

GPSによる三周波数アンビギュイティ決定 (AMBIGUITY RESOLUTION : AR) に関する研究

張 雲*・久保 信明**・安田 明生**

The Benefit from Triple Frequencies in Ambiguity Resolution

Yun Zhang, Nobuaki KUBO and Akio YASUDA

Abstract

As part of the modernization of GPS (Global positioning system), a third civil frequency at 1176.45MHz will be added to the GPS system. The carrier-phase differential user will be a prime beneficiary. From the results of ambiguity success rate (ASR) using data from triple frequencies signal simulation, the benefits from the triple frequency in ambiguity resolution (AR) can be confirmed. It can be found that in the triple frequencies, AR will be improved under short and medium baseline (about less than 30km) by using widelane method. But the longer distance user of carrier-phase differential measurement will see limited gains from the new frequency because of ionosphere error. If the geometry-free method is used, AR will become independent on the baseline influence, and can be improved by only reducing carrier phase signal noise.

Keywords : GPS, Modernization of GPS, Triple frequencies signal simulation, Ambiguity success rate

キーワード: 衛星航法, GPS 近代化, 三周波数信号のシミュレーション, アンビギュイティ決定成功率

1. はじめに

高精度測位を目指したGPS近代化においては、1575.42MHzのL1帯のC/Aコードに加え、1227.6MHzのL2帯にL2Cと呼ばれる民生用コードが追加され、さらに新たに発信される中心周波数 1176.45MHzを持つL5帯に第三の民生用信号が追加される。これにより、多くの利点が予想される⁽¹⁾。本稿では、三周波数信号シミュレーションにおける、三周波数を用いたアンビギュイティ決定 (AR: Ambiguity Resolution) の利点について議論する⁽²⁾⁽³⁾。ARは搬送波位相で測定した受信機と衛星間距離の波数のバイアスを正確に知ることである⁽⁴⁾。

本稿では、ARにおいてワイドレーン(wide-lane)法とジオメトリーフリー(Geometry-Free)法を用いた。GPS干渉測位では二つ搬送波位相の単純な差をワイ

ドレーンと呼ぶ⁽⁵⁾。例えば、L1-L2 ワイドレーン信号の周波数はL1帯とL2帯の周波数の差 $1575.42(\text{MHz}) - 1227.6(\text{MHz}) = 347.82(\text{MHz})$ である。この仮想的な信号の波長は 86cmなので、L1帯の波長の4倍以上となる。ジオメトリーフリー法では、二つの搬送波を線形結合 (ジオメトリーフリー結合) し、衛星受信機間の幾何学的距離が消去された信号でARを行う⁽⁶⁾。

ワイドレーン法において、L5帯の信号はビット率の高い新コード⁽⁷⁾のため、擬似距離測定精度がC/Aコードより高くなり⁽⁸⁾、ARにとって有利である。さらに、L2信号とL5信号を線形結合したL2-L5ワイドレーン信号の周波数は約 51MHzで、波長は約 5.8mとなる。つまりこのワイドレーン信号におけるレーン幅は約 5.8mとなり、L1-L2ワイドレーン信号(波

* 学生会員 博士後期課程 東京海洋大学大学院海洋科学技術研究科 (〒135-8533 東京都江東区越中島 2-1-6) zhang@denshi.e.kaiyodai.ac.jp

** 正会員 東京海洋大学 nkubo@e.kaiyodai.ac.jp

** 正会員 東京海洋大学 yasuda@denshi.e.kaiyodai.ac.jp

| Signal | Frequency (MHz) | Wavelength (m) | Iono Error (cycle) | RMS carrier noise (m) |
|--------|-----------------|----------------|--------------------|-----------------------|
| L1 | 1575.42 | 0.19 | 1.0 | 0.0027 |
| L2 | 1227.60 | 0.22 | 1.31 | 0.0044 |
| L5 | 1176.45 | 0.25 | 1.36 | 0.0023 |
| L1-L2 | 347.82 | 0.86 | -0.28 | 0.0197 |
| L1-L5 | 398.97 | 0.75 | -0.33 | 0.0125 |
| L2-L5 | 51.15 | 5.86 | -0.06 | 0.0118 |

Table 1 Characters in the primary signals and combination signals in triple frequencies

長約 86cm)と比べると、AR はきわめて円滑になる。さらに、L2 帯と L5 帯の周波数の値が近いために、L2-L5 には電離層の影響が小さいという利点もある。表 1 に GPS 近代化における基準信号とワイドレール信号の特徴を示す。表 1 に示すように、ワイドレール信号の雑音は基準信号よりも大きく、特に L2-L5 信号の雑音は L1 信号における雑音の約 40 倍にもなる。

ジオメトリフリー法において三周波数を用いると、二つの独立したジオメトリフリー結合信号 (Geometry-Free Combination) を作ることができ、基線長の制約を受けることなく AR を実行できる⁽⁹⁾。しかし、ジオメトリフリー線形結合によって拡大された雑音は AR に影響する。雑音の特性により、連続位相信号を時間平均すると、雑音を減少させることができ、さらに AR も改善する。

三周波数信号のシミュレーションを用いて、二、三周波数の AR を行う。本稿では、シミュレーションにおいて、四つの基線長 (約 0.6km, 14km, 180km, 520km) を設定し、24 時間のアンビギュイティ成功率 (ASR) を算出する。さらに二重差電離層の遅延が 3ppm ($3 \times 10^{-6} \times$ 基線長(m)) と仮定した場合、基線長による ASR の値を求める。ASR の結果から、三周波数における AR の利点を検証する。

2. 三周波数信号シミュレーション

2.1 シミュレーションの概要

L5 信号は現在のところ GPS 衛星から発信されていないため、二周波数と三周数を利用した AR 特性の比較は三周波数信号シミュレーションにより生成された信号を用いて行う。シミュレーションの概要を図 1 に示す。表 2 は基準局と移動局における各モデル誤差のパラメータを示している。

表 2 において、アンテナキャリアオフセットは位相信号に付加される。受信機雑音とマルチパス誤差については 2.2 節と 2.3 節で詳細に述べる。

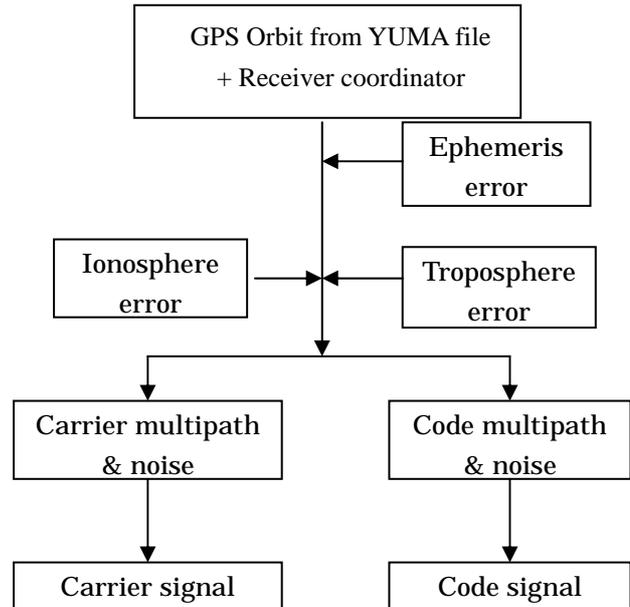


Fig.1 Triple frequencies signal simulation

| | Reference & Rover receiver |
|-------------------------|-----------------------------------|
| Ionosphere error model | Klobuchar's model |
| Troposphere error model | Saastamoinen's model |
| Ephemeris error | RMS 2.1m white noise |
| Code noise | DLL thermal noise |
| Carrier noise | PLL thermal noise |
| Multipath error | Reflected from ground |
| Antenna carrier offset | Download from NGS ⁽¹⁰⁾ |

Table 2 Model error Parameters in triple frequencies signal simulation

2.2 シミュレーションにおける受信機雑音

三周波数信号シミュレーションで生成したコード雑音は、Early/Late コリレータにおける DLL (Delay lock loop) のジッタ (jitter) により生成した。コード雑音の標準偏差 (σ_{DLL}) は以下のように与える⁽⁵⁾：

$$\sigma_{DLL} = \lambda_c \sqrt{\frac{\alpha \times d \times B_{DLL}}{c/n_0} \left[1 + \frac{2}{T_d \times c/n_0} \right]} \text{ (m)} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 λ_c はコード・チップ率、 α は DLL 関連器の種類によって決まる correlator factor、 B_{DLL} はコードループの雑音帯域幅 (Hz) であり、キャリア・スムージングを行う場合には $B_{DLL} = \frac{1}{2T_s}$ (T_s はスムージング時間) となる。 c/n_0 は搬送波電力対雑音電力密度比 (dB-Hz)、 d は相関間隔 (correlate spacing)、 T_d は積分時間 (単位: 秒) で、L1 信号における航法メッセージは 50bps により T_d は 20ms となり、L5 信号では航法メッセージが 100bps であるので T_d は

10ms になる。

さらに、シミュレーションにおける位相雑音は PLL (Phase lock loop) より生成し、位相雑音の標準偏差 (σ_{PLL}) は以下のように与えられる⁽¹¹⁾：

$$\sigma_{PLL} = \frac{\lambda_L}{2\pi} \sqrt{\frac{B_L}{c/n_0} \left(1 + \frac{1}{2 \times T_d \times c/n_0}\right)} \quad (\text{m}) \dots (2)$$

ここで、 λ_L は搬送波の波長、 B_L はキャリアループの雑音帯域幅 (Hz) である。

式(1)と式(2)において、雑音を決する各パラメータの値を表 3 に示す。

式(1)と式(2)より、 c/n_0 は雑音を作る際に必要である。そこで、雑音を生成するために NOVATEL 社製 GPS702 アンテナと OEM3 受信機を用いて 12 時間データを取得し、各仰角における L1、L2 信号の c/n_0 の平均値を計算した。その結果を図 2 に示す。図 2 より c/n_0 は仰角に依存することがわかる。L5 信号の信号強度は L1 信号の信号強度よりも高いと予想されるが、本稿では L1 信号に等しいものと仮定する。

| | L1 | L2 | L5 |
|--------------------------|--------|--------|--------|
| λ_c (chip/sec) | 293.05 | 293.05 | 29.305 |
| λ_L (cycles/sec) | 0.1903 | 0.224 | 0.2548 |
| d (chip) | 0.1 | 0.1 | 1.0 |
| T_d (ms) | 20 | 20 | 10 |
| B_{DLL} (Hz) | 0.5 | 0.5 | 0.5 |
| B_L (Hz) | 10 | 10 | 10 |

Table 3 Noise parameters in triple frequencies signal simulation

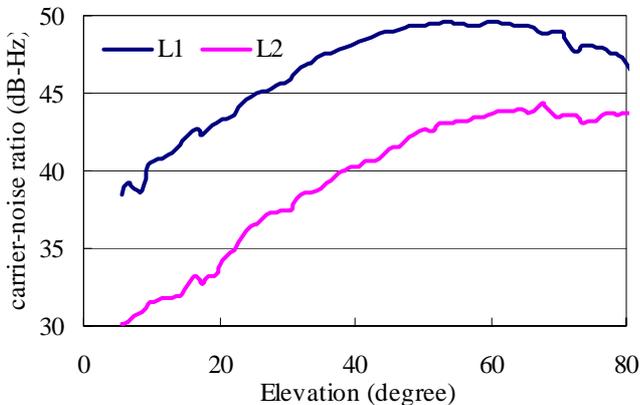


Fig.2 Results of carrier to noise ratio (c/n_0) estimated by NOVATEL OEM3 receiver and NOVATEL 702 antenna for 12 hours

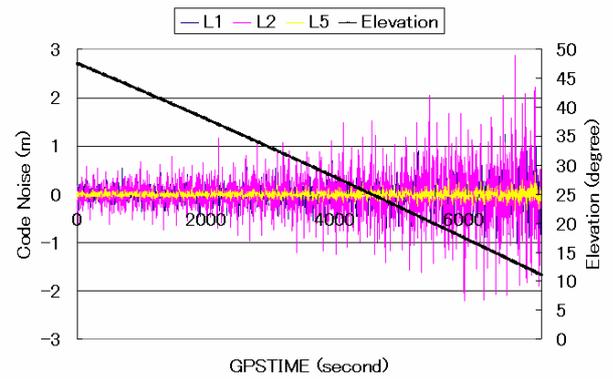


Fig.3(a) Code noise generated from PRN31 for 2 hours in simulation (multipath error absent)

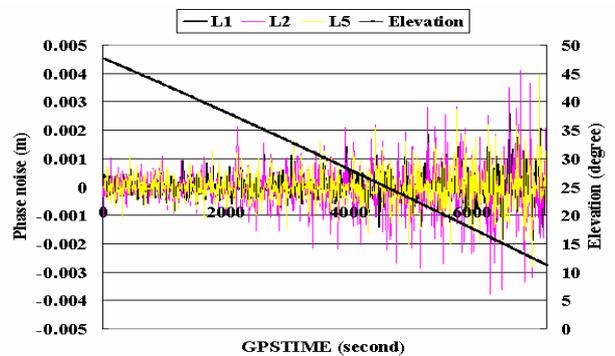


Fig.3(b) Carrier noise generated from PRN31 for 2 hours in simulation (multipath error absent)

表 3 におけるパラメータの値と実験から求めた各仰角における c/n_0 の値、さらに式(1)と式(2)から、L1、L2 と L5 信号の雑音を生成することができる。

図 3(a)と図 3(b)は、シミュレーションで生成した 31 番衛星における L1、L2、L5 の受信機雑音および衛星の仰角を示している。図 3(a)はコード、図 3(b)はキャリアにおける雑音である。

算出した c/n_0 により、仰角に依存する各信号の雑音を生成することができる。さらに、生成した L5 信号の雑音の値は他の信号に比べ最も小さく、また L2 信号は最も大きい。

2.3 シミュレーションにおけるマルチパスエラー

シミュレーションにおけるマルチパスエラーとして、L1 信号の場合には 0.1 チップの相関器 (Narrow correlator)、L5 信号の場合には 1 チップの相関器を用いる⁽¹²⁾⁽¹³⁾。L1 信号と L5 信号のコード・マルチパスエラーと遅延距離の関係を図 4 に示す。ここで、直接波に対するマルチパス波の振幅比は 0.25 とする。図 4 より、L5 信号は L1 信号よりも広い帯域幅を持っているため (20MHz)⁽²⁾、特に遅延距離が長い場合

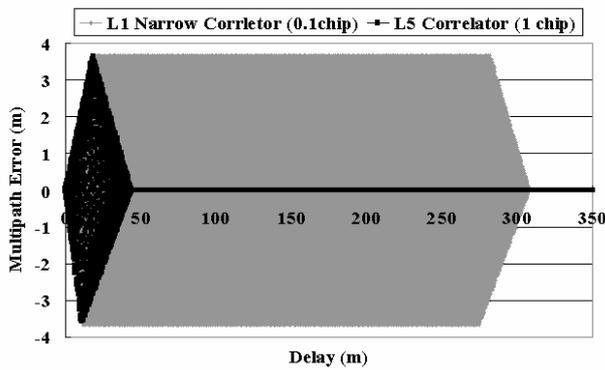


Fig.4 Comparison of pseudorange delay between multipath error on L1 and L5 signal

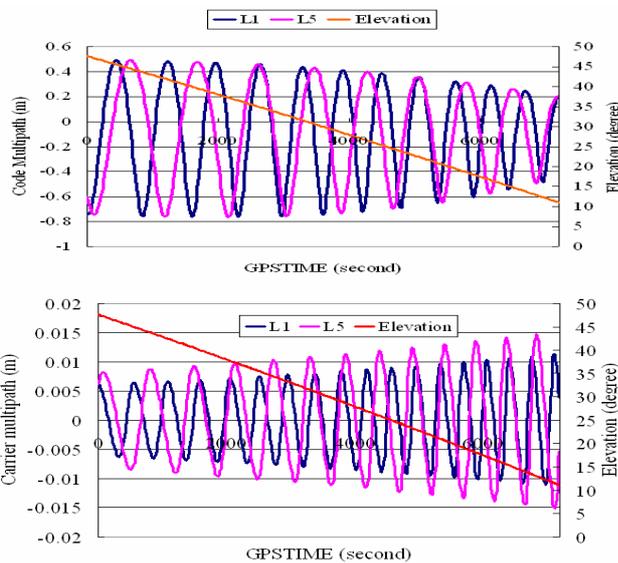


Fig.5(a) (upper) Simulation code multipath error reflected from ground on PRN31 for 2 hours

Fig.5(b) (bellow) Simulation carrier multipath error reflected from ground on PRN31 for 2 hours

のL5信号のマルチパスエラーはL1信号よりも小さい。

シミュレーションで生成したマルチパスエラーを図5に示す。本稿のシミュレーションで生成したマルチパスエラーは、基準局では地面反射、移動局では地面反射と構造物反射の二つの反射とした。構造物は移動局に対して東方向に位置し、移動局との距離は100m、高度は150mである。図5(a)と図5(b)に基準局のL1信号とL5信号における地面反射のマルチパスエラーおよび仰角を示す(31番衛星)。図6(a)と図6(b)には移動局のL1信号とL5信号における構造物反射のマルチパスエラーを示す(3番衛星)。すなわち、図5と図6で、(a)はコード・マルチパスエラー、(b)はキャリア・マルチパスエラーを示している。

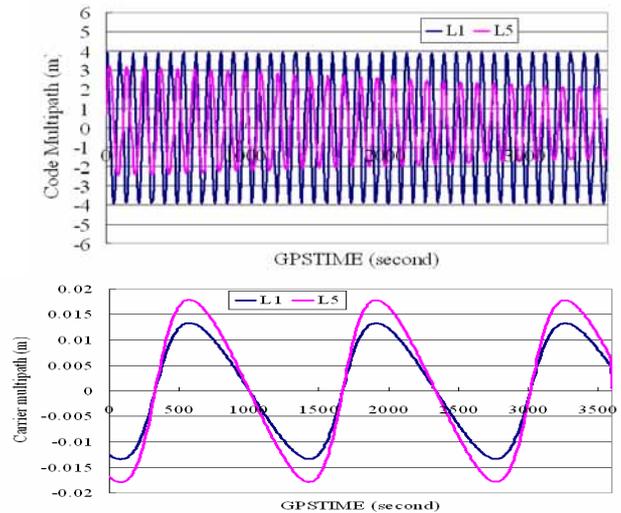


Fig.6(a) (upper) Simulation code multipath error reflected from reflector on PRN3 for 1 hour

Fig.6(b) (bellow) Simulation carrier multipath error reflected from reflector on PRN3 for 1 hour

2.4 シミュレーションの妥当性

日本に設置された国土地理院 GPS 連続観測システム(GEONET)の観測データを用いてシミュレーションの妥当性を検証する。GEONET 観測データとシミュレーションで生成したデータを利用して、コード DGPS 測位を行う。二つの測位結果を比べると、シミュレーションで生成した値の妥当性を検証する。電子基準点は基準局として千葉市川、未知点は足立(基線長: 14.167km)、いわき(基線長: 180.871km)と久慈基線長: 521.715km)と選択した。測位時刻は2003年5月1日、計算時間は24時間、コードのスミージング時間は100秒である。表4は各基線長における GEONET データとシミュレーションで生成したデータによる DGPS 測位結果の、水平方向と高さ方向それぞれにおける標準偏差の値を示している。

表4より、基線長約14kmの場合、二つ測位結果の差は水平方向と高さ方向それぞれ約0.02mと約0.01mであり、基線長約180kmの場合は約0.16mと0.08m、基線長は約521kmの場合は0.49mと0.21mである。基線長が長くなるにつれ、二つ測位結果の差が大きくなった。長い基線長の場合、シミュレーションで使用したKlobucharモデル(表2)で計算した電離層エラーは実際の電離層エラーより小さいため、測位結果の標準偏差は実際のデータよりは小さくなるためであると考えられる。また、シミュレーションでは実際の観測時のアンテナ環境を考慮できていないことが、異なる結果をもたらすもうひとつ大きい原因であると考えている。

| Baseline | 2drm (m) | | RMS in Height (m) | |
|----------|------------|--------|-------------------|--------|
| | Simulation | GEONET | Simulation | GEONET |
| 14.16km | 0.095 | 1.0125 | 0.595 | 0.602 |
| 180.87km | 1.342 | 1.502 | 0.789 | 0.870 |
| 521.71km | 1.704 | 2.191 | 1.501 | 1.707 |

Table 4 Comparison of position results estimated from GEONET data and simulation generating data

そのため、AR に対して、長基線とマルチパスエラーが悪い場合、実際の生データで一定時間以内の ASR さらに下がると思われる。

3. アンビギュイティ決定 (AR) 計算

3.1 シミュレーション設定

AR を行う際には、三周波数信号シミュレーションを以下のように設定する：

- シミュレーションで生成した信号を利用して、二周波数と三周波数アンビギュイティを決定する
- 計算時間：0900 JST 2003 年 4 月 20 日—0900 JST 2003 年 4 月 21 日(24 時間)
- 衛星軌道：YUMA191 ファイル
- 使用計算機：DELL GX270 Celeron 2.2GHz
- コード平滑時間：20 秒
- マスク角度：10 度
- 1 秒間隔でサンプル、2 分ごとにアンビギュイティの初期化
- アンビギュイティ決定成功率(Ambiguity success rate: ASR) は 720 回(2 分ごとに 24 時間)計算を行っている。ここで、アンビギュイティ決定成功率 (ASR) は 2 分間以内にアンビギュイティが決定される確率であり、成功の回数/サンプル数である。ASR が高くなると、初期化時間以内の AR の成功回数が多くなるので、AR の初期化時間が短くなり、AR の性能を改良することができる。本稿では、一日における ASR と一日において変化した ASR を計算する際、サンプル数は 720 である。

基線長は近距離(約 0.7km)、中距離(約 14km)、長距離(約 180km)、超長距離(約 520km)と設定し、基準局と移動局の高さはすべて 100m とした。

基準局は千葉市川 1 (35.7N, 139.902E) に設定した。基線長の設定を表 5 に示す。

3.2 AR 計算方法

AR の計算方法について述べる。

| Baseline | Position | Height (m) | Distance (km) |
|------------|-----------|------------|---------------|
| Reference | ICHIKAWA1 | 100 | |
| Short | ICHIKAWA2 | 100 | 0.698 |
| Medium | ADACHI | 100 | 14.167 |
| Long | IWAKI | 100 | 180.871 |
| Extra-long | KUJI | 100 | 521.715 |

Table 5 Situation of reference and rover receivers in the simulation

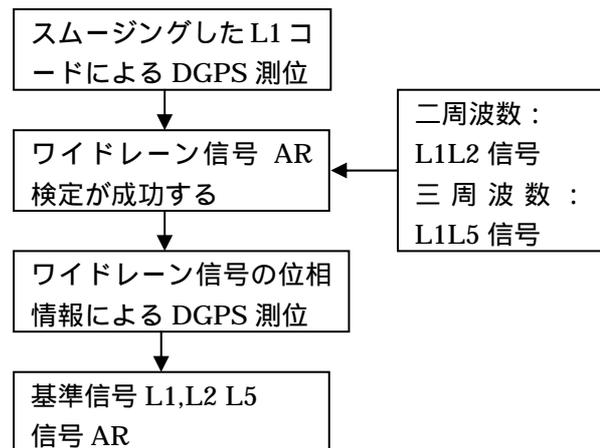


Figure 7 ワイドレーン法 (OTF 方程式)

二周波数の場合、ワイドレーン L1-L2 信号のワイドレーン法 (OTF方程式: on the fly) を用いて計算する⁽¹⁴⁾。三周波数の場合、ワイドレーン L1-L5 信号、L2-L5 信号をそれぞれ使用したワイドレーン法 (OTF方程式) さらに二つの独立したジオメトリフリー結合信号を用いたジオメトリフリー法の三つの方法を用いて計算する⁽¹⁾⁽³⁾。

図 7 はワイドレーン法 (OTF 方程式) を示している。スムージングした L1 コードの情報を用いて DGPS を行い、ワイドレーン信号のアンビギュイティを求める。アンビギュイティの検定 (確率初期設定) が成功すると、ワイドレーン信号の位相情報を利用して DGPS を行い、最終的に基準信号のアンビギュイティを求める。二周波数の場合、一つのワイドレーン結合信号 (L1-L2) のみ使う。三周波数の場合、L1-L2 ワイドレーン信号以外に、L1-L5 ワイドレーン信号を使うことができる。表 1 で示した L1-L5 ワイドレーン信号の雑音は L1-L2 ワイドレーン信号の雑音よりも少ないので、AR を改善することができる。

ジオメトリフリー法を、式(3)、式(4)、式(5)に示す。式 3 と式 4 の線形結合した、式 5 になった。

$$\Phi_{L5} - \Phi_{L2L5} = -\frac{f_1}{f_5} \left(\frac{f_1}{f_5} + \frac{f_1}{f_2} \right) I_{L1} + \lambda_{L5} N_{L5} - \lambda_{wL2L5} N_{wL2L5} + \varepsilon_{GL5-L2L5} \dots\dots\dots(3)$$

$$\Phi_{L5} - \Phi_{L1L5} = -\frac{f_1}{f_5} \left(\frac{f_1}{f_5} + 1 \right) I_{L1} + \lambda_{L5} N_{L5} - \lambda_{wL1L5} N_{wL1L5} + \varepsilon_{GL5-L1L5} \dots\dots\dots(4)$$

$$N_{L5} = \text{time average} \left\{ \frac{1}{\lambda_5} \left(-\frac{f_1}{f_5} \right) \left[\left(\frac{f_1}{f_2} + \frac{f_1}{f_5} \right) (\Phi_{L5}(t) - \Phi_{wL2L5}(t) + \lambda_{wL2L5} N_{wL2L5}) - \left(1 + \frac{f_1}{f_5} \right) (\Phi_{L5}(t) - \Phi_{wL1L5}(t) + \lambda_{wL1L5} N_{wL1L5}) \right] \right\} \text{ (cycles)}$$

- ここで、
 ジオメトリーフリー結合した後の雑音：
 $\varepsilon_{GL5-L2L5} = \varepsilon_{L5} - \varepsilon_{L2L5}$ $\varepsilon_{GL5-L1L5} = \varepsilon_{L5} - \varepsilon_{L1L5}$ 。
 Φ_{L5} は基準信号 L5 の位相測量。
 Φ_{L2L5} Φ_{L1L5} はワイドレーン L2-L5 信号と L1-L5 信号の位相情報。
 f_1 f_2 f_5 は信号の周波数。
 λ_{L5} は信号 L5 の波長。
 λ_{wL2L5} 、 λ_{wL1L5} はワイドレーン L2-L5 信号と L1-L5 信号の波長。
 I_{L1} は L1 信号における電離圏の誤差。
 N_{L5} は L5 信号のアンビギュイティ。
 N_{wL2L5} 、 N_{wL1L5} は求めたワイドレーン L2-L5 信号と L1-L5 信号のアンビギュイティ。

ジオメトリーフリー法とワイドレーン法に共通することは、基準信号 AR の前に、ワイドレーン信号のアンビギュイティを決めること、そして基準信号のアンビギュイティを求めることである。二つの方法の相違点として、基準信号を AR 時、ワイドレーン法を使う場合には、基線の長さに影響されるが、信号の雑音の影響が少ないので、基線長が近距離である場合に使われる。一方、ジオメトリーフリー法を使う場合には、基線の長さに影響されないが、信号の雑音の影響が大きい。雑音の影響は連続信号を時間平均すると、小さくなる。

4. 計算結果と考察

シミュレーションにより生成された三周波数コードと位相信号を用いて、2分(120秒)ごとにアンビギュイティの初期化を行った。

4.1 アンギュイティ決定成功率 (ASR) 計算

表6と表7は各基線長における24時間のアンギュイティ決定成功率 (ASR) を示している。24時間を720回に分け、成功回数を計算して、ASR を求める。

$$ASR = \frac{\text{各時間における AR の成功回数}}{720}$$

ここで、1440(一日:分) / 2(初期時間:分) = 720

ワイドレーン法を用いて AR を行った場合の各基線長における ASR を表6に示す。三周波数において、ジオメトリーフリー法を用いて信号を時間平均しない場合と200秒間の時間平均を行う場合の ASR を表7に示す。

表6より、マルチパスエラーなしの場合、中基線では、三周波数における ASR は約5%改善した。長基線では、ASR は約3%改善した。超長基線においては、ASR は改善されなかった。短基線で、マルチパスエラーありの場合、ASR は約10%改善した。

三周波数の場合、短基線長と中基線長では、ASR の結果は95%以上であるので、AR の初期時間が短くなる。しかし長基線と超長基線では、ASR の結果が10%以下であるので、AR の初期時間は変わらない。基線長が長くなると、ASR の結果は悪くなる。それは基線長が長くなるにつれ、二重差電離圏誤差および対流圏、軌道誤差が大きくなるためである。

表7より、ジオメトリーフリー法では基線の長さに影響されず、連続キャリア信号を時間平均することにより、ASR が改善した。

| AR by using widelane method | | | | | |
|-----------------------------|--------|--------|-------|------------|---------|
| Multipath | Absent | | | | Present |
| | Short | Medium | Long | Extra-long | Short |
| Dual frequencies | 99.10% | 90.85% | 5.61% | 0.2% | 83.56% |
| Triple frequencies | 99.87% | 95.83% | 8.23% | 0.6% | 93.32% |

Table 6 Comparison of ASR in Dual and triple frequencies under various scenarios by using widelane methods

| AR by using geometry-free method | | | | |
|----------------------------------|--------|--------|--------|------------|
| Baseline | Short | Medium | Long | Extra-long |
| No time average | 15.5% | 15.5% | 15.5% | 15.5% |
| 200s time average | 84.02% | 84.02% | 84.02% | 84.02% |

Table 7 Comparison of ASR in triple frequencies under various scenarios by using geometry-free methods

4.2 24 時間の ASR の変化

各基線長において、マルチパスエラーを無視して、一日における 2 分ごとの ASR の変化を計算する。初期化時間は 2 分である。同じ時刻において AR をサンプルの回数だけ繰り返して計算する。ここで、4.1 項で述べた 24 時間の ASR と比較するため、サンプル数は 720 回である。それにより、24 時間における 2 分ごとの ASR の変化が分かる。同時刻における AR の計算においては、同じ衛星数、同じ電離圏誤差であるが、雑音が異なるため、ASR は変化する。

$$ASR = \frac{\text{同じ時刻における AR の成功回数}}{720}$$

各基線長における 24 時間の ASR の変化を図 8, 図 9(a), 図 10(a), 図 11(a) に示す。そして、ASR の変化と電離圏影響の関係を調べるため、中基線、長基線と超長基線における、シミュレーションで生成した二重差電離圏誤差 (Klobuchar モデルを利用する) を図 9(b), 図 10(b), 図 11(b) に示す。図 9, 10, 11 における、(a) と (b) は同じ GPS 時間である。

図 9、図 10 と図 11 より、電離層誤差の絶対値は $0.04\text{m} \rightarrow 0.6\text{m} \rightarrow 1.5\text{m}$ に伴って、アンビグイティ決定性能が低下していることが分かる。三周波数と二周波数を比べると、短基線および中基線における AR の初期時間が短くなった。特に短基線の場合、24 時間において変化した ASR はほぼ 99% 以上である。しかし、長基線と超長基線の場合、ASR はほぼ変わらない。この結果は 4.1 節で導出した結論と同じである。

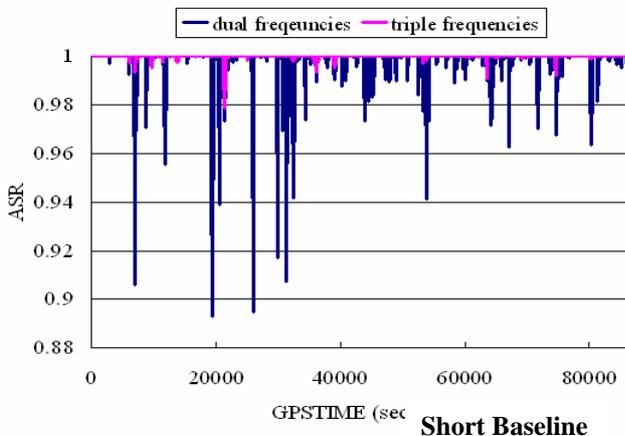


Fig.8 ASR changing in one day under short baseline (Multipath error absent)

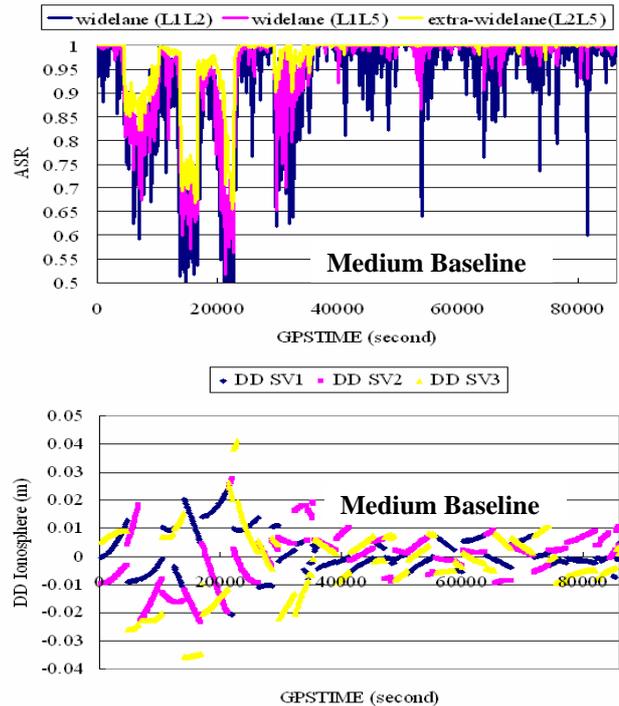


Fig.9(a) (upper) ASR changing in one day under medium baseline (Multipath error absent)

Fig.9(b) (bellow) Double difference ionosphere error under medium baseline generated by Klobuchar model

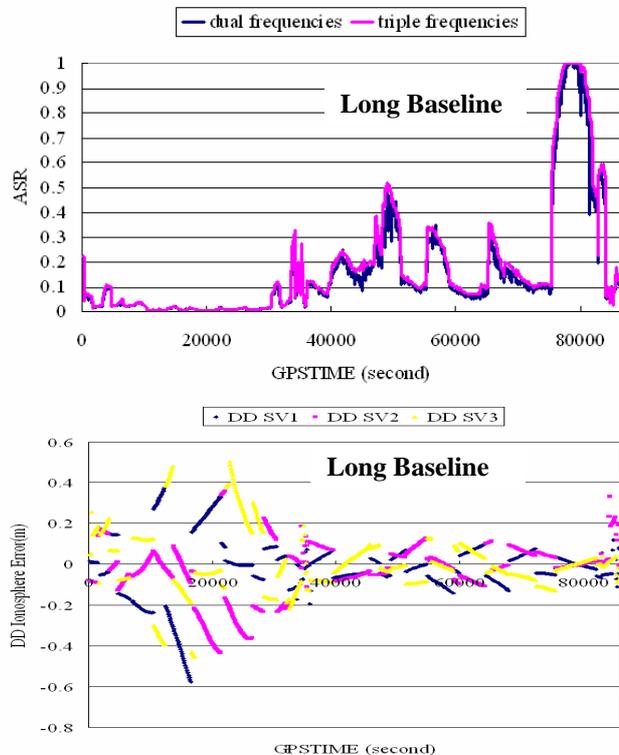


Fig.10(a) (upper) ASR changing in one day under long baseline (Multipath error absent)

Fig.10(b) (bellow) Double difference ionosphere error under long baseline generated by Klobuchar model

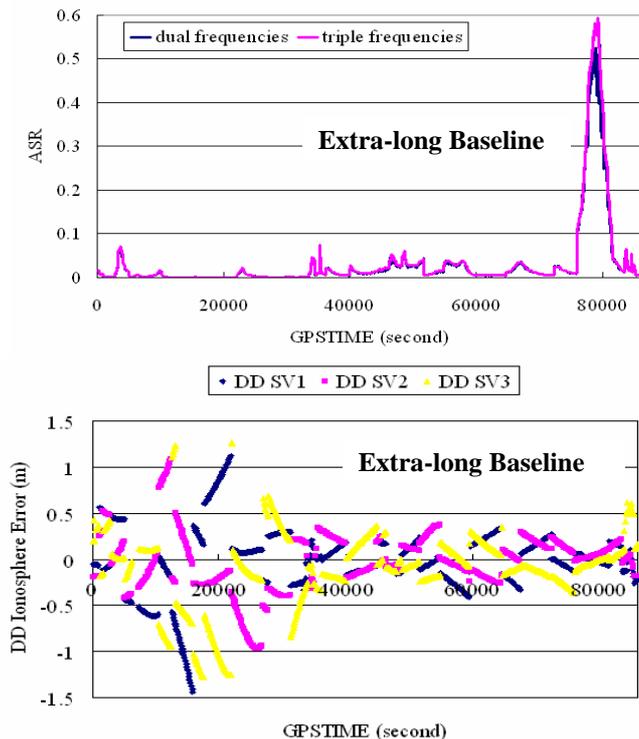


Fig.11(a) (upper) ASR changing in one day under extra-long baseline (Multipath error absent)

Fig.11(b) (bellow) Double difference ionosphere error under extra-long baseline generated by Klobuchar model

24 時間の ASR の変化と電離圏誤差について、図 9(a)と図 9(b)から、電離圏誤差が大きいと、ASR は低くなっている。そして、図 10 と図 11 の長基線と超長基線においても、電離圏誤差が小さいとき、ASR は高くなっている。二周波数、三周波数共に、ASR は電離圏誤差に影響することが分かる。

4.3 基線長（二重差電離圏誤差）の影響

以上の結果より、基線長は AR に影響することが分かる。そして、基線長の影響において最も重要な要因は電離圏の誤差である。それは電離圏誤差測定が困難であるためである。

二重差電離圏誤差は基線長と依存する。本稿において、二重差電離圏誤差と基線長の関係は 3ppm と仮定する⁽¹⁵⁾。マルチパスエラーは無視し、二重差電離圏誤差の標準偏差が 0.001m から 0.2m に変化すると、ASR と二重差電離圏誤差の関係は図 12 のようになる。

図 12 より、三周波数を用いると、基線長がおおよそ 17km（二重差電離圏誤差が約 0.05m）までは、ASR は 95% 以上となり、AR の初期時間が短くなった。二周波数の場合、有効な基線長はおおよそ 13km

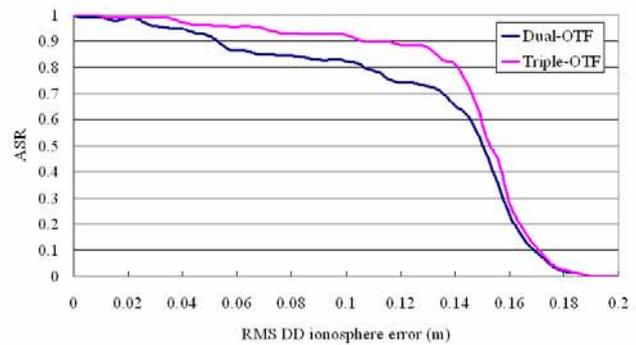


Fig.12 Relation between ASR and double difference ionosphere error

までである。三周波数を用いることにより、AR の有効基線長が長くなることが分かる。

5. まとめ

今回は三周波数信号シミュレーションで生成した信号を利用して、三周波数を用いたアンビギュイティ決定の利点を確認した。

結果より、三周波数を用いることにより、短基線と中基線におけるアンビギュイティ決定成功率（ASR）が上がった。さらに、アンビギュイティ決定の有効基線を延長することができた。しかし長基線の場合、ASR は僅か 3% 改善されただけであった、よって、アンビギュイティを決定するために、電離圏誤差の測定を行う必要がある。一方、表 4.1 よりジオメトリフリー法は長基線の影響を受けないが、連続キャリア信号が必要である。

謝辞

本研究を行うにあたり、数理解析研究所の一色浩先生から様々なご助言を頂きました。心から感謝申し上げます。

参考文献

- (1) H.Isshiki: An Approach to Ambiguity Resolution in Multi Frequency Kinematic Positioning, Proceedings of 2003 International Symposium on GPS/GNSS, pp.545-552, 2003
- (2) Pratap Misra, Per Enge: 精説 GPS 基本概念・測位原理・信号と受信機, 日本航海学会 GPS 研究会 pp.51-53, 2004.11
- (3) Han, S. and Rizos, C.,: The Impact of Two Additional Civilian GPS Frequencies on Ambiguity Resolution Strategies, The Institute of Navigation, pp.315-321, ION NTM 1999

- (4) 土屋 淳と辻 宏道:新・やさしいGPS 測量 社団法人日本測量協会, p.208, 2003
- (5) 土屋 淳と辻 宏道:新・やさしいGPS 測量 社団法人日本測量協会, pp.183-184, 2003
- (6) Hatch, R.: Synergism of GPS Code and Carrier Measurements, Proceedings of the Third International Geodetic Symposium on Satellite Doppler Positioning, New Mexico State University, pp.1213-1232. 1982
- (7) van Dierendonck, A.J. and C. Hegarty: The New L5 Civil GPS Signal. GPS World. Vol.11, No.9, pp.64-71, 2000.9
- (8) 土屋 淳と辻 宏道:新・やさしいGPS 測量 pp423-424, 社団法人日本測量協会, 2003
- (9) 一色 浩: 3 周波数 GPS による電離層の計測と不定性の決定 第二回電離圏の利用と影響に関するシンポジウム 通信総合研究所 pp.56-62 2003.12
- (10) NGS: National Geodetic Survey, <http://www.ngs.noaa.gov/ANTCAL/>
- (11) Elliot D. Kaplan: Understanding GPS Principles and Applications, Artech House Boston London, p.169, 1996
- (12) Jayanta Kumar Ray : Mitigation of GPS Code and Carrier Phase Multipath Effects Using a Multi-Antenna System, UCGE Reports Number 20136, 1999
- (13) 久保 信明: GPS 信号におけるコードのマルチパスとノイズについて, 2003 International Symposium on GPS/GNSS, pp.125-140, 2003
- (14) T. Tsujii, M. Murata, M. Harigae, T. Ono and T. Inagaki: Development of Kinematic GPS software, KINGS and Flight Test Evaluation, Technical Report of National Aerospace Laboratory, TR-1357T, 1998
- (15) Odijk, D: Weighting ionosphere corrections to improve fast GPS positioning over medium distance. Proceedings of ION GPS-2000. Salt Lake City, Utah pp.1113-1123, 2000.9

久保信明

(1)今回は 300 秒ごとにアンビギュイティ決定の初期化を行っているのでアンテナが静止している場合(静止の場合 1 時間に数回しかアンビギュイティの初期化が起こらないので)の性能は十分に今回の ASR 値で予想できます。ただし、移動体におけるサイクルスリップを考慮すると、数秒で 1 回起こることもあれば、数分に 1 回の時間帯もあるので、基本的に数エポックで FIX するかどうかを検証することが必要になります。よって ASR で評価するのではなく、別の基準で評価する必要があります。具体的には、統計的に 10 秒程度で初期化して何エポックで正しく FIX したか(もしくは FIX しなかったか)を検証する必要があります。

質疑応答

奥田邦晴(水産大学校)

(1)シミュレーションにおいて、誤差パラメータの条件によって ASR は異なると思いますが、そのパラメータの中にサイクルスリップを入れると ASR はどうなると予想されますか?