズは若干大きくなるがそれでも数 cm 程度の精度での測位が可能であることから、アンビギュイティ決定においては非常に有効な手段である。

アンビギュイティ決定方法に関する詳細は[12]、[14]、[18]を、基準局間でのアンビギュイティ決定方法に関しては[22]を参照されたい。図 4.2 は、アンビギュイティ決定方法のフローチャートである。

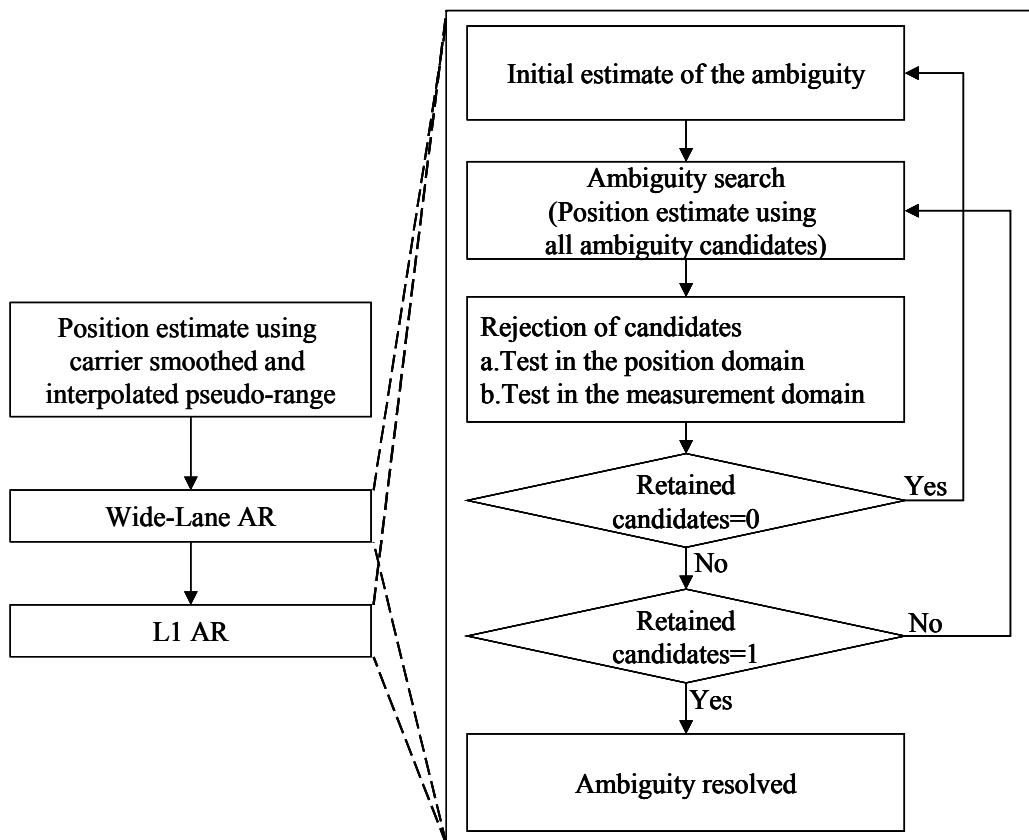


図 4.2 アンビギュイティ決定方法のフローチャート

4. 4 実験結果

4. 4. 1 電離圏誤差比較

ここでは4. 2節で解説した2つの補間方法によって推定されたマスター局とユーザ局との電離圏誤差と、ユーザ局の精密なアンテナ座標を用いて求められた真の電離圏誤差を比較する。

図 4.3~4.6 は L1 の2重差に対する電離圏誤差を比較したグラフで、単位は L1 のサイクル数である。aが付いているものは式(4.4a)求められた電離圏誤差の推定量と、マスター局とユーザ局との正しいアンビギュイティから計算された真の電離圏誤差量を示している。bが付いているものは真の電離圏誤差量と推定量との差、すなわち推定誤差である。LCM、DIM 共に電離圏誤差をうまく推定できていない箇所が多く存在することがわかる。すなわち、補間の効果が小さいのである。こういった誤差は測位やアンビギュイティ決定に大きな影響を及ぼし、ミスフィックスや大きな測位誤差を引き起こす。これらがもたらす影響は後に述べる。

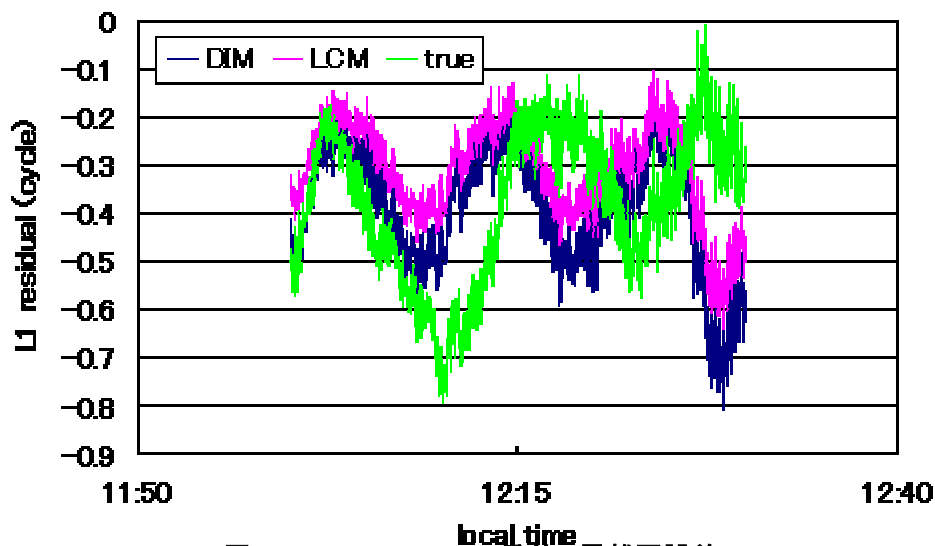


図 4.3a PRN.21-3 の2重差の電離圏誤差

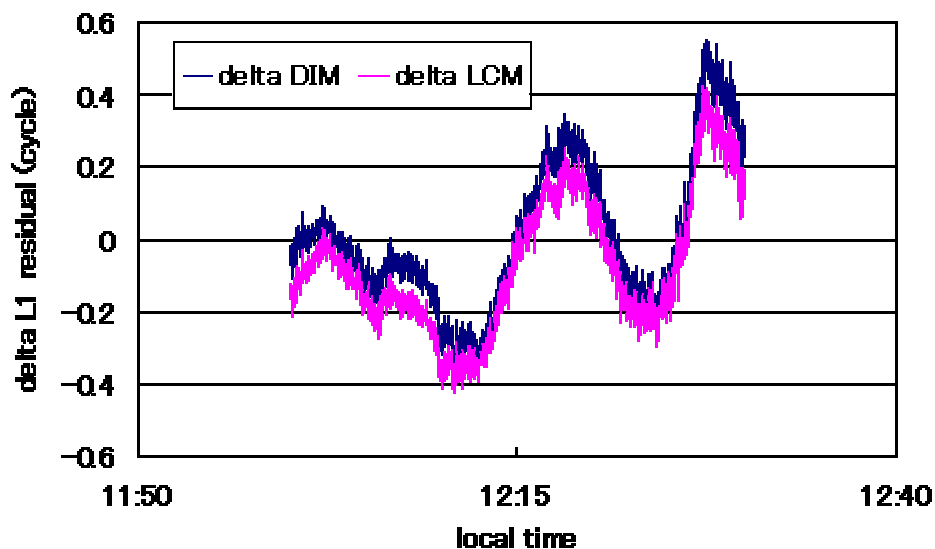


図 4.3b PRN.21-3 の2重差の真の電離圏誤差との差

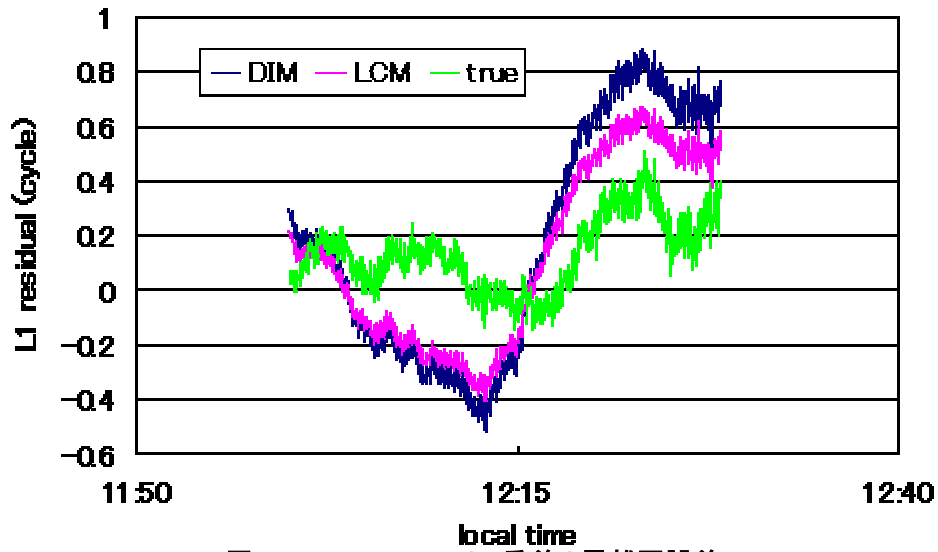


図 4.4a PRN.23-3 の2重差の電離圏誤差

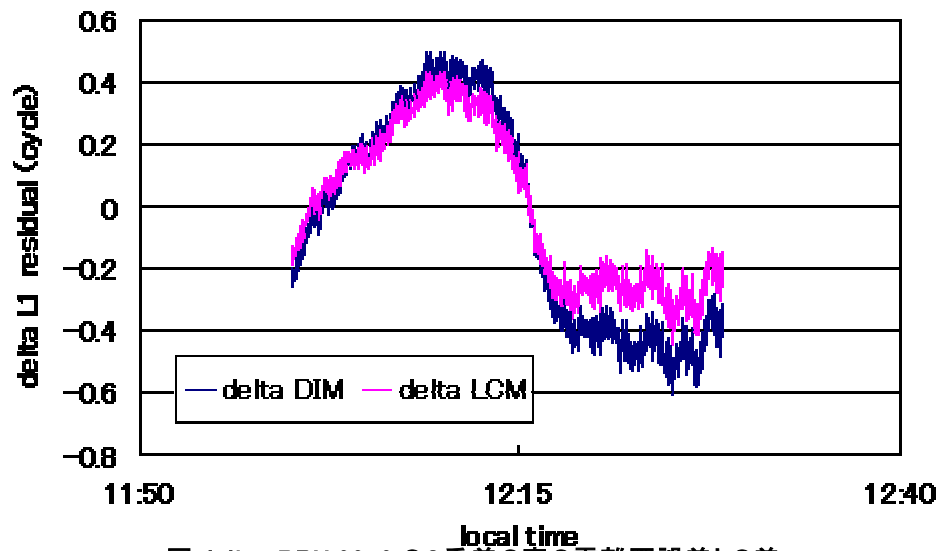


図 4.4b PRN.23-3 の2重差の真の電離圏誤差との差

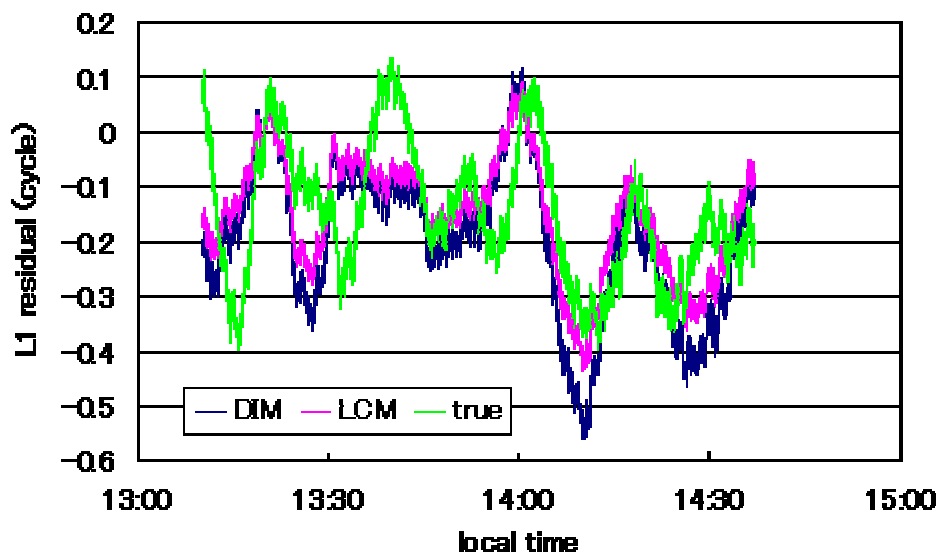


図 4.5a PRN.3-19 の2重差の電離圏誤差

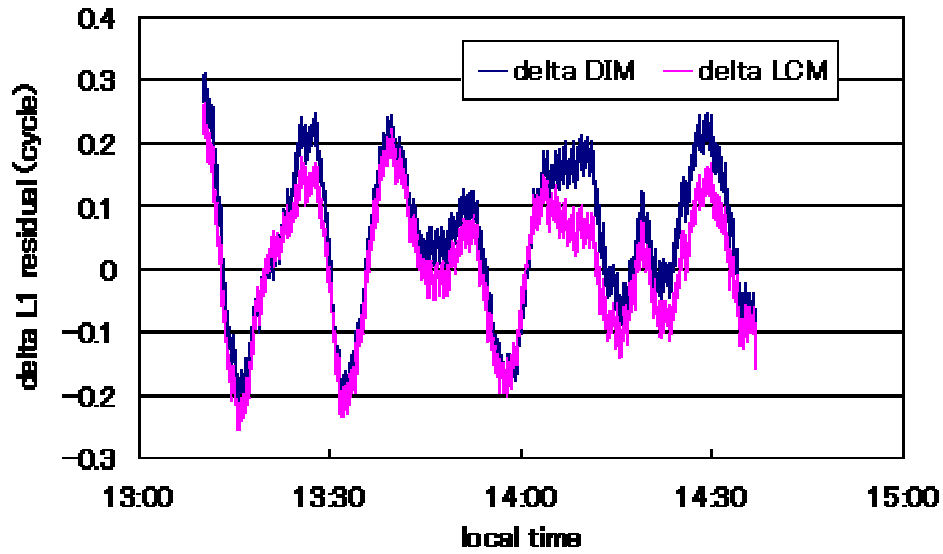


図 4.5b PRN.3-19 の2重差の真の電離圏誤差との差

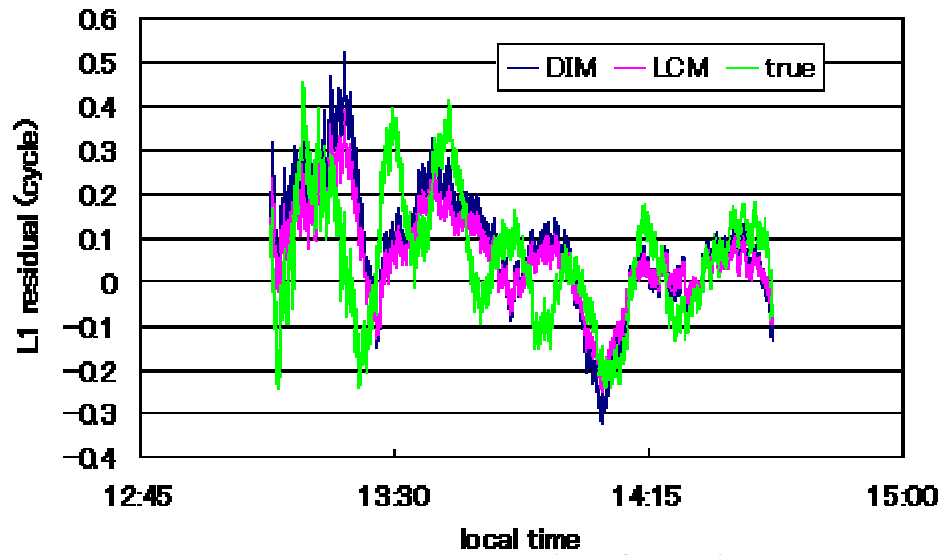


図 4.6a PRN.11-19 の2重差の電離圏誤差

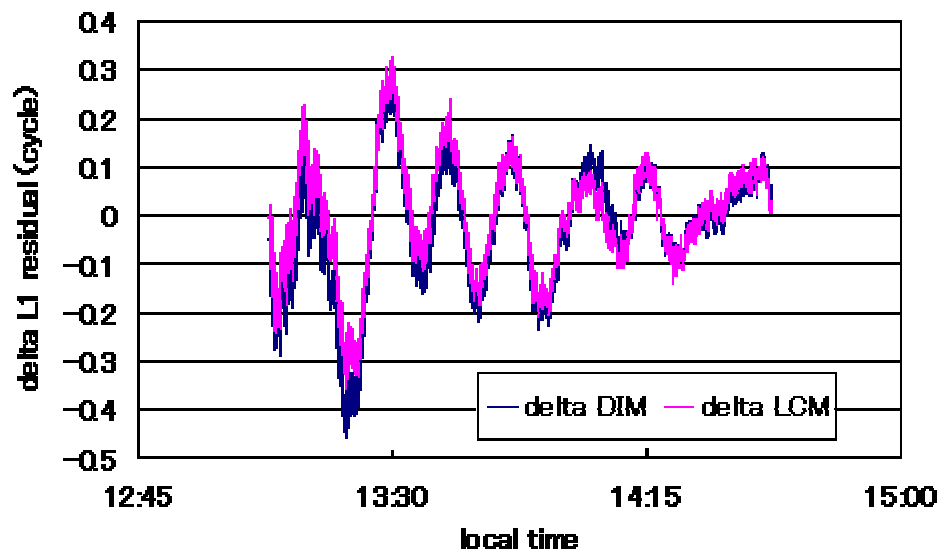


図 4.6b PRN.11-19 の2重差の真の電離圏誤差との差

電離圏遅延は一般的に仰角が低いほど大きな影響がある。そこで電離圏遅延の推定誤差の仰角に対する標準偏差の値を比較する。図 4.7 は全ての電離圏遅延量の推定誤差から算出した仰角に対する標準偏差の値である。値は1° メッシュで計算した。低仰角になるにつれて値が大きくなる傾向があるが、必ずしもその限りではないことが解る。これは次節で述べる電離圏以外の誤差と比較すれば明らかである。値も大きく、どちらの補間方法を用いても電離圏誤差の推定がうまく出来ていないことを示している。

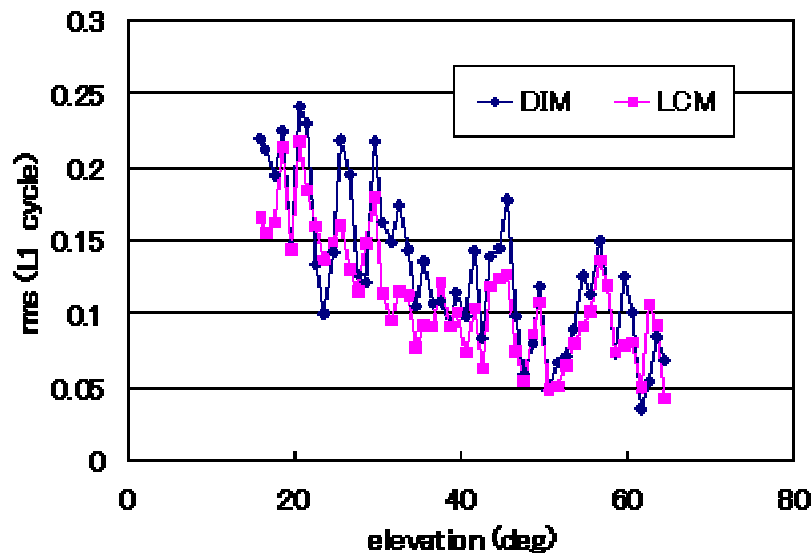


図 4.7 仰角に対する電離圏推定誤差の標準偏差

4.4.2 電離圏以外の誤差

電離圏以外の誤差とは、概ね対流圏と衛星軌道情報の誤差である。これらについても電離圏誤差同様に補間によって推定された誤差と真の誤差を比較する。

図 4.8～4.9 は L1 の 2 重差に対する電離圏以外の誤差を比較したグラフで、単位は L1 のサイクル数である。a が付いているものは電離圏以外の誤差の推定量と、正しいアンビギュイティから計算された真の誤差量を示している。b が付いているものは電離圏以外の誤差の推定誤差である。特に LCM は非常に正確に誤差を推定できていることがわかる。

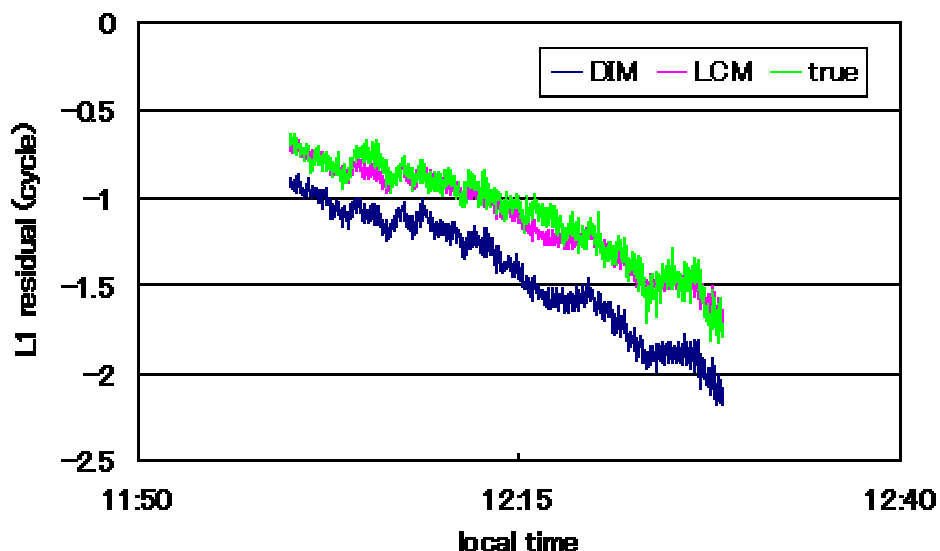


図 4.8a PRN.23-3 の 2 重差の電離圏以外の誤差

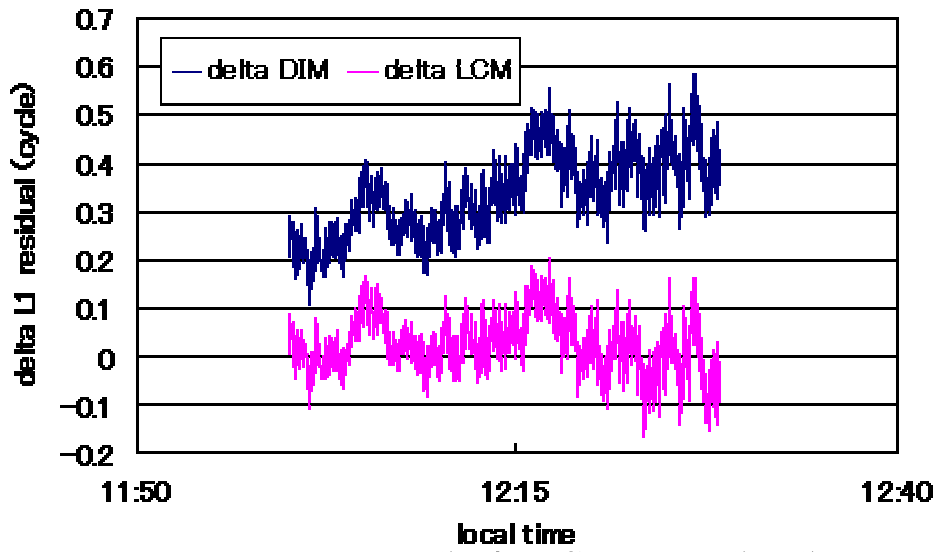


図 4.8b PRN. 23-3 の2重差の真の電離圏以外の誤差との差

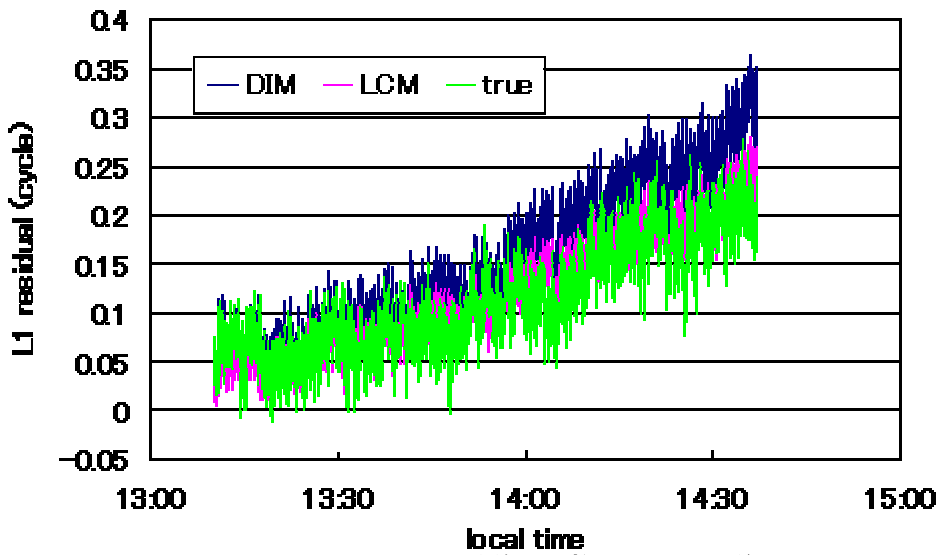


図 4.9a PRN.3-19 の2重差の電離圏以外の誤差

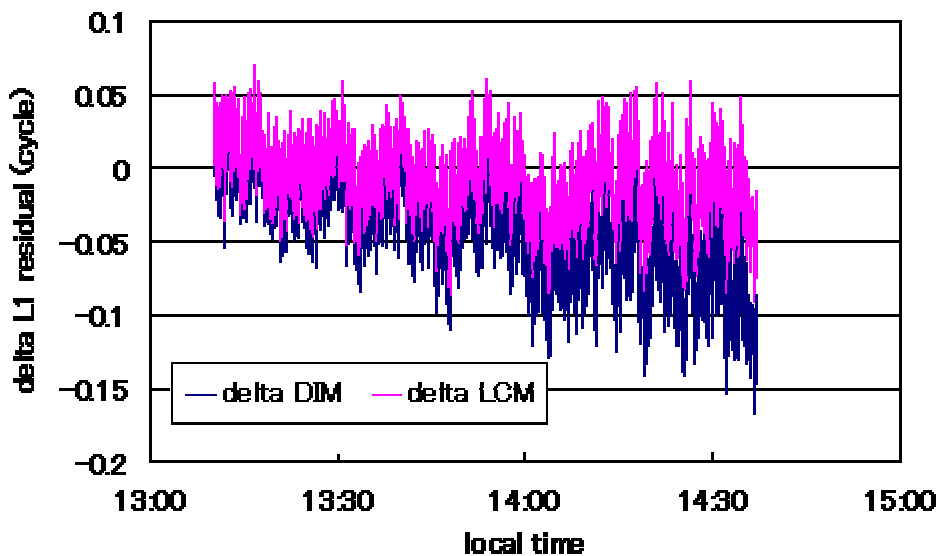


図 4.9b PRN.3-19 の2重差の真の電離圏以外の誤差との差

電離圏遅延だけでなく、対流圏遅延もまた一般的に仰角が低いほど大きな影響がある。そこで先程の電離圏誤差と同様に推定量と真の誤差量との差の仰角に対する標準偏差の値を図 4.10 に示す。こちらも仰角に対する値は1°メッシュで計算した。前節の電離圏誤差とは違い、どちらの補間方法にも低仰角になるにつれて値が大きくなる傾向がはっきりと現れている。また、LCMはそれほど大きな値とならないことから、LCMは電離圏以外の誤差を非常に良く推定できたことがわかる。

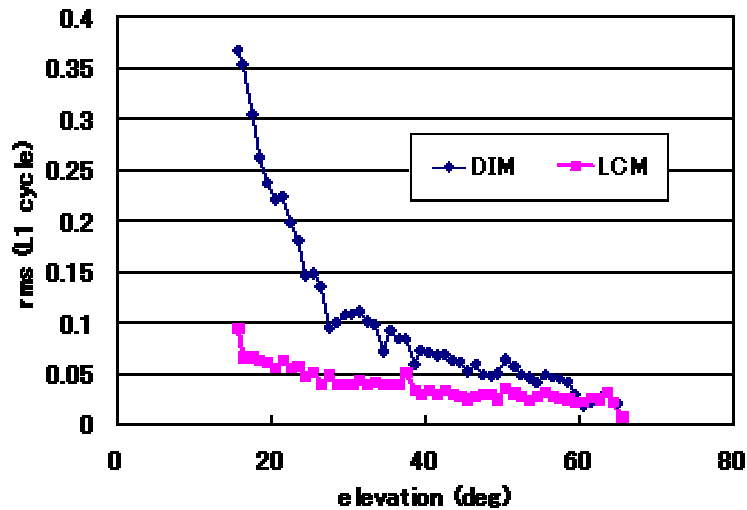


図 4.10 仰角に対する電離圏以外の誤差の推定量の標準偏

4. 4. 3 測位結果比較

本節では2つの補間方法によって推定された誤差を用いた測位結果を比較する。マスク仰角は全て 15 度とした。始めにキャリアスムージングを施した2重差 DGPS 測位結果と、通常の DGPS 測位結果を比較する。スムージングにおける平均化定数は1000とした。図 4.11 は通常の DGPS とそれぞれの補間方法を用いた2重差 DGPS 測位誤差である。通常 DGPS に比べてどちらの補間方法を用いても2重差 DGPS は非常に良い測位ができた。

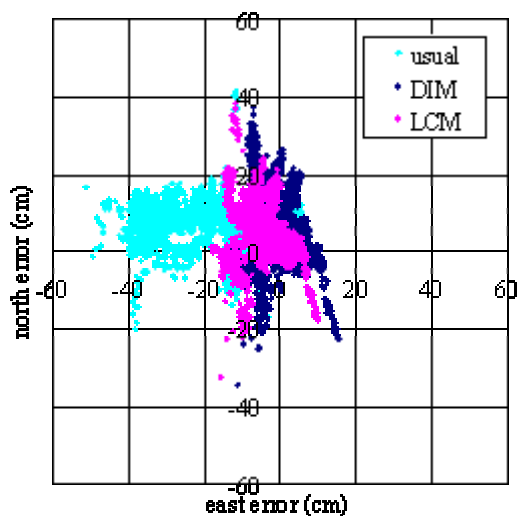


図 4.11a DGPS 水平方向測位結果

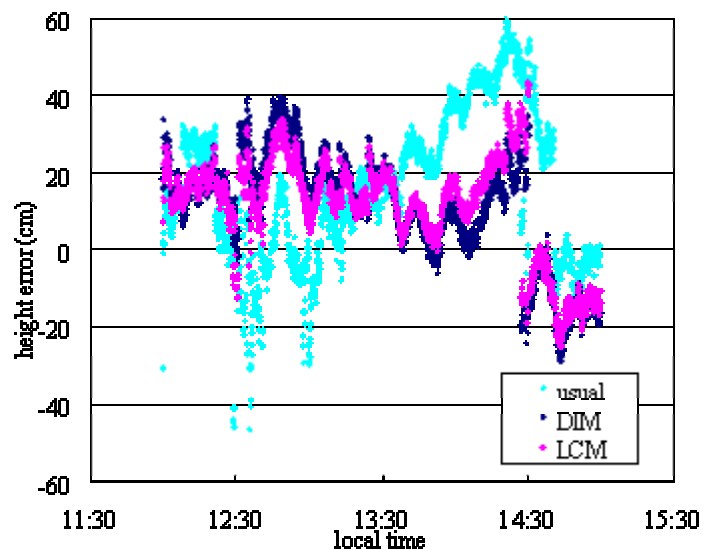


図 4.11b DGPS 高度方向測位結果

次に、補間されたワイド・レーンの測位結果を比較する。図 4.12 はワイド・レーン測位誤差で、フィックス率は100%である。DIM に比べ LCM の方が良く補正出来ていることがわかる。

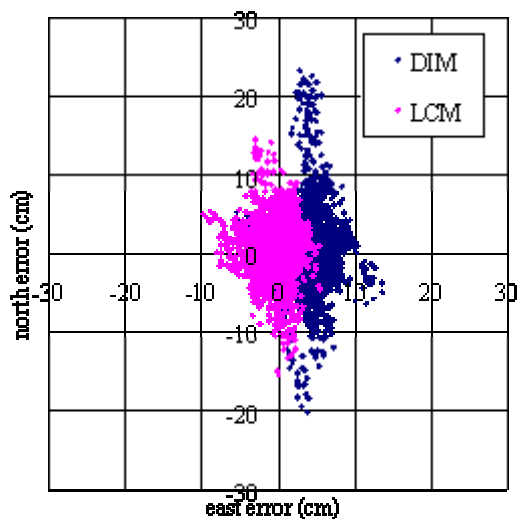


図 4.12a WL 水平方向測位結果

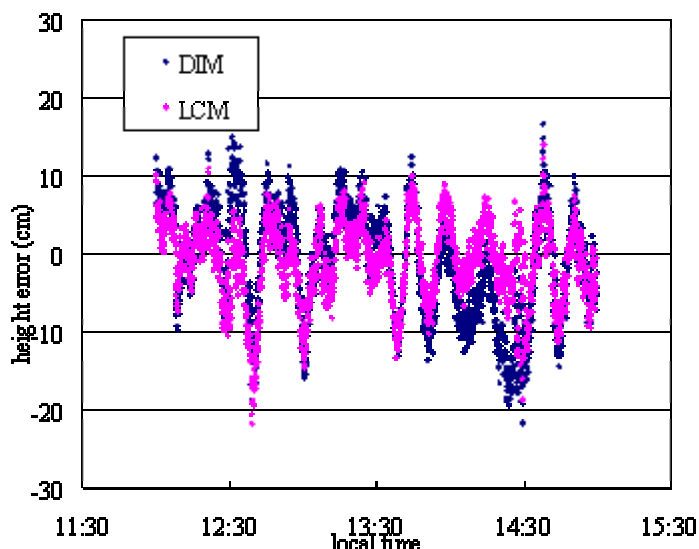


図 4.12b WL 高度方向測位結果

次に、従来の方である補正されたL1 搬送波の測位結果を比較する。フィックス率はワイド・レーン同様100%である。図 4.13 は補正されたL1 の測位誤差である。こちらもワイド・レーン同様 LCM の方が良い結果である。しかしながら、どちらも測位誤差が非常に大きい。アンビギュイティは正しい値を与えているためミスフィックスではない。これは4. 3. 1節で述べた電離圏誤差の影響によるものである。

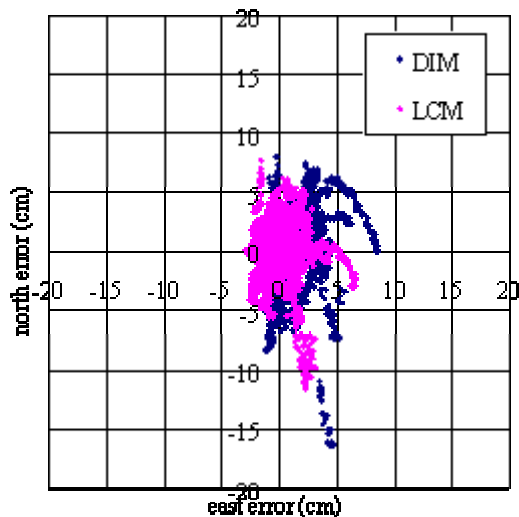


図 4.13a WL 水平方向測位結果

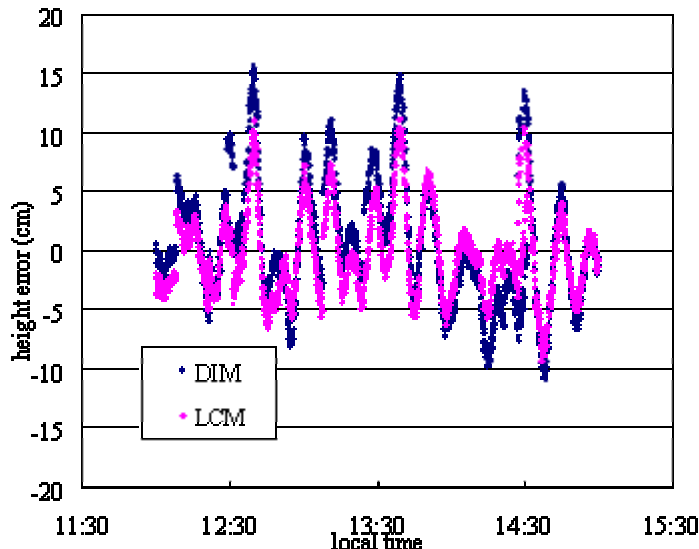


図 4.13b WL 高度方向測位結果

表 4.3 に補間された2重差 DGPS、ワイド・レーン及びL1 搬送波の測位結果の平均誤差と標準偏差の値を示す。2重差 DGPS とワイド・レーンは非常に良好な値を示しているのに対して、L1 搬送波は電離圏誤差により本来の価値を失う結果となった。

表 4.2 測位誤差の統計値

			経度方向(cm)	緯度方向(cm)	高度方向(cm)
平均値	DGPS	通常	-20.89	6.33	15.96
		DIM	1.17	4.62	10.95
		LCM	-4.11	4.32	11.36
	WL	DIM	4.29	0.18	-1.10
		LCM	-0.55	0.32	-1.06
	L1	DIM	1.76	0.03	0.51
LCM		0.30	-0.18	-0.34	
標準偏差	DGPS	通常	11.92	5.95	19.17
		DIM	4.99	10.01	14.24
		LCM	5.22	8.16	13.02
	WL	DIM	2.31	5.04	6.99
		LCM	2.18	3.66	5.16
	L1	DIM	1.81	3.33	5.18
		LCM	1.62	2.56	3.71

4.4.4 アンビギュイティ決定性能比較

本節では補間によるワイド・レーン及び L1 のアンビギュイティ決定性能について議論する。アンビギュイティ決定方法は4.2.2節で述べた通りであるが、性能比較のため30秒と60秒ごとに初期化することにした。アンビギュイティ決定率を以下のように定義する。

$$ASR = \frac{\text{Numbers of succeeded } AR}{\text{Numbers of } AR} \quad (4.14)$$

ここで、*ASR* はアンビギュイティ決定率で、*AR* はアンビギュイティ決定である。すなわち、式(4.14)における右辺の分母は *AR* の試行回数、分子はその成功回数を示している。3時間分の 1Hz データであるから、30秒ごとの初期化では $10800/30=360$ 回、60秒ごとでは $10800/60=180$ 回 *AR* を行い、そのうちの成功回数からアンビギュイティ決定率を算出する。

表 4.4 にワイド・レーン及び L1 のアンビギュイティ決定率の値をまとめる。ワイド・レーンは2重差 DGPS 結果が良好だったこともあり、非常に高い決定率を実現した。それに対して L1 は、ワイド・レーン結果が良好であるにもかかわらず非常に性能の低いものとなった。これらの原因はやはり4.4.1節で示した電離圏誤差に起因する。

表 4.3 アンビギュイティ決定率

初期化時間	DIM(%)		LCM(%)	
	WL	L1	WL	L1
30 秒	93.1	52.2	99.2	67.8
60 秒	96.1	60.6	99.4	72.2

4. 4. 5 ネットワーク RTK における電離圏フリー結合(Ionosphere-free Combination)の有効性

これまでの結果から、補間を行っても電離圏誤差を推定できず、大きな測位誤差及びアンビギュイティ決定性能の劣化が生じることがわかった。そこで本節では、ネットワーク RTK における電離圏フリー結合の有効性を議論する。電離圏フリー結合は理論上電離圏誤差を完全に除去できるため、電離圏以外の誤差を基準局ネットワークから補間し、電離圏誤差を考慮しないものとした。

まずは電離圏フリー結合を定義する。本稿では以下のような電離圏フリー結合を用いた。

$$\begin{aligned}
 \phi_{IF} &= \phi_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \cdot \phi_{L2} \\
 \lambda_{IF} &= \frac{cs}{f_{L1} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \cdot f_{L2}} \\
 &\cong 48.4cm
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

アンビギュイティの候補と探索空間は以下ようになる。

$$\begin{aligned}
 \nabla \Delta \hat{N}_{IF} &= \nabla \Delta \phi_{IF} \cdot \lambda_{IF} - \nabla \Delta \hat{s}_{WL} \\
 \nabla \Delta \hat{N}_{L1} &= \left[\frac{\nabla \Delta \hat{N}_{IF} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \cdot \nabla \Delta N_{WL}}{\left(1 - \frac{f_{L2}}{f_{L1}}\right)} \right]_{\text{round off}}
 \end{aligned} \tag{4.15a}$$

$$\begin{aligned}
 \nabla \Delta \hat{N}_{L2} &= \nabla \Delta \hat{N}_{L1} - \nabla \Delta N_{WL} \\
 \nabla \Delta \hat{N}_{L1} - k \cdot \sqrt{\sigma_{WL}^2 + \sigma_{IF}^2} \\
 &\leq \nabla \Delta N_{L1} \leq \nabla \Delta \hat{N}_{L1} + k \cdot \sqrt{\sigma_{WL}^2 + \sigma_{IF}^2}
 \end{aligned} \tag{4.15b}$$

$\sigma_{IF} = 1.5cm$ と仮定し、探索空間は±1となった。また、ワイド・レーンのアンビギュイティが決定されているため、L2のアンビギュイティについてはL1のアンビギュイティの候補から求めることが出来る。

次に測位結果を比較する。これまでの結果から、2つの補間方法を比較するとDIMよりもLCMの方が高性能であることも確認したため、LCMを用いた場合のL1と電離圏フリー結合を比較する。図4.14はL1と電離圏以外の誤差を補間によって推定した電離圏フリー結合の測位誤差を表したものである。フィット率は100%である。L1に比べて電離圏フリー結合は非常に良い結果を示している。このことから、電離圏誤差が与える影響が非常に大きなものであったことが解る。表4.4に、それぞれの測位誤差の平均値と標準偏差の値をまとめる。

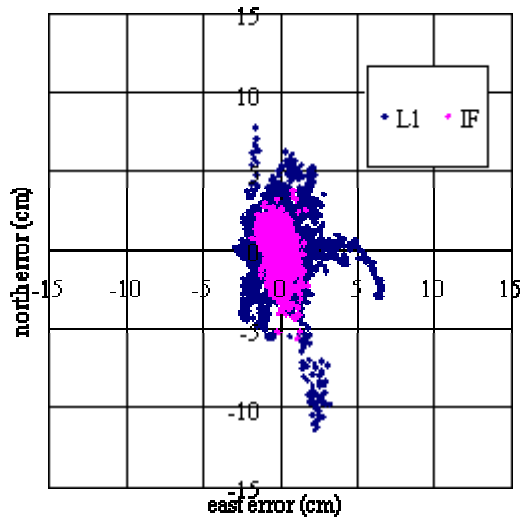


図 4.14a 水平方向測位結果

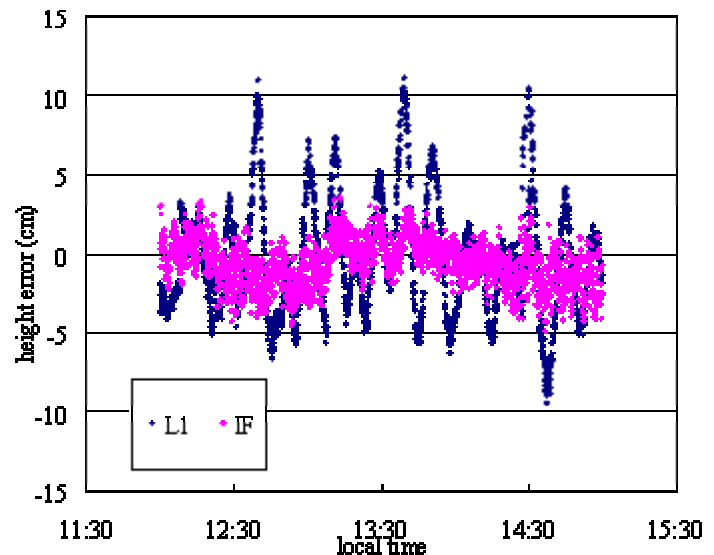


図 4.14b 高度方向測位結果

表 4.4 L1とIF(LCM)の測位誤差の統計値

		経度方向(cm)	緯度方向(cm)	高度方向(cm)
平均値	L1	0.30	-0.18	-0.34
	IF	-0.07	0.04	-0.66
標準偏差	L1	1.62	2.56	3.71
	IF	0.49	1.11	1.43

最後に、アンビギュイティ決定率を比較する。決定方法は4.4.3節と同様である。表4.7は決定率の値である。測位結果同様大きな改善が見られる。30秒、60秒共にL1と電離圏フリー結合を比較すると、約14%の改善が見られる。

表 4.5 IFのアンビギュイティ決定率

初期化時間	L1(%)	IF(%)
30 秒	67.8	82.2
60 秒	72.2	86.1

4.5 まとめと考察

本章ではネットワーク RTK における電離圏の影響を測位誤差及びアンビギュイティ決定性能から評価した。

従来の補正された L1 の測位では、大きな測位誤差及びアンビギュイティ決定性能の劣化が確認された。電離圏以外の誤差は補間により良く推定できたため、これらの原因は電離圏誤差である。電離圏誤差をうまく推定出来なかったためこのような結果が現れた。これは全ての補間方法が誤差を線形であると仮定していること、すなわち2次以上の項での補正が必要な状況では補間による効果が薄れるためであった。しかしながら、2次以上の項で補正を試みることは電離圏の状況を非常に詳しく把握する必要があり、現実的には不可能である。

そこで筆者はその解決策の一つとして電離圏フリー結合を用いた。電離圏フリー結合は、アンビギュイティが整数ではなくなることや、もしくは波長が短くなってしまいうためにアンビギュイティ決定は非常に困難となる。しかしながら、補正されたワイド・レーンの測位結果が非常に良好だったこともあり、アンビギュイティ決定率も非常に高く、測位結果についても非常に良いものであった。

以上のことから、ネットワーク RTK において電離圏誤差推定がうまくいかない場合、アンビギュイティ決定及び測位において電離圏フリー結合を用いることを提案できるものと考えられる。

第5章 総括

5.1 結論

本稿では GPS 測位における電離圏の影響と、その除去方法を示した。

第2章では単独測位における擬似距離と電離圏遅延量の推定に有益な2つのフィルタリングアルゴリズム、ハッチフィルタとカルマンフィルタを紹介し、比較した。フィルタリング自体はどちらのフィルタも良好で、非常に高精度な測位結果が得られた。ハッチフィルタは比較的単純なアルゴリズムであるにもかかわらず、その効果は絶大であった。カルマンフィルタは標準偏差の値が非常に小さくなり、またフィルタリングの仮定で求められる分散値を測位に使用することで誤差を改善できた。2つのフィルタは非常に良いトレードオフ関係を示した。ハッチフィルタは単純ではあるが効果が高く、カルマンフィルタの効果はハッチフィルタに勝るがアルゴリズムが複雑で計算量が多かった。よってどちらのアルゴリズムも非常に有効で、各々の用途に合ったフィルタを選択すれば良いだろう。

第3章では中基線搬送波測位における電離圏の影響を示し、さらにワイド・レーンと L1、電離圏フリー結合の3つの測位結果を比較した。概ね基線長に依存して大きくなる電離圏誤差と、それがもたらす測位誤差を確認した。基線長が長くなるに連れてワイド・レーンや L1 の測位誤差が増加するのに対して、電離圏フリー結合ではそういった誤差の増大が抑えられる結果となった。このことから、中基線搬送波測位において電離圏の与える影響が非常に大きなものであることと、それ故に電離圏フリー結合が非常に有効であることが示された。

第4章ではネットワーク RTK における電離圏の影響を測位誤差及びアンビギュイティ決定性能から評価した。LCM(Linear Combination Model)と DIM(Distance-based linear Interpolation Method) の2つの補間方法を用いて、電離圏誤差と電離圏以外の誤差推定を行った。補間能力は LCM の方が高く、特に電離圏以外の誤差が非常にうまく推定できた。しかし、どちらの方法を用いても電離圏誤差の推定はうまくいかなかった。結果として従来の L1 を補正する方法を用いた場合の大きな測位誤差とアンビギュイティ決定性能の劣化が確認された。また、それがネットワーク RTK で用いられる補間能力の限界であることも示された。そこで筆者は電離圏フリー結合を適用した。L1 と比較して、電離圏フリー結合はアンビギュイティ決定性能と測位精度共に劣化した性能を大幅に改善することが出来た。よってネットワーク RTK においても電離圏フリー結合は非常に有効であることが示され、電離圏誤差推定がうまくいかない場合の一つの解決策として電離圏フリー結合を提案できるものと考えた。

5.2 今後の課題

本節では第4章におけるネットワーク RTK における電離圏の影響に関して今後の課題を述べる。電離圏誤差の推定がうまくいかない場合に電離圏フリー結合が有効であることは示せたが、どういう状況で電離圏推定が困難となるのかを明白にしなくてはならない。筆者は現在のところ以下の2点を調査することで、電離圏フリー結合の実用化が可能になるのではないかと考えている。

一つは、基準点間の距離である。今回実験に使用したネットワークは基準局間の距離が若干長かった。しかし、もっと近距離であれば電離圏誤差をうまく推定出来たかもしれない。そこで従来のL1を補正する方式は基準点間の距離がどの程度であれば有効であるのかを明確にする必要があるものと思われる。それによってネットワーク毎に従来のL1と本稿で示した電離圏フリー結合の使い分けが可能になるものと思われる。

もう一つは、季節・時刻による電離圏の変化を把握することである。電離圏のふるまいは季節や時刻によって異なるものである。電離圏推定の季節及び時刻ごとの変化を把握するために、1年分の24時間データを解析する必要がある。そこから電離圏推定の良否を季節・時刻毎に明らかにすることで従来のL1と電離圏フリー結合の使い分けが可能になると考えられる。

謝辞

本稿作成及び大学院での生活に関して日々ご指導・ご鞭撻頂きました、安田明生教授に感謝申し上げます。思えば今現在私が情報通信工学研究室に在籍しているのは、学部3年次に安田先生の研究室紹介を聞いたことがきっかけでした。修士課程の2年次には2回も海外での研究発表を経験させていただき、大変充実した院生生活でした。本当に有難うございました。

久保信明助手にも日々ご指導頂きました。GPS を基礎から教えて下さいました。また、研究に関しても多くのご指導を頂きました。英語学習法や発表の仕方、さらには就職活動についてもご助言下さいました。有難うございました。

技官の川村先生にも色々ご指導頂きました。特に懇親会等でいろいろなことを教えて下さいました。有難うございました。

研究室のOBで、現在防衛庁防衛大学校の浪江宏宗助手にもご指導頂きました。私にとっての搬送波測位は浪江先生の論文から始まりました。以来たくさんの議論が出来たと思います。有難うございました。

博士後期課程の社会人学生である、富士通の近藤賢太郎さんと福島荘之介さんにも感謝致します。近藤さんには搬送波測位に関してご指導頂き、さらにシドニーでの発表においてもお時間を割いていただきました。福島さんは「精説 GPS」の発行に際して TeX の使い方を教えてくださり、またデータ取得にもご協力頂きました。有難うございました。

データ取得にご協力頂きました、電子航法研究所の吉原貴之様、測位衛星技術株式会社の内田雅之様、千田克志様、日立産機システムの大江政徳様、三菱電機株式会社の小野田篤夫様にも感謝申し上げます。有難うございました。

先輩の岡本伸也さん、田中慎二さん、張雲さんにもいろいろご指導頂きました。何かわからないことがあると、とにかくお三方に質問していたような気がします。特に岡本さんには、プログラムの組み方や GPS の基礎的なことを多々教わりました。私にとっての GPS の師匠かもしれません。本当に有難うございました。

同期の鈴木崇くん、近藤俊一郎くん、後輩の五味泰人くんも感謝致します。色々ご迷惑をお掛けしたような気がします。有難う。

博士後期課程の吉田将司さん始め、情報通信工学研究室の皆々様も感謝致します。有難うございました。

最後に、両親・姉弟へ。今まで本当にお世話になりました。何とか無事に学生生活を過ごすことが出来ました。有難う。

以上です。有難うございました。

参考文献

- [1] Pratap Misra, Per Enge 原著、日本航海学会GPS研究会(安田明生、他8名)訳、「精説GPS 基本概念・測位原理・信号と受信機」、社団法人 日本航海学会 GPS 研究会、pp111-230、2004
- [2] 福島荘之介、「理解するためのGPS測位計算プログラム入門(その1)WGS84と座標変換のはなし」、独立行政法人電子航法研究所、<http://www.enri.go.jp/~fks442/K.MUSEN/>
- [3] 福島荘之介、「理解するためのGPS測位計算プログラム入門(その2)GPS衛星の軌道計算のはなし」、独立行政法人電子航法研究所、<http://www.enri.go.jp/~fks442/K.MUSEN/>
- [4] 福島荘之介、「理解するためのGPS測位計算プログラム入門(その3)測位計算のはなし」、独立行政法人電子航法研究所、<http://www.enri.go.jp/~fks442/K.MUSEN/>
- [5] Peter S.MAYBECK, “Stochastic models, estimation, and control, Volume 1”. ACADEMIC PRESS, chapter 1, http://www.cs.unc.edu/~welch/media/pdf/maybeck_ch1.pdf
- [6] RAUL ROJAS, “THE KALMAN FILTER”, <http://robocup.mi.fu-berlin.de/buch/kalman.pdf>
- [7] Greg Welch and Gary Bishop, “An Introduction to the Kalman Filter”, University of North Carolina at Chapel Hill, Department of Computer Science, TR 95-041, http://www.cs.unc.edu/~welch/media/pdf/kalman_intro.pdf
- [8] 西山清、「パソコンで解くカルマンフィルタ」、丸善、1993
- [9] Kee, C., Walter, T., Enge, P., and Parkinson, B., “Quality Control Algorithms on WAAS Wide-Area Reference Stations,” Journal of The Institute of Navigation, Vol. 44, No. 1, Spring, 1997, pp. 53-62.
- [10] Goad, C. C., 1990. “Optimal Filtering of Pseudoranges and Phases from Single-Frequency GPS Receivers”, Navigation: Journal of The Institute of Navigation, 37 (3) pp. 249-262, 1990
- [11] HWANG, P.Y.C., AND BROWN, R.G.: “GPS Navigation: Combining Pseudorange with Continuous Carrier Phase Using a Kalman Filter”. Navigation: Journal of The Institute of Navigation, 37 (2) pp. 181-196, 1990
- [12] 辻井利昭、村田正秋、張替正敏、「Development of Kinematic GPS Software, KINGS, and Flight Test Evaluation」、科学技術庁航空宇宙技術研究所、1998
- [13] 浪江宏宗、「DGPS および RTK-GPS の実用化に関する研究」、東京商船大学大学院博士学位論文、pp.7-pp.28、2000
- [14] 岡本伸也、「長基線 DGPS 測位及び干渉測位の測位精度に関する研究」、東京商船大学大学院修士学位論文、pp57-85、2004
- [15] 田中慎二、「ネットワーク RTK-GPS 測位に関する研究」、東京商船大学大学院修士学位論文、pp34-102、2004
- [16] Yun Zhang, “The Benefit of Triple Frequencies System in Ambiguity Resolution,” MS’s thesis of Tokyo University of Marine Science And Technology, pp48-88, 2004
- [17] Y Zhang, F Wu, N Kubo, and A Yasuda, “TEC Measurement By Single Dual-frequency GPS Receiver”, Proceedings of 2003 International Symposium on GPS/GNSS, pp351-358, 2003
- [18] F Wu, N Kubo, and A Yasuda, “Fast Ambiguity Resolution for Marine Navigation,” The Journal of Japan Institute of Navigation, Vol. 108, pp. 173-180, March 2003
- [19] L. Dai, “Dual-frequency GPS/GLONASS real-time ambiguity resolution for medium-range kinematic positioning,” 13th Int. Tech. Meeting of the Satellite Division of the U.S. Inst. of Navigation, Salt Lake City, Utah, 19-22 September, 1071-1080, http://www.gmat.unsw.edu.au/snap/publications/dai_2000.pdf, 2000
- [20] L. Dai, S. Han, J. Wang, and C. Rizos, “Comparison of Interpolation Algorithms in Network-Based GPS techniques,” Journal of The Institute of Navigation, Vol.50, No.4, pp277-293, Winter 2003-2004
- [21] H.-J. Euler, S. Seeger, O. Zelzer, F. Takac, B. E. Zebhauser, “Improvement of Positioning Performance Using Standardized Network RTK Messages,” Proceedings of ION NTM January 26-28,2004, San Diego, CA
- [22] John F. Raquet, “Development of a Method for Kinematic GPS Carrier-Phase Ambiguity Resolution Using Multiple Reference Receivers,” PhD Thesis of THE UNIVERSITY OF CALGARY, pp195-207, 238-254, 1998
- [23] Takaki Tominaga, Kentaro Kondo, Nobuaki Kubo, and Akio Yasuda, “The Ionospheric Effect on Medium Baseline RTK-GPS Positioning,” Proceedings of the International Symposium on GPS/GNSS 2004, p.96, 2004
- [24] Han, S. and C. Rizos, “GPS network design and error mitigation for real-time continuous array monitoring systems”, Proc. 9th Int. Tech. Meeting of the Satellite Division of the U.S. Inst. of Navigation GPS ION '96, Kansas City, Missouri, 17-20 September, 1827-1836, 1996
- [25] Gao, Y., Li, Z., & McLellan, J.F. “Carrier phase based regional area differential GPS for decimeter-level positioning and navigation”, Proceedings of ION GPS' 97, pp1305-1313, 1997.
- [26] Takaki Tominaga, Yasuto Gomi, Nobuaki Kubo, and Akio Yasuda, “The Ionospheric Effect on Ambiguity Resolution in Network RTK”, Proceedings of WSANE 2005, March 3-5, 2005, Daejeon, Korea
- [27] Chris Rizos, Shaowei Han, and Horng-Yue Chen, “Regional-scale multiple reference stations for carrier phase-based GPS positioning: A correction generation algorithm”, School of Geomatic Engineering, UNSW,,

- Sydney, Australia, <http://www.terrapub.co.jp/journals/EPS/pdf/5210/52100795.pdf>, 2000
- [28] Horng-Yue Chen, "An Instantaneous Ambiguity Resolution Procedure Suitable for Medium-Scale GPS Reference Station Networks", School of Geomatic Engineering, the University of New South Wales, Sydney, NSW 2052, AUSTRALIA, http://www.gmat.unsw.edu.au/snap/publications/chen_2000.pdf, 2000
- [29] 安田明生、「GPSとその応用」、GPS シンポジウム 2001 テキスト、pp193- 239、2001
- [30] 一色浩、浪江宏宗、「GPS の基礎」、GPS シンポジウム 2002 テキスト、pp193-225、2002
- [31] 杉本末雄、久保幸弘、「搬送波位相による測位法での整数値アンビギュイティの推定と検定」、GPS シンポジウム 2002 テキスト、pp227-256、2002
- [32] 土屋淳・辻宏道、「新・GPS 測量の基礎」、社団法人日本測量協会、pp165-207、2002