

第7章 搬送波位相を利用する高精度測位

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

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

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

7. 1 搬送波位相と整数不定性決定：単純化モデル

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

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

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

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

この N の値も決めることができたならば、単純化された幾何的な関係式

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

を用いて d を正確に決定可能である。

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

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

における搬送波位相の測定値を考えよう。図7.1(b)に示すように、衛星の位置の仰角 θ_0 から θ_1 へ変化し、2台のアンテナにおいて観測される搬送波位相の測定値の差分量は、

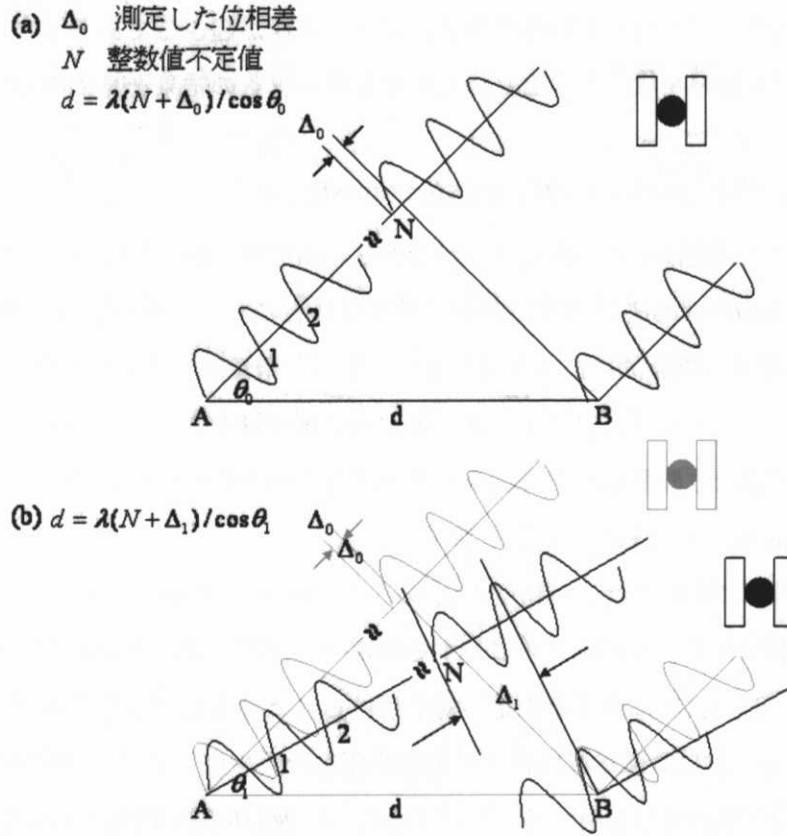


図7.1 整数不定性の決定の問題を理想化し1次元的空间上の問題。(a)は測定開始時刻における幾何的な関係と整数不定性を示す。また、整数不定性の2通りの決定法としては、(b)に示すように衛星位置に十分な変化が現れるまで待つか、あるいはアンテナ交換法を用いるかの2種類の方法を利用可能である。

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

$$d \cos \theta_1 = (\Delta_1 + N) \quad (7.1b)$$

が成り立つ。

新たな変数 $d' = d/\lambda$ を導入して数式の表記を簡素化し議論を整理すると、サイクルの単位を持つ2個の未知数 N と d' に対して、式(7.1a)と(7.1b)とに由来する2本の方程式が得られていることになる。すなわち、

$$d' \cos \theta_0 - N = \Delta_0 d' \cos \theta_1 - N = \Delta_1 \quad (7.2)$$

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

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

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

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

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

となり、 N と測定値の標準偏差との間には、

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

の関係が存在する。

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

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

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

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

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

と表される。この式を用いて求めている量を

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

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

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

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

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

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

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

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

7. 2 搬送波位相測定値と高精度測位

7. 2. 1 搬送波位相測定値

搬送波位相測定値（単位はサイクル）を表す式（2. 9）を再掲する。

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

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

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

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

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

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

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

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

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

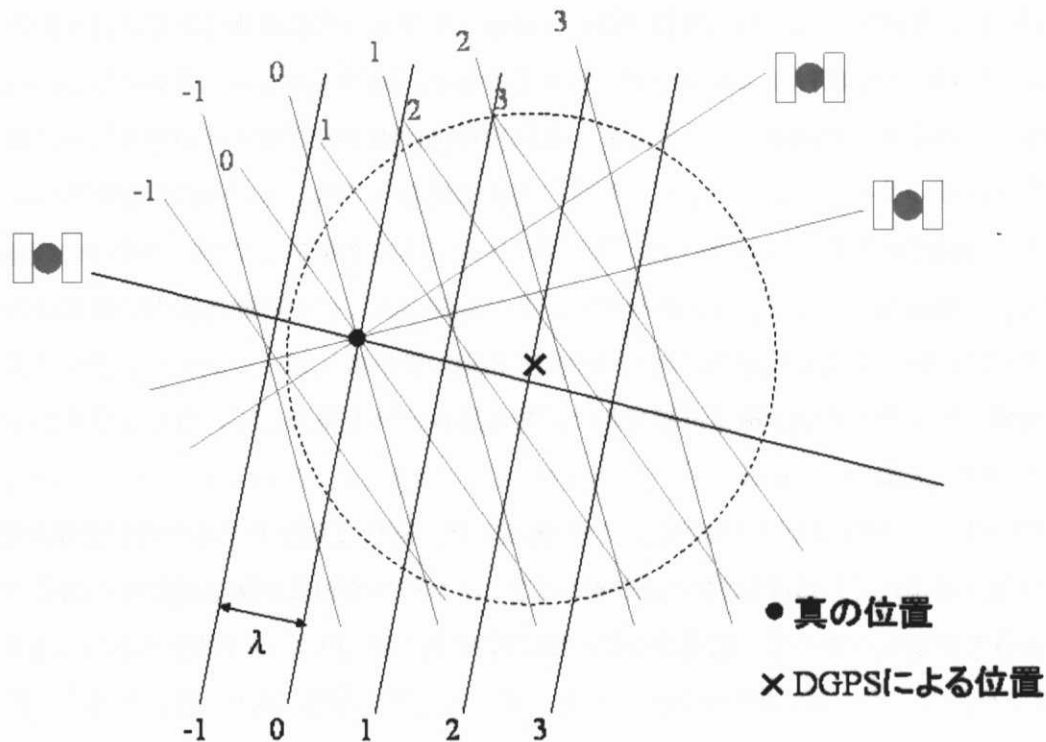


図 7. 2 搬送波位相測定値を用いる測位。観測された位相の値に基づき、異なる衛星から到来した波面が全て一致する点上にユーザは位置している。

7. 2. 2 高精度測位とナビゲーション

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

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

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

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

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

合がL1周波数信号専用受信機を用いる測定であったので、その整数不定性決定の計算方法は、第7.1節の例において述べたように、観測時間中の幾何的ダイバーシティ（すなわち衛星の幾何的配置の変化）に頼っていた。さらにその後、移動局が自由に移動することが許され、固定された基準点に対するその相対的軌跡を決定することが可能になると、現場における生産性の向上が速やかに認識された。これは「キネマティック測量」(kinematic survey) と呼ばれる。

静止測量という名称には、静止条件下において初期化を実行するという意味も含ませている。位置の推定が実時間的でなくても差し支えないのであれば、キネマティック測量に対しても静止的な初期化法をそのまま適用可能である。移動局は基準地点から移動を始めるが、初期化は次の2種類の方法を用いて実行されるであろう。すなわち、(i)2台のアンテナを既知の基線の両端点に置いて2、3秒間の測定を行う。あるいは、(ii)アンテナ交換法を用いる。その後は、移動局を自由に移動させても差し支えない。2台の受信機の搬送波追尾が維持される限り、数センチメートル級の精度をもって位置推定を得ることが可能であろう。

効率の良い測量を可能とする次の段階の進歩は、移動局の位置を現場において実時間的に計算できるようになったことであった。すなわち、「リアルタイムキネマティック」(real-time kinematic、RTK) モードである。RTKモードにおいては、基準点における測定値が無線リンクを用いて移動局に伝えられる。RTK方式において要求される重要な性能は、移動局の移動中にも整数不定性を推定する能力である。これは「オンザフライ」(on-the-fly、OTF) 初期化と呼ばれ、本章における議論の重要な焦点の1つである。オンザフライは移動の最中を意味するアメリカ英語の表現である。また、初期化を実時間的に完了させる必要があることは当然である。

主要な受信機メーカーは、一組の受信機、無線リンク、ソフトウェアの構成からなるRTKソリューション・パッケージを提供している。測量の分野以外にも、RTK技術は、地上の移動、浚渫、採鉱、建設、農業の分野に多くの応用を見出した。数kmという典型的な基線長条件の場合に対しては、整数不定性を30–60秒以内に初期化決定可能であることは標準的であり、多くの場合には正解の決定を得ることが可能である。RTKシステムの性能は、(i)初期化時間の短さと、(ii)整数推定値の信頼性（あるいは正しさ）とによって評価される。短時間に答えを得ることと、それを正しく得ることとの間には、明らかに同時非両立性の問題、従って折り合いをどこに付けるべきかの問題が存在する。

もしも不定性決定の信頼性が高く、かつ、ほとんど瞬間的に、理想的には1エポックの測

定値を用いて実行可能ならば、RTK方式は高精度ナビゲーションのモデルとしても役立つ。ナビゲーションシステムにおける要求は、測量や測地の分野における要求とは本質的に異なる。失敗すると影響が深刻であるので、ナビゲーションシステムは頑健であることが要求される。現時点においては、高速移動するプラットフォームに対して広く適用可能かつ頑健なナビゲーションシステムについて、搬送波位相測定値に基づく方式を用いて実現させたものは未だ提示されていない。しかしながら、スタンフォード大学において開発された低空用の「無人飛行体」(unmanned air vehicle、UAV)には、注目すべきシステムが使用されている。この飛行体は地上に設置した擬似衛星の上方を飛行することによって、必要な幾何的ダイバーシティを作り出し、整数不定性の決定を行っている。

7.3 局外パラメータの消去

搬送波位相測定値を用いる測位の問題に対して厳密な定式化を行う。前節までにおける考え方に従って、2周波数信号を送信する複数の衛星に対する2台の受信機の測定値を議論する。これらの各測定値を区別するための記号の追加を必要とする。衛星 k に対するユーザ受信機の搬送波位相測定値は

$$\phi_u^{(k)} = \lambda^{-1}(\mathbf{r}_u^{(k)} - I_u^{(k)} + T_u^{(k)}) + f(\delta_{\mathbf{r}_u} - \delta_{\mathbf{r}}^{(k)}) + N_u^{(k)} + \varepsilon_{\phi_u}^{(k)} \quad (7.7)$$

とモデル化される。式(7.7)に含まれる各項はこれまでも頻繁に登場しているものである。式(7.7)と式(7.5)との唯一の相違は、上付き添え字を導入して衛星を区別し、さらに下付き添え字を導入して受信機を区別していることである。この段階においては、搬送波周波数の区別を指定しないままとする。

もしもこの式が、測定値と位置座標(すなわち、幾何的距離)の項のみから構成されているならば議論は簡素になるだろう。逆に表現すれば、式(7.7)に含まれる電離層遅延量、対流圏遅延量、衛星と受信機のクロック、整数不定性に対応する未知項は、局外的なパラメータである。局外的という用語の意味は、それらのパラメータが直接的な関心の対象ではないことを意味するが、しかしそれらのパラメータが介在することによって、問題の直接的対象であるパラメータ(測位座標など)と測定値との対応付けが成立することを意味している。これらの局外パラメータ自身の値も推定可能となる場合もあるが、その推定に誤差が含まれていることは当然である。これとは異なる方法は、局外パラメータを方程式から消去することであり、パラメータを書き換えてこの問題を相対測位の問題にしてしまうことである。

上記とは別に1台の受信機が近辺に設置されていて、搬送波位相を測定しているとする。

この受信機は条件を満たすように既知点に固定されているものとする。これを基準受信機と呼び、衛星 k に対する測定値を

$$\phi_r^{(k)} = \lambda^{-1}(\mathbf{r}_r^{(k)} - I_r^{(k)} + T_r^{(k)}) + f(\delta\alpha_r - \delta\alpha^{(k)}) + N_r^{(k)} + \varepsilon_{\phi_r}^{(k)} \quad (7.8)$$

と書き表す。これ以降の本節の目的は、式(7.7)と式(7.8)を用いて局外パラメータを消去し、基準点とユーザ受信機のアンテナ位相中心間の相対位置ベクトルと搬送波位相測定値とを対応付ける単純化された方程式を得ることである。

7.3.1 1重差分

同一エポックにおけるユーザと基準受信機の測定値の差分を作ることにより、搬送波位相測定値の受信機間の1重差分（これ以降は単に「1重差分」(single difference)とも呼ぶ）を作ってみる。

$$\begin{aligned} \phi_{ur}^{(k)} &= \phi_u^{(k)} - \phi_r^{(k)} \\ &= \lambda^{-1}[(\mathbf{r}_u^{(k)} - \mathbf{r}_r^{(k)}) - (I_u^{(k)} - I_r^{(k)}) + (T_u^{(k)} - T_r^{(k)})] + f(\delta\alpha_u - \delta\alpha^{(k)}) \\ &\quad + (N_u^{(k)} - N_r^{(k)}) + (\varepsilon_{\phi_u}^{(k)} - \varepsilon_{\phi_r}^{(k)}) \\ &= \lambda^{-1}[(\mathbf{r}_{ur}^{(k)} - I_{ur}^{(k)} - I_{ur}^{(k)})] + f\delta\alpha_{ur} + N_{ur}^{(k)} + \varepsilon_{\phi_{ur}}^{(k)} \end{aligned} \quad (7.9)$$

上記の式においては $(\bullet)_{ur} = (\bullet)_u - (\bullet)_r$ という表記法を用いている。不定性1重差分 $N_{ur}^{(k)}$ が整数であることは変わらない。受信機測定雑音は1重差分化によって $\sqrt{2}$ 倍になる。位相測定値の受信機間1重差分は $\Delta\phi_{ur}^{(k)}$ としばしば書き表されることがある。この表記法を用いると、式(7.9)の各項の前には「 Δ 」が付記される。しかしながら、最小限に留めた表記法のままで議論を進める。

1重差分を形成することによって問題は相対測位の問題へ再構成される。2台の受信機に対する測定値の間の共通誤差項が消去され、取り扱うべきパラメータも1個減ることとなる。衛星クロック誤差 $\delta\alpha^{(k)}$ は両方の測定値に共通項として含まれるので、差分を作ると相殺する。衛星のエフェメリスの誤差が2台の受信機に対してもたらす効果はほぼ等しい値であるので、ある程度相殺する。式(7.9)に含まれる電離層及び対流圏遅延項は、2台の受信機位置における遅延量の差分である。これらの項及びエフェメリス誤差に対する1重差分の中で、完全に相殺されずに残る誤差成分の大きさは、主としてユーザと基準点間の距離、すなわち基線長に依存する。

2章の第8項においては、ディファレンシャルGPS測位を行うための2方式のうちの1つとして相対測位の考え方を導入した。実際には、2つの方式の間には微妙な差が存在する。差分補正量はゆっくりと変化する。SAが作動していた時には、この差分補正の有効寿命は数秒

だったが、現在は数分である。ただし本節においては差分量ではなく実際の測定値自身を扱い、この値は遥かに速い変化を示す。衛星受信機間距離の時間変化率はほぼ1km/sであり、従って1ms当たり5波長に相当する距離変化を引き起こす。明らかなことは、2台の受信機に対する搬送波位相測定値を比較する場合には、実際に測定された時刻に対する1msの差を無視できない。すなわち測定エポックの時刻差は重要であり正しく考慮する必要がある。実時間的な利用を行う場合には、データ伝送における遅延、すなわち典型値としては1-2秒を例外なく引き起こしてしまう。従って、基準点における測定値を時間外挿して、ユーザ受信機の測定エポックに合致させることが要求される。各々の局の受信機クロックバイアスを $1\mu\text{s}$ 以内の精度をもって推定することは難しい問題ではない。妥当な外挿技術を持つてすれば、待ち時間とエポックのずれから生じる誤差の大きさを1cm以下にすることも可能である。

センチメートル級の精度を持つ位置推定を可能とするためには、式(7.9)に含まれる誤差項もセンチメートル級に低減されている必要がある。それが本章の大前提である。L1周波数信号の搬送波の波長は約19cmであるので、もしも10cmの誤差、すなわち半波長よりも少し大きい誤差が存在すれば、不定性推定においては1サイクル相当の変化を引き起こす。実際には前述において議論したように、単一エポックの整数不定性推定においては、測定誤差に対する許容上限は1/4サイクルである。ひとたび不定性が正しく決定されると、高精度搬送波位相の測定は実質的に高精度擬似距離の測定へと変身し、良好な品質の位置推定を得ることが可能である。

ユーザと基準点間の距離が短い条件下においては、式(7.9)における電離層と対流圏遅延量及びエフェメリス誤差の残差は、受信機誤差及びマルチパス雑音を引き起こす誤差の典型的な大きさと比較すると小さいであろう。実際上、これは「短基線」(short baseline)に対する良好な定義のように見える。しかしながら、電離層が無活動の場合には100kmの基線長も短いといっても差し支えないが、そうではない場合には25kmの基線長も短いとはいえないであろう。長基線長条件の場合に対しては、各々の位置における測定値において、対流圏遅延を別個に修正することが適切である。

短基線長条件に対する1重差分測定値のモデルは

$$\phi_{ur}^{(k)} = \lambda^{-1} r_{ur}^{(k)} + f \delta x_{ur} + N_{ur}^{(k)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(k)} \quad (7.10)$$

である。コード位相測定値の1重差分に対しても式(7.10)と同様の式を書き表すことが可能である。すなわち、既に式2章において述べたように、

$$\rho_{ur}^{(k)} = r_{ur}^{(k)} + c \delta x_{ur} + \varepsilon_{\rho,ur}^{(k)} \quad (7.11a)$$

を得ていた。実際例として、約120m基線長条件の実験において得られたコード位相及び搬送波位相の1重差分位相測定値を示す。測地用2周波数受信機を用いて、基線の2端点におい

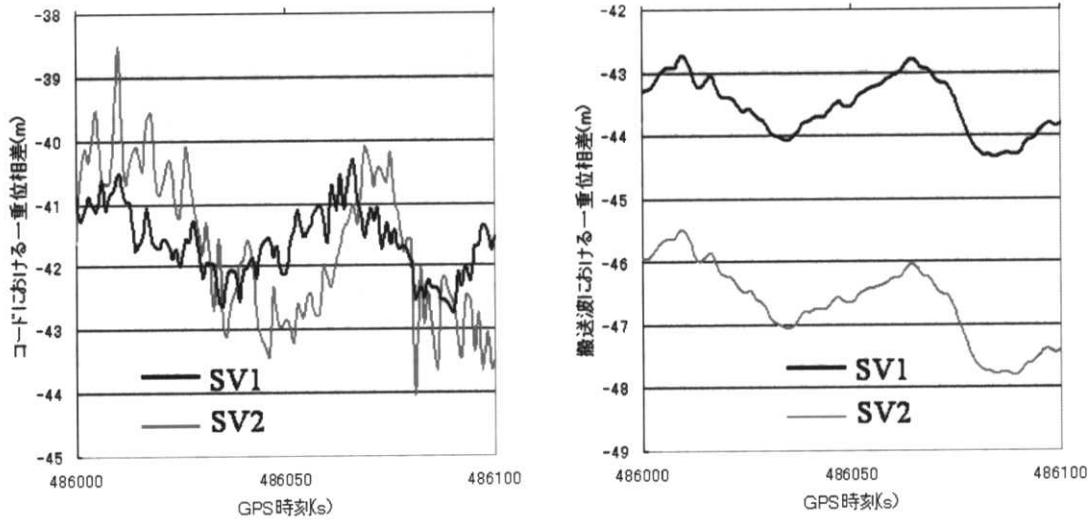


図 7. 3 120m基線長条件の下におけるコード位相及び搬送波位相の1重差分

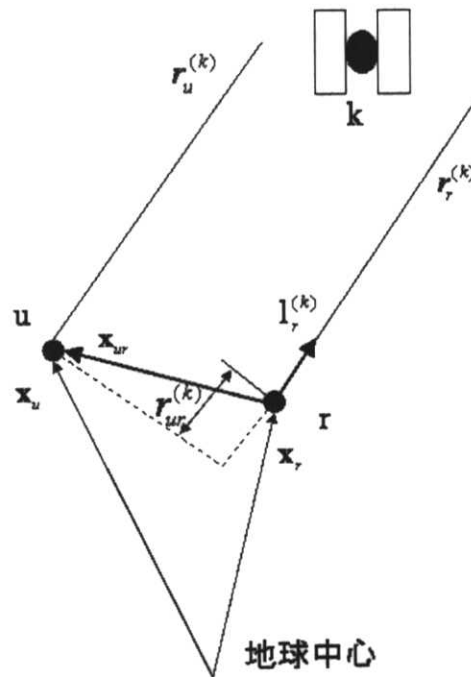


図 7. 4 一重差分測定値の幾何的な関係

て数時間にわたり1秒間隔の測定値が得られている。2衛星のL1周波数信号測定値に対する100秒区間の1重差分が、図7. 3にプロットされている。並べて見た際に比較し易いよう

に、搬送波位相測定値には波長を乗じてメートルの単位になるように変換されている。

$$\phi_{ur}^{(k)} = \lambda \phi_{ur}^{(k)} = r_{ur}^{(k)} + c \delta t_{ur} + \lambda N_{ur}^{(k)} + \lambda \varepsilon_{\phi,ur}^{(k)} \quad (7. 1 1 b)$$

4本のプロットともに共通する時間変化の挙動を示していることが注目される。これは2台の受信機のクロックバイアスの時間変化に起因している。コード位相測定値の雑音が大きいは予想通りであり、約1mの大きさのランダム誤差成分を有している。以降においては、再度このデータセットを用いる。

位置と位置変化の推定：幾何的ダイバーシティの役割

式(7. 1 0)に基づく位置推定を考える。推定されるべき相対位置ベクトル $\mathbf{x}_{ur} = \mathbf{x}_u - \mathbf{x}_r$ は、距離の差分の項の中に隠れている。(ローマ文字とギリシャ文字の) ボールド字体を用いてベクトル及び行列変数を書き表す。基線長は衛星までの距離よりも数桁小さいと考えると、図7. 4を用いて次の関係を得ることが可能である。

$$\mathbf{r}_{ur}^{(k)} = \mathbf{r}_u^{(k)} - \mathbf{r}_r^{(k)} = -\mathbf{I}_r^{(k)} \cdot \mathbf{x}_{ur} \quad (7. 1 2)$$

上記の式において $\mathbf{I}_r^{(k)}$ は基準受信機位置から衛星kの位置へ向かう単位ベクトルである。1重差分距離に対する上記の近似は、問題の簡素化という利点を持ち、短基線長(例えば、10kmよりも短い)の条件に対して十分に良好な精度を持っている。より入念なユーザは、基準点及びユーザ受信機の中点を用いて視線ベクトルを定義するだろう。長基線長条件の場合は少し異なる扱いが必要となるであろう。

ユーザ及び基準点において見えるK機の可視衛星に対する測定値のスナップショットの集合から形成される1重差分は、下記のような行列表記法を用いて書き表すことが可能である。

$$\Phi_{ur} = \lambda^{-1} \begin{bmatrix} (-\mathbf{I}_r^{(1)})^T \\ (-\mathbf{I}_r^{(2)})^T \\ \vdots \\ (-\mathbf{I}_r^{(K)})^T \end{bmatrix} \mathbf{x}_{ur} + f \cdot \delta t_{ur} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{ur}^{(1)} \\ N_{ur}^{(2)} \\ \vdots \\ N_{ur}^{(K)} \end{bmatrix} + \varepsilon_{\phi,ur} \quad (7. 1 3)$$

搬送波位相を $\Phi_{ur} = \lambda \phi_{ur}$ 、受信機クロックの遅れを $b_{ur} = c \cdot \delta t_{ur}$ とし、両者とも長さの次元になるように書き表して、式(7. 1 3)の表記をさらに簡素化する。その際に、この式の形を見て、クロックバイアスと整数不定性とを同時かつ一意に決定可能ではないことにも注意する必要がある。もしも全ての整数不定性変数へ単一共通量を加えたとしても、クロックバイアス変数の自由度を用いればこの変化を完全に相殺することが可能、すなわち式

(7. 1 3) をそのまま満足させることが可能である。従って下記のように再定義した形の未知数を用いて、式を書き換える。

$$\Phi_{ur} = \begin{bmatrix} (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T & 1 & & & \\ \vdots & \vdots & & \mathbf{I} & \\ (-\mathbf{1}_r^{(K)})^T & 1 & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur} \\ b_{ur} + \lambda N_{ur}^{(1)} \\ \lambda(N_{ur}^{(2)} - N_{ur}^{(1)}) \\ \vdots \\ \lambda(N_{ur}^{(K)} - N_{ur}^{(1)}) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon}_{\Phi,ur}$$

上記の式においてIは(K-1) × (K-1)列の単位行列である。各項を並べ替えると

$$\Phi_{ur} = \begin{bmatrix} (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T & 1 \\ (-\mathbf{1}_r^{(1)})^T & 1 \\ \vdots & \vdots \\ (-\mathbf{1}_r^{(K)})^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur} \\ b_{ur} + \lambda N_{ur}^{(1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda(N_{ur}^{(2)} - N_{ur}^{(1)}) \\ \vdots \\ \lambda(N_{ur}^{(K)} - N_{ur}^{(1)}) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon}_{\Phi,ur} \quad (7. 1 4)$$

各項を並べ替える理由は明らかであろう。右辺の第1の行列は、衛星の幾何的配置による行列Gに等しい。すなわち位置推定の品質を決定する上において、重要な役割を演じる行列である。注目している整数不定性を要素として持つ第2項は、搬送波測定値が連続的に追尾されている限り変化しない。

2つの時刻エポック t_0 と t_1 における測定値の差分を考えよう。この2つの時刻エポックの間においては搬送波追尾の不連続が発生しなかったと仮定すると、

$$\Phi_{ur}(t_1) - \Phi_{ur}(t_0) = \mathbf{G}(t_1) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur}(t_1) \\ b_{ur}(t_1) \end{bmatrix} - \mathbf{G}(t_0) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur}(t_0) \\ b_{ur}(t_0) \end{bmatrix} + \tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\Phi,ur} \quad (7. 1 5)$$

を得る。受信機間及び測定エポック間の差分を形成して、重要な指摘を行う準備を行っている。 $\mathbf{x}_{ur}(t_1) = \mathbf{x}_{ur}(t_0) + \delta\mathbf{x}_{ur}$ 及び $b_{ur}(t_1) = b_{ur}(t_0) + \delta b_{ur}$ と書き表すことにすると、上記の式は

$$\Phi_{ur}(t_1) - \Phi_{ur}(t_0) = \mathbf{G}(t_1) \begin{bmatrix} \delta\mathbf{x}_{ur} \\ \delta b_{ur} \end{bmatrix} - (\mathbf{G}(t_1) - \mathbf{G}(t_0)) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ur}(t_0) \\ b_{ur}(t_0) \end{bmatrix} + \tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\Phi,ur} \quad (7. 1 6)$$

と書き表すことができるが、この結果に対しては入念に考察する必要がある。位置推定に対する考察の視点から、下記の各結論が導かれる。すなわち、

- (i) 相対位置及び相対クロックバイアスの時間的変化である $\delta\mathbf{x}_{ur}$ と δb_{ur} に対する推定は、エポック t_1 に対する幾何行列に結合しているため、問題は通常は難しくない。
- (ii) 絶対位置 $\mathbf{x}_{ur}(t_0)$ の推定は幾何行列の変化 $[\mathbf{G}(t_1) - \mathbf{G}(t_0)]$ に結合しているため、その変化量が小さい場合には困難な問題となるだろう。
- (iii) $b_{ur}(t_0)$ は、実際には式(7. 1 6)の中において消去されるため、推定は不可能で

ある。

ここにおいて2つの点を指摘しておく必要がある。第1点として、ドップラシフトすなわち擬似距離変化率を用いて位置及び速度の推定を議論した際にも同様な問題に出会った。第2点として、GPS衛星は地上から遠く離れた上空を運動しているの、衛星とユーザとの間の幾何的な位置関係は数十秒の経過に対してはほとんど変化しない。ただし、幾何的ダイバーシティは擬似衛星の利用を通じて用いられており、産業及び農業の応用分野において有効利用されている。

7. 3. 2 2重差分

1重差分の式(7. 9)に議論を戻して、相対受信機クロックバイアス項 δ_{ur} への対応を考える。これは各エポック及び全ての衛星に対する1重差分に共通に含まれる局外パラメータ項である。従って、この項は受信機間及び衛星間の2重差分測定値を作ることによって消去が可能である。なおこれは下記においては単に「2重差分」(double difference)とも呼ばれる。ここで衛星1に対する搬送波位相測定値の1重差分を作ろう。上記において定義されたように、短基線長条件の場合には

$$\begin{aligned}\phi_{ur}^{(l)} &= \phi_u^{(l)} - \phi_r^{(l)} \\ &= \lambda^{-1}r_{ur}^{(l)} + f \cdot \delta_{ur} + N_{ur}^{(l)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(l)}\end{aligned}\quad (7. 17)$$

と書き表される。式(7. 17)と式(7. 10)とに含まれる受信機クロック誤差項は互いに等しい。明らかに、衛星kと1の1重差分の間で差分を作ると、測定値の中の全ての衛星及び受信機クロック誤差が相殺される。2重の上付き添え字を使用して、2衛星に対する測定値とそれらのモデルのパラメータの2重差分を書き表すこととする。式(7. 10)から式(7. 17)を減ずると

$$\begin{aligned}\phi_{ur}^{(kl)} &= \phi_u^{(kl)} - \phi_r^{(kl)} \\ &= \lambda^{-1}r_{ur}^{(kl)} + N_{ur}^{(kl)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(kl)}\end{aligned}\quad (7. 18)$$

を得る。上記の式においては $(\bullet)_{ur}^{(kl)} = (\bullet)_{ur}^k - (\bullet)_{ur}^l$ という表記法を用いている。従って

$$\phi_{ur}^{(kl)} = (\phi_u^{(k)} - \phi_r^{(k)}) - (\phi_u^{(l)} - \phi_r^{(l)})$$

である。式(7. 18)は、最初にユーザ受信機と基準受信機の各々に対して衛星間1重差分を作り、次に両者に対する差分を作ることによって導出される。位相測定値の2重差分は $\nabla\Delta\phi_{ur}^{(kl)}$ としばしば書き表されることがある。この表記法を用いると、式(7. 18)の各項の前には「 $\nabla\Delta$ 」が付記される。ここでは、最小限に留めた表記法のままで議論を進める。

2重差分の例として、120m基線長条件の測定例に戻る。図7. 5はコード位相及び搬送波

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

位相2重差分のプロットを与える。これは図7. 3に示された2機の衛星に対する1重差分を用いて作られたものである。基線長が短いので、100秒の経過に対してはほとんど変化がない。2本のプロットの差は、式(7. 11)において示されたように整数不定性及び雑音に相当する。このプロットの縮尺は粗すぎるので、搬送波位相測定値に含まれるミリメートル級の雑音を明白に見ることはできない。次節において再度この例に立ち戻り、整数不定性決定の議論を行う。

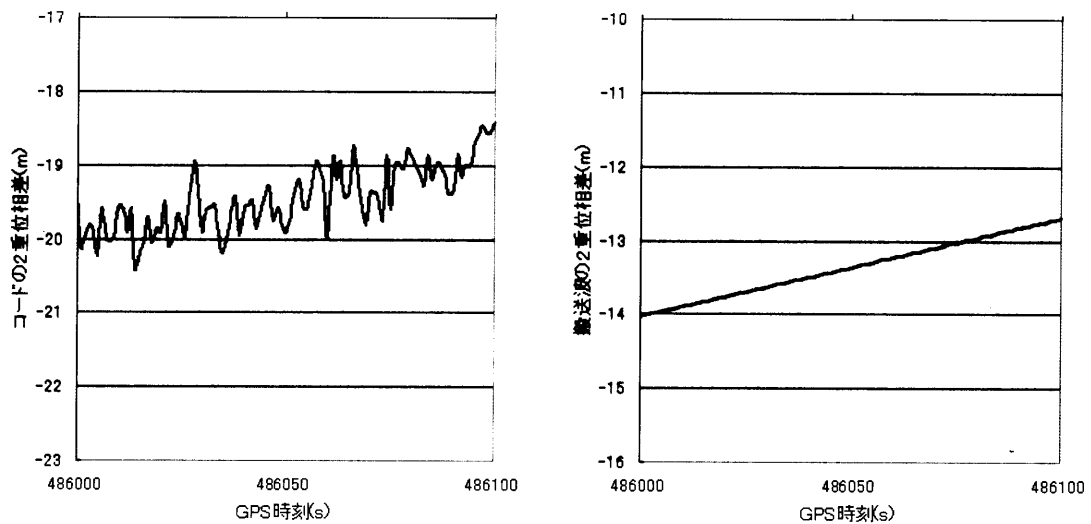


図7. 5 120m基線長条件の下におけるコード位相及び搬送波位相の2重差分

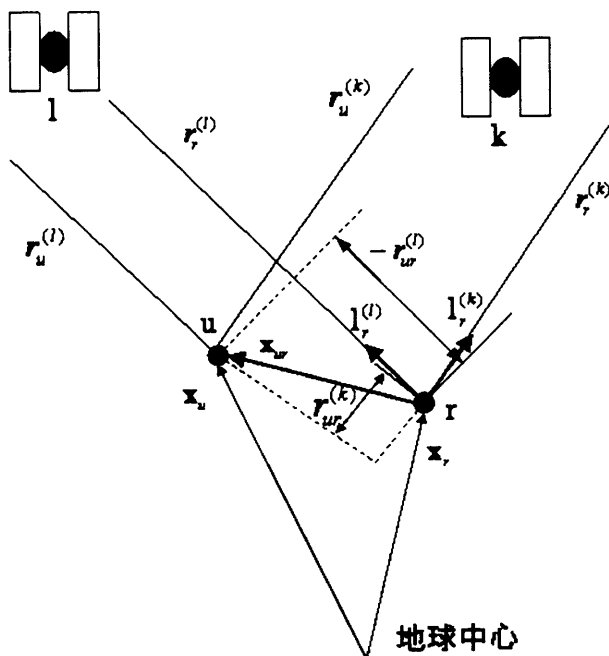


図7.6 2重差分測定値の幾何的な関係

式(7.18)に議論を戻して、距離2重差分項を相対位置ベクトル \mathbf{x}_{ur} に対応付ける。該当する測定の幾何的な関係を図7.6に示す。式(7.12)を用いて

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{ur}^{(k)} &= (\mathbf{r}_u^{(k)} - \mathbf{r}_r^{(k)}) - (\mathbf{r}_u^{(l)} - \mathbf{r}_r^{(l)}) \\ &= -(\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \mathbf{x}_{ur} \end{aligned} \quad (7.19)$$

を得る。 \mathbf{x}_{ur} を推定するためには、衛星と受信機の組に対応する整数不定性 $N_{ur}^{(kl)}$ を推定する必要がある。

K機の衛星が見えている場合には、ベクトル-行列表記法を用いて下記のように書き表すことが可能なK-1対の2重差分が存在する。すなわち衛星番号1を基準衛星に指定して

$$\begin{bmatrix} \phi_{ur}^{(21)} \\ \phi_{ur}^{(31)} \\ \vdots \\ \phi_{ur}^{(K1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\mathbf{l}_r^{(2)} - \mathbf{l}_r^{(1)})^T \\ -(\mathbf{l}_r^{(3)} - \mathbf{l}_r^{(1)})^T \\ \vdots \\ -(\mathbf{l}_r^{(K)} - \mathbf{l}_r^{(1)})^T \end{bmatrix} \mathbf{x}_{ur} + \begin{bmatrix} N_{ur}^{(1)} \\ N_{ur}^{(2)} \\ \vdots \\ N_{ur}^{(K)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{E}_{\phi,ur}^{(21)} \\ \mathcal{E}_{\phi,ur}^{(31)} \\ \vdots \\ \mathcal{E}_{\phi,ur}^{(K1)} \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

と書き表される。下付き添え字urは全ての項に共通であるので、混乱のない場合には省略する。

2重差分を作ることは、1重差分を作ることと比較すると控えめであるように見える。1重差分を作ることは問題の構造を大きく変化させたが、2重差分を作ることは、方程式のうち

の1本を犠牲にすることによって、主として未知数（受信機クロックバイアス）の消去を行い、不定性に対しても再定義を行った。実際には2重差分を作ることは、ある種類の推定困難な項、すなわち衛星と受信機内部の伝搬路における遅延を反映している周波数依存項も消去する。これらの固有的な修正誤差は、2重差分を作成する以前の測定値に小さいバイアスを付け加えていた。測地用途向けの受信機のメーカーは、多くの場合に、2重差分を用いる高精度測位用の受信機に対して設計の最適化を行っている。第7.4節においては2重差分に再度立ち戻る。

7.3.3 3重差分

2重差分搬送波位相方程式（7.20）における整数不定性は、それ自身も局外的なパラメータである。他の局外パラメータに対すると同様に、それも消去してみよう。実際には第7.3.1項において1重差分を議論した際にこれを行っている。2台の受信機が搬送波の追尾を継続している限り整数値は不変であるので、 t_{i+1} と t_i におけるこれらの2つの測定エポック間の2重差分の差分を作ると

$$\begin{aligned}\delta\phi_{ur}^{(kl)}(i) &= \phi_{ur}^{(kl)}(t_{i+1}) - \phi_{ur}^{(kl)}(t_i) \\ &= \lambda^{-1} \delta r_{ur}^{(kl)}(i) + \delta\varepsilon_{\phi,ur}^{(kl)}(i)\end{aligned}\quad (7.21)$$

を得る。上記の式においては、 $\delta(\bullet)(i) = (\bullet)(t_{i+1}) - (\bullet)(t_i)$ という表記法を用いている。下付き添え字urと測定エポックを書き表す記号を省略して、式（7.21）を

$$\delta\phi^{(kl)} = \lambda^{-1} \delta r^{(kl)} + \delta\varepsilon_{\phi}^{(kl)} \quad (7.22)$$

と書き表す。ユーザ及び基準受信機が静止しているならば、全ての可視衛星を用いて作られる3重差分のベクトルは

$$\delta\phi = \lambda^{-1} \begin{bmatrix} -\delta(\mathbf{I}_r^{(2)} - \mathbf{I}_r^{(1)})^T \\ -\delta(\mathbf{I}_r^{(3)} - \mathbf{I}_r^{(1)})^T \\ \vdots \\ -\delta(\mathbf{I}_r^{(K)} - \mathbf{I}_r^{(1)})^T \end{bmatrix} \mathbf{x} + \tilde{\varepsilon} \quad (7.23)$$

となる。

これで、搬送波位相測定値と幾何的距離の項のみから構成されている理想的な方程式を得た。全ての局外パラメータは消去されているが、次のような代償も払っている。すなわち、必ずしも衛星の幾何的配置の情報を最大限に活用できなくなってしまった点である。式（7.23）は前述と同様に初期推定値点の近傍において線形化することによって、相

対位置の変数に関して解くことが可能である。前述と同様に精度劣化率を定義可能だが、この精度劣化率は大きい値であることが分かる。式(7.23)を用いて推定される位置は、2重差分を用いて推定されるものより通常は精度が低い傾向がある。しかしながら、3重差分はサイクルカウントの中断すなわちサイクルスリップから生ずる搬送波追尾の不連続性を同定するのに有用である。

移動しているユーザに対しても式(7.16)と同様の方程式を導くことが可能である。3重差分はユーザの位置の追尾を保持する目的に用いることが可能である。しかしながら、ユーザの出発位置を推定可能とするためには、衛星と受信機との間の幾何的な位置関係の十分に大きい時間的变化を必要とする。

7.3.4 整数不定性の決定と位置の推定

次式のように書き表された2重差分を用いて、短基線長条件に対する整数不定性決定及び位置推定の問題を取り扱う。

$$\phi_{ur}^{(kl)}(t_i) = \lambda^{-1} r_{ur}^{(kl)}(t_i) + N_{ur}^{(kl)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(kl)}(t_i) \quad (7.24)$$

この式の中には時間変数が書き表されており、2台の受信機において2機の衛星に対する搬送波位相追尾が維持されている限り、整数不定性が定数であることも同時に強調している。搬送波位相の測定は脆弱、すなわち連続信号に対する追尾喪失が発生するおそれが存在しているが、高精度ナビゲーションに対する適用の可否は、そのような場合にも整数不定性の迅速かつ確実な決定を行う性能に依って決まる。全ての項に共通している下付き添え字urを省略し、表記を簡素化する。しかしL1もしくはL2の周波数信号の測定値を区別する必要があるので、変数q (=L1もしくはL2)を用いて、これらの搬送波周波数の区別を書き表すことにする。式(7.24)は新たな記号を用いて、

$$\phi_q^{(kl)} = \lambda_q^{-1} r^{(kl)} + N_q^{(kl)} + \varepsilon_{\phi,q}^{(kl)} \quad (7.25)$$

と書き表すことができる。コード位相測定値に対しても、不定性の項を除いて同様に書き表すことが可能であり、また、1重差分、2重差分、3重差分を作って、局外パラメータを消去する事も可能である。従って、式(7.25)と同様に、コード位相測定値は

$$\rho_q^{(kl)} = r^{(kl)} + \varepsilon_{\rho,q}^{(kl)} \quad (7.26)$$

と書き表すことが可能である。

K機の衛星が見えていると、L1周波数信号に対してコード位相及び搬送波位相の各々に対してK対ずつの1重差分を作ることが可能である。加えてL2周波数信号に対してもK対ずつを作れる。各々の周波数信号に対して最大K(K-1)対ずつの2重差分を作ることが可能だが、こ

のうちのK-1対からなる組のみが線形独立である。他の全ての2重差分は、この線形独立な組から線形結合を用いて生成可能であり、新たな情報は何も含んでいない。線形独立なK-1対の2重差分の組の選び方は任意である。基準衛星に対する測定誤差は全ての2重差分に含まれることを考えて、しばしば最も仰角の大きい衛星を基準衛星に指定する。その伝搬誤差及びマルチパス誤差が通常は最も小さいことがその理由である。

式(7.25)と式(7.26)は、短基線長条件の場合に対しては、2重差分搬送波及びコード位相の測定値のモデルを与えている。著しいマルチパス雑音、電離圏的及び対流圏の遅延の差分誤差が存在しなければ、測定精度)に対してこのモデルに基づく測定誤差項と、差分形成における雑音増加を特徴付けることが可能である。搬送波及びコード位相2重差分の誤差の標準偏差は

$$\sigma(\varepsilon_{\phi,q}^{(k)}) \approx 0.05 \text{ cycle} (\approx 1 \text{ cm}) \quad (7.27a)$$

$$\sigma(\varepsilon_{\rho,q}^{(k)}) \approx 1 \text{ m} \quad (7.27b)$$

である。上記の式において変数qはL1もしくはL2周波数信号を表す。これらの値は、我々の実験から得たデータとも良く一致している(図7.5)。

実時間的な位置推定を要求する多くの応用分野は、短基線長条件(例えば10kmかそれ以下)の範疇にある。数百、数千kmに及ぶ長基線長条件について興味を持つのは地球物理学者等である。しかしながら、その答えは通常は実時間的には要求されず、精密な衛星エフェメリスを用い、電離圏的及び対流圏的遅延の差分量を明示的に計算に入れ、多基準局網の長時間測定データに基づく事後処理法を用いる。以下において、短基線条件に対する不定性決定の問題へ焦点を合わせる。

7.4 可視衛星2重差分の各衛星に対する不定性決定

7.4.1 コード位相測定値を用いる整数の推定

不定性の決定に対する非常に単純化された接近方法が、式(7.25) - (7.26) から暗示される。すなわち、不定性を持たないコード位相測定値に基づいて搬送波位相測定値の不定性を推定する方法である。この接近方法の成功の可否はコード位相測定値の精度に大きく依存する。この接近方法は可視衛星2重差分の特定の対の各個を対象とし、そのコード位相と搬送波位相の測定値を用いる決定方法であるので、測定領域型あるいはジオメトリフリー型の不定性決定とも呼ばれる。Hatch (1996) はこれについて理解し易い説明方法を示しているのので、それを踏襲して説明を進めることにする。

本節においては、特定の可視衛星の対に対する2重差分測定値を扱うので、上付き添え字

k1を省略し表記を簡素化する。下付き添え字は搬送波周波数 (L1あるいはL2) を書き表す。
L1周波数信号のコード位相及び搬送波位相の2重差分測定値を見てみると、

$$\begin{aligned}\phi_{L1} &= \frac{r}{\lambda_{L1}} + N_{L1} + \varepsilon_{\phi_{L1}} \\ \rho_{L1} &= r + \varepsilon_{\rho_{L1}}\end{aligned}\quad (7.28)$$

上式に従って N_{L1} の値を

$$\hat{N}_{L1} = \left[\phi_{L1} - \frac{\rho_{L1}}{\lambda_{L1}} \right]_{\text{roundoff}} \quad (7.29)$$

と推定することが可能である。

この推定値はどの程度の精度を持っているだろうか？我々が設定した誤差モデルの値を用いれば、 $\sigma(\phi_{L1}) \approx 0.05 \text{ cycle}$ 及び $\sigma(\rho_{L1}) \approx 1\text{m}$ である。L1周波数信号の波長は約0.2mである。従って N_{L1} の推定値の標準偏差は約5サイクルである ($\sigma(N_{L1}) \approx 5\text{cycle}$)。これは大きい誤差である。幸運なことに、 N_{L1} の値は搬送波追尾を失わない限り、すなわちサイクルスリップが起きない限り一定値であるので、推定値の時系列に対する平均を計算し四捨五入を行って最も近い整数値を求めることにより、推定値の誤差を小さくすることが可能である。しかしながら、測定値の誤差は強い時間的相関を有しているので、良好な推定値を得るためには大きい誤差を含まずかつ長時間に渡る測定値の時系列を必要とする。仮に測定値が時間的相関を持たない場合でも100エポック以上にわたって平均する必要があるだろう。確実な推定を得るためには、上記の値に比べて不確定性を遥かに小さくする必要がある。

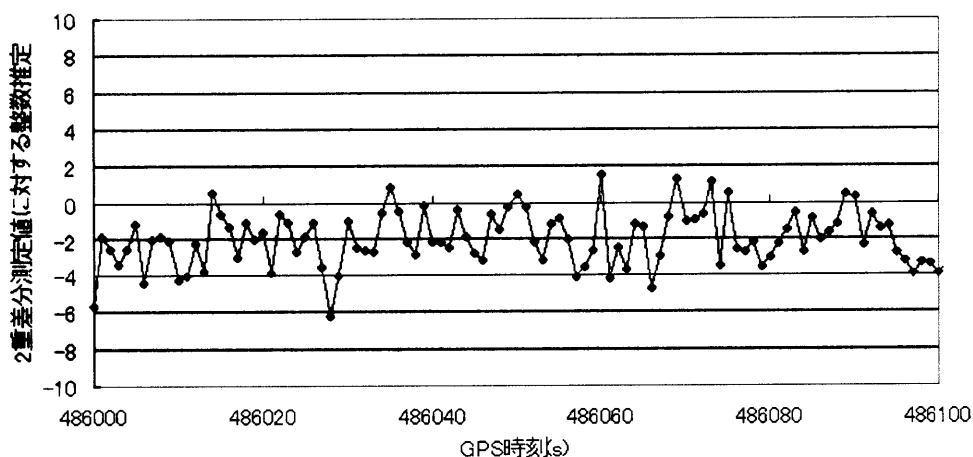


図7. 7a 120m基線長条件の下におけるL1周波数信号の2重差分測定値に対する整数推定
(100秒間の推定値)

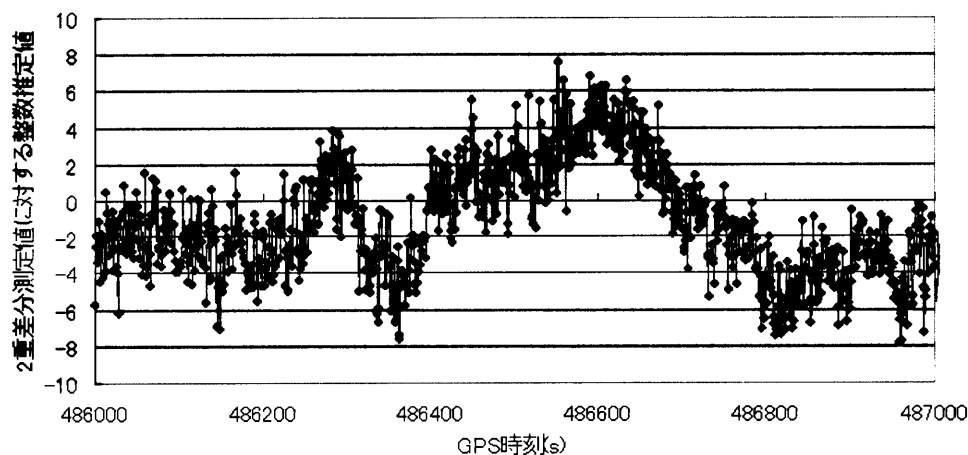


図7. 7b 120m基線長条件の下におけるL1周波数信号の2重差分測定値に対する整数推定
(1000秒間の推定値)

120m基線長条件の測定例に議論を戻して、どの程度に良好な整数値推定が可能なのを見よう。基線長が非常に短い場合や受信環境が良好な場合には、この問題にはほとんど難しいところはない。2重差分コード位相及び搬送波位相の測定値(図7. 5)は、想定した測定誤差モデルに良好に合致しているようである。図7. 5を用いてこの衛星の組の未知整数値を推定することは困難ではあるが、おおよそは検討がつく。実際の正解は34である。式(7. 29)に従ってエポックごとに計算された100秒間の推定値が図6. 7aに示されている。さらに1000秒間の推定値も図6. 7bに示した。実際には推定誤差のみが示されている。この図7. 7より、この単純化された条件設定において、正しい答えに接近するためには、数分に渡って推定値を平均する必要がある。なぜならば、図7. 7aを見ればわかるように、最初の100秒の平均値で推定すると正しい整数値は得られないからである。整数値推定における誤差の標準偏差は約3サイクルである。最初のモデルは、約5サイクルの標準偏差を予測していたので、満足できる一致を示している。ただし、実際のデータには1000秒間平均でもマイナス方向へのバイアスが見られる。

これまで、2周波数受信機を用いて得たコード位相及び搬送波位相の測定値を複合し、整数不定性の問題に対する秩序立った議論を行うための準備を整えてきた。さらに、エポック t_i における2重差分コード位相及び搬送波位相の測定値を長さの単位を用いて

$$\begin{aligned}
 \rho_{L1}(i) &= r(i) + \varepsilon_{\rho_{L1}}(i) \\
 \Phi_{L1}(i) &= r(i) + \lambda_{L1}N_{L1} + \varepsilon_{\Phi_{L1}}(i) \\
 \rho_{L2}(i) &= r(i) + \varepsilon_{\rho_{L2}}(i) \\
 \Phi_{L2}(i) &= r(i) + \lambda_{L2}N_{L2} + \varepsilon_{\Phi_{L2}}(i)
 \end{aligned} \tag{7. 30}$$

と書き表す。あるいは行列表記法を用いて

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & \lambda_{L1} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \lambda_{L2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ N_{L1} \\ N_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_{L1} \\ \Phi_{L1} \\ \rho_{L2} \\ \Phi_{L2} \end{bmatrix} \tag{7. 31}$$

と書き表す。

単一エポックの測定に対して、3個の未知数を含む4本の方程式を得ることが可能である。しかしながら、測定値には誤差が含まれる。コード位相と搬送波位相の測定値の品質は等しくない。コード位相及び搬送波位相の測定値に対してこれまでに設定した誤差モデルに基づいて、重みの対角行列

$$W = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & 1/0.01^2 & & \\ & & 1 & \\ & & & 1/0.01^2 \end{bmatrix}$$

を作り、整数変数に対する重み付き最小二乗解を求める。搬送波の追尾が保持されている間に多数のエポックの測定値データの取得が可能である。1回の新たな測定値は4本の新たな方程式を与え、1個の新たな未知数 r を導入する。 N_{L1} と N_{L2} の決定の問題に対して、必要以上の本数の方程式が得られている。理想的な条件下においては、拘束を加えない実数推定値は整数値に近く、四捨五入を行えば整数推定値 \hat{N}_{L1} と \hat{N}_{L2} を得ることが可能である。

整数推定値の良好性の程度をどのように表現すれば良いかを考える。短基線条件の場合に対しては、式(7. 30)において電離圏の差分遅延を無視することが可能と仮定した。この仮定と整数値の正しさの検証は、式(2. 33)に基づいて

$$I = \frac{f_{L2}^2}{(f_{L1}^2 - f_{L2}^2)} \left[(\Phi_{L1} - \lambda_{L1}\hat{N}_{L1}) - (\Phi_{L2} - \lambda_{L2}\hat{N}_{L2}) \right] \approx 0 \tag{7. 32}$$

を検証すれば良い。この代わりに、式(7. 29)に直接に基づいて整数推定値に対する単純化された検査式

$$60\hat{N}_{L1} - 77\hat{N}_{L2} = \left[60 \frac{\Phi_{L1}}{\lambda_{L1}} - 77 \frac{\Phi_{L2}}{\lambda_{L2}} \right] \quad (7.33)$$

を作ることも可能である。 $f_{L2}/f_{L1} = \lambda_{L2}/\lambda_{L1} = 60/77$ である。

原理的には、整数不定性決定の問題に対するこの接近方法は、ユーザが静止していても移動していても適用可能である。実際にはこの接近方法は、長時間及び理想的に良好なデータ時系列を必要とするであろう。可視衛星2重差分の各個に対する測定値を扱う接近方法には明らかな短所が存在する。すなわち、衛星に対する全ての測定値が自己無撞着的な集合を形成するという事実を用いていない点である。冗長な測定値を用いて得られる恩恵も使っていない。次節においては測定値の全集合に基づく全不定性ベクトルを推定するという他の種類の接近方法について論ずる。

真の整数値を知った後においては、下記において議論されるように、相対位置ベクトルの推定は容易である。通常の測位計算と同様に、擬似距離の測定値を用いて位置とクロックバイアスを推定すれば良い。

7.4.2 2周波数測定値：ワイドレーン法

整数値推定における確実性の程度は搬送波の波長に依存することを、式(7.29)において見た。波長が長いほど推定値は確実となる。L2周波数信号の搬送波の波長はL1周波数信号のそれよりも僅かに長いだけなので、 \hat{N}_{L2} の推定値は \hat{N}_{L1} の推定値よりもそれほど良好にはならない。しかし、L1周波数信号とL2周波数信号の両方の測定値を得ることができれば、下記のようにして遥かに長い波長の信号を合成することが可能である。新たな搬送波位相測定値

$$\begin{aligned} \phi_{L12} &= \phi_{L1} - \phi_{L2} = r \left(\frac{1}{\lambda_{L1}} - \frac{1}{\lambda_{L2}} \right) + (N_{L1} - N_{L2}) + \varepsilon_{\phi_{L12}} \\ &= r \left(\frac{f_{L1} - f_{L2}}{c} \right) + (N_{L1} - N_{L2}) + \varepsilon_{\phi_{L12}} \quad (7.34) \\ &\quad \frac{r}{\lambda_{L12}} + N_{L12} + \varepsilon_{\phi_{L12}} \end{aligned}$$

を定義する。上記の式において $\lambda_{L12} = c/(f_{L1} - f_{L2}) = 0.862m$ は、新たに定義された「ワイドレーン」(wide lane)と呼ばれる測定値の波長である。これに相当する周波数は $f_{L12} = (f_{L1} - f_{L2}) = 347.82MHz$ であり、 $N_{L12} = (N_{L1} - N_{L2})$ は、ワイドレーン2重差分の整数不定性を書き表している。

N_{L12} の値は

$$\hat{N}_{L12} = \left[\phi_{L12} - \frac{\rho_{L12}}{\lambda_{L12}} \right]_{\text{roundoff}} \quad (7.35)$$

と推定可能である。

前述と同様に、 $\sigma(\hat{N}_{L12}) \approx 1.2$ と定めておく。原理的には、無相関な10エポックの測定値を用いれば、推定値の誤差の標準偏差を半サイクル以下に低減させることが可能であろう。明らかにワイドレーン不定性を推定することは、 N_{L1} あるいは N_{L2} を推定することよりも容易である。この恩恵は多周波数測定値を利用することによって生まれたものであり、このことを「周波数的ダイバーシティ」(frequency diversity)と呼ぶ。

ここで、120m基線長条件の測定例に戻る。図7.8は、式(7.35)を用いて1秒毎に計算して求めたワイドレーン整数値の誤差をプロットしたものである。今回は数十秒の時間を用いて正しい答えが得られている。推定誤差の標準偏差の値は約0.6サイクルであり、比較のために単純化されたモデル値の方は1.2サイクルである。既に指摘したように、この問題は余り難しい問題というわけではないのだが、一連のデータ時系列を利用することは確かに役に立つことを示している。

N_{L12} の推定は N_{L1} あるいは N_{L2} の推定よりも容易であるということを示したが、それならば N_{L1} 及び N_{L2} のことを忘れてしまって、単に N_{L12} を推定し、それを用いて相対位置ベクトルを求めても差し支えないはずである。確かに位置精度に関する要求が厳しくなれば、そのようにしても差し支えない。このことは下記において議論する。ワイドレーン測定値はL1周波数信号あるいはL2周波数信号の測定値と比較すると雑音が大きい。

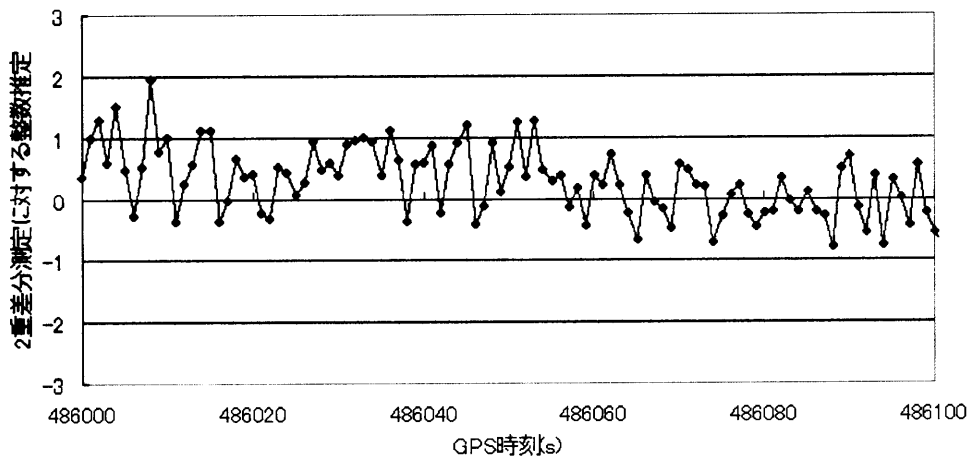


図7.8 ワイドレーン信号の2重差分測定値に対する整数推定 (100秒間の推定値)

不定性が決定された後は、長さの単位を用いて搬送波位相を書き表して、位置の推定に関する説明を進める。前述と同様に、 $\Phi_q = \lambda_q N_q$ ($q=L1, L2$, もしくは $L12$) と書き表して、

$$r = (\Phi_q - \lambda_q N_q)$$

を解いて位置推定を行う。また Φ_{L12} のノイズを以下の式より求める。

$$\begin{aligned}\Phi_{L12} &= \frac{f_{L1}}{(f_{L1} - f_{L2})} \Phi_{L1} - \frac{f_{L2}}{(f_{L1} - f_{L2})} \Phi_{L2} \\ &= \frac{154}{34} \Phi_{L1} - \frac{120}{34} \Phi_{L2}\end{aligned}\quad (7.36)$$

上の式より、 Φ_{L12} のノイズは、 Φ_{L1} や Φ_{L2} のノイズの約6倍へ拡大する。

$$\sqrt{\left(\frac{154}{34}\right)^2 + \left(\frac{120}{34}\right)^2} = 5.7$$

これはワイドレーン測定値における不利な点である。これだけでなく、異なる性質を有する他の種類の搬送波位相測定値の線形結合も定義可能である。

N_{L12} が正確に推定されると、 N_{L1} 及び N_{L2} を下記のようにして推定可能である。下記の観測方程式

$$\phi_{L1} = \frac{r}{\lambda_{L1}} + N_{L1} + \varepsilon_{\phi_{L1}}$$

$$\phi_{L2} = \frac{r}{\lambda_{L2}} + N_{L2} + \varepsilon_{\phi_{L2}}$$

を用いて、

$$N_{L1} - \frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} N_{L2} = \phi_{L1} - \frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} \phi_{L2} + \varepsilon \quad (7.39)$$

を得る。加えて、既に

$$N_{L1} - N_{L2} = N_{L12} \quad (7.40)$$

を得ている。式 (7.39) と式 (7.40) を解いて、 N_{L1} 及び N_{L2} を推定可能である。

$$\hat{N}_{L1} = \left(\frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} - 1 \right)^{-1} \left(\frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} N_{L12} - \phi_{L1} + \frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} \phi_{L2} \right) \quad (7.41)$$

この推定値の標準偏差は

$$\sigma(\hat{N}_{L1}) = \left(\frac{\lambda_{L2}}{\lambda_{L1}} - 1 \right) \sqrt{2.65} \sigma(\hat{\varepsilon}_{\phi_{L1}}) \approx 6 \sigma(\hat{\varepsilon}_{\phi_{L1}}) \quad (7.42)$$

である。ワイドレーン整数不定性を正しく推定した後において、L1周波数信号及びL2周波数信号の整数不定性に対する推定の成功の可否は、これらの測定値の品質に依存すること

になる。L1周波数信号及びL2周波数信号の2重差分測定値の0.05サイクルの標準偏差は、 N_{L1} もしくは N_{L2} の推定においては0.3サイクルに増大するであろう。不確実性の大きさを低減させるためには、この推定値に対して時間的平均を施す必要がある。

7.5 全可視衛星2重差分の連立式に対する不定性決定

本節においては2重差分搬送波位相の測定値を扱い、単位もサイクルに戻して説明を行う。K機の可視衛星に対するL1周波数信号の搬送波位相測定値は、各エポックに対してK-1本の2重差分方程式を与える。さらに2周波数受信機においては、L2周波数信号の測定値を用いて得られたK-1本の方程式を追加する。番号1を基準衛星に指定して表記を簡素化し ($l=1$)、エポック t_i における搬送波周波数 q に対するK-1本の2重差分方程式を

$$\begin{aligned} \phi_q^{(21)}(i) &= \lambda_q^{-1} r^{(21)}(i) + N_q^{(21)} + \varepsilon_{\phi,q}^{(21)}(i) \\ \phi_q^{(31)}(i) &= \lambda_q^{-1} r^{(31)}(i) + N_q^{(31)} + \varepsilon_{\phi,q}^{(31)}(i) \\ &\vdots \\ \phi_q^{(K1)}(i) &= \lambda_q^{-1} r^{(K1)}(i) + N_q^{(K1)} + \varepsilon_{\phi,q}^{(K1)}(i) \end{aligned} \quad (7.43)$$

と書き表す。この方程式の組 (7.43) は、1エポックに対する2重差分測定値の式 (7.25) を、エポックの区別 i を省略することなく書き表したものである。次のエポック t_{i+1} においては、各周波数に対してK-1本の方程式が追加される。搬送波位相の追尾が持続しているとして、ユーザが移動していると各エポックに対して3個の未知数（すなわち新たな位置座標変数）が追加される。逆にユーザが静止していれば第2エポック以降に対する新たな位置座標変数の追加はない。2周波数の測定値を得ることが可能な場合には、ワイドレーン測定値 (L12) のみか、あるいはL1周波数信号もしくはL2周波数信号の測定値と合わせて解析するかの選択肢が存在する。

時間的な制約が無く、かつモデル化されていない大きな誤差もほとんど含まれていなければ、式 (7.43) における整数値推定の問題には、特に原理的な困難点は生じない。ユーザが静止している初期化を考えることにすると、単一周波数測定値の場合に対しては $3+(K-1)$ 個の未知数が存在し、2周波数測定値の場合に対しては $3+2(K-1)$ 個の未知数が存在し、方程式の本数については観測時間の経過につれて増えていく。冗長な測定値、好ましい衛星の幾何的配置、2周波数測定値、観測時間内において衛星の幾何的配置に十分な変化が存在すれば、良好な推定を有効に得ることが可能となる。モデル化されていない誤差が含まれていると良好な推定に対する妨げとなる。このような誤差は基線長と共に通常は増大するが、どちらかの受信機が重大なマルチパス雑音を被っている場合には深刻な障害と

なる。

方程式 (7. 4 3) は整数変数に対して線形であるが、位置座標変数に対しては非線形である。第3章と同じ接近方法を用いて、これらのパラメータの推定を行う。すなわち、未知数の数よりも方程式の数の方が多い線形方程式の系を作り、最小二乗規準を用いてそれを解く。この問題を次に取り上げる。

7. 5. 1 位置推定の線形モデル

まず、搬送波位相に対する2重差分方程式の一般形 (7. 2 5) を、周波数 q の指定を省略した形を用いて再掲する。

$$\phi^{(kl)} = \lambda^{-1} r^{(kl)} + N^{(kl)} + \varepsilon_{\phi}^{(kl)} \quad (7. 4 4)$$

次に、静止基準点の位置 \mathbf{x}_r は既知であり、この基準点位置に対してユーザ位置 \mathbf{x}_u が持つ相対的な位置ベクトル \mathbf{x}_{ur} の推定が課題である。

$$\mathbf{x}_{ur} = \mathbf{x}_u - \mathbf{x}_r$$

この相対位置ベクトルに対する推定の初期値 \mathbf{x}_0 を固定する。(例えばこの値を $\mathbf{x}_0 = \mathbf{0}$ に固定しても、下記の議論を進めるに当たっては特に問題はない) これを用いると、

$$\mathbf{x}_{ur} = \mathbf{x}_0 + \delta\mathbf{x}$$

と書き表すことが可能であり、求めるべき未知数は、上記の推定初期値に対する修正の項 $\delta\mathbf{x}$ となる。このような変形を施した結果、この $\delta\mathbf{x}$ は下記に示す線形方程式の解として計算することが可能である。式 (7. 1 9) を用いると下記のように計算される。

$$\begin{aligned} r^{(kl)} &= -(\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \mathbf{x}_{ur} \\ &= -(\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \mathbf{x}_0 - (\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \delta\mathbf{x} \quad (7. 4 5) \\ &= r_0^{(kl)} - (\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \delta\mathbf{x} \end{aligned}$$

$r^{(kl)}$ に関するこの表現を式 (7. 4 4) に代入すると

$$\phi^{(kl)} = \lambda^{-1} r_0^{(kl)} - \lambda^{-1} (\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)}) \cdot \delta\mathbf{x} + N^{(kl)} + \varepsilon_{\phi}^{(kl)}$$

となる。各項をまとめ直し、 $y^{(kl)} = \phi^{(kl)} - \lambda^{-1} r_0^{(kl)}$ 及び $\mathbf{g}^{(kl)} = -\lambda^{-1} (\mathbf{l}_r^{(k)} - \mathbf{l}_r^{(l)})$ と置くと、式 (7. 4 4) を用いて線形方程式

$$y^{(kl)} = \mathbf{g}^{(kl)} \cdot \delta\mathbf{x} + N^{(kl)} + \varepsilon_{\phi}^{(kl)} \quad (7. 4 6)$$

が導かれる。ここで注意しなければならない点は、上記の方程式を最小二乗法により解く際に、視線方向ベクトルを計算する部分が常に基準局側から算出されると、基線長が大きくなる (数km以上) と正確に計算されないことである。ゆえに、視線方向ベクトルは、実際に位置を求める移動局側から計算しなければならない。

エポック t_i の単一周波数あるいは2周波数測定値を用いて得ることが可能な線形方程式の全てを、ベクトル-行列表現

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{G}(i)\delta\mathbf{x} + \mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon}_\phi(i) \quad (7.47)$$

にまとめる。上記の式において $\mathbf{y}(i)$ は初期位置を推定するための搬送波位相2重差分の測定値とその計算値と間の差を表し、 $\mathbf{G}(i)$ は衛星-ユーザ局-基準局の間の幾何的な位置関係を2重差分測定値に対して特徴付ける観測行列であり、 $\delta\mathbf{x}$ は初期位置推定の誤差であり、 \mathbf{N} は推定されるべき2重差分整数不定性のベクトルである。 \tilde{K} 個の2重差分測定値が存在すると、 $\mathbf{G}(i)$ は \tilde{K} 行3列の行列であり、 \mathbf{N} は \tilde{K} 成分を持つベクトルである。(K機の衛星が見えているとすると、単一周波数測定値の場合には $\tilde{K} = K - 1$ であり、2周波数測定値の場合には $\tilde{K} = 2(K - 1)$ となる)

ユーザが静止しているという単純化された場合を考えると、その次の測定エポックは \tilde{K} 本の方程式

$$\mathbf{y}(i+1) = \mathbf{G}(i+1)\delta\mathbf{x} + \mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon}_\phi(i+1) \quad (7.48)$$

を追加する。式(7.47)と式(7.48)をまとめると

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}(i) \\ \mathbf{y}(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}(i) \\ \mathbf{G}(i+1) \end{bmatrix} \delta\mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{N} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_\phi(i) \\ \boldsymbol{\varepsilon}_\phi(i+1) \end{bmatrix} \quad (7.49)$$

となる。複数のエポックを対象とする一般的な測定値の場合には、式(7.49)を

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\delta\mathbf{x} + \mathbf{A}\mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (7.50)$$

と書き表すことが可能である。最小二乗規準を用いて、コスト関数

$$c(\delta\mathbf{x}, \mathbf{N}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{G}\delta\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{N}\|^2 \quad (7.51)$$

を最小にする実数値の3成分ベクトル $\delta\mathbf{x}$ 及び整数値 \tilde{K} 成分ベクトルを求める。コスト関数は残差ベクトルの単純な二乗和である。キネマティック測量の場合には、 $\delta\mathbf{x}$ はエポック毎に変化する。しかしながら、問題を上記のように定式化するに当たって困難は存在しない。測定値に重みを与える根拠が存在するならば、式(7.51)を重み付き最小二乗問題として定式化も可能である。

式(7.51)の最小化を行うことは、 \mathbf{N} の各要素が整数であるという拘束が課されていないならば容易であろう。課題点は、「整数最小二乗」(integer least squares)の問題である。もしも問題を単純化し通常の形にしたいと考えるのであれば、この拘束条件を無視するであろう。他の方法では、整数の組の推定という拘束を課して、最良な解を探索する。原理的には、単一エポックの測定値を用いて解を得ることが可能である。

整数推定値が与えられれば、正確な位置推定値を得ることは容易である。位置推定値が

正確精密であるためには、整数不定性が正しく推定されていることを保証する必要がある。このことは大切な問題を提起する。すなわち、整数推定値の正しさをどうやって示せば良いのだろうか？整数推定値の正しさを確認する手続きは検証と呼ばれる。実時間的な推定値の検証は難しい問題であるが、整数推定値問題ほどには関心が持たれなかった。

7. 5. 2 フロート解

与えられた搬送波位相測定値の時系列に対して、一括型もしくは逐次型の方法を用いて処理し、その整数不定性を推定するアルゴリズムを作ることが可能である。ただし、その推定値は実数値（すなわち浮動小数点型表現の数）である。そのような推定値は、「フロート解」（float solution）と呼ばれる。フロート解の値に対して四捨五入を行うとフィックス解すなわち整数推定値が求められる。フロート解が整数値に近づくようであれば、その推定値が良好であるという示唆を与えている。実際には、フロート推定値の整数への収束は遅い傾向がある。その理由は、数秒以内に測定された値の相互間には強い相関が存在するので、フロート値に対して四捨五入を行い整数値を求めることは誤った結果を生むおそれもある。

拘束を加えずに式（7. 5 1）を解くことは本質的に困難な問題ではなく、フロート解に基づく各種の整数不定性推定アルゴリズムが発表されている。さらに基本的手法の特許化した技術が、多くの商業的RTKパッケージに組み込まれている。これらのパッケージは、結果が出るまでに数秒間待っても許されるような測量及び産業／農業分野において活躍している。ときには間違い（すなわち整数不定性に対する不正解決定）も発生するが、その発生後の数秒以内には検知されることも多く、ある程度までは受忍する必要がある。信号が途切れることなく長時間に渡る測定値が与えられたならば、整数不定性決定も整数値の検証も困難な問題ではない。高速に移動する自動車を含むナビゲーションへの応用においては、両方の問題の信頼性を高めることが課題である。2周波数信号（L1及びL2）を用いる条件においても、瞬時の（すなわち、1エポックを用いての）不定性決定と結果の検証は困難な課題である。3周波数信号（L1、L2、L5）が利用可能になれば状況は改善するであろう。

7. 5. 3 アンビギュイティ探索手法

最良な解を求める探索手法は、基本的には次のような各手順の要素に分解される。すなわち、どのような空間領域を探索すべきかを定義し、その領域の内部に格子を設定し、コスト関数を定義してから、その格子点の各点に対してコスト関数の値を計算する。最終的

には、コスト関数の最小値を実現する格子点が、求めるべき最良な解を与えることになる。

整数不定性決定とその探索の問題に対して最も早く取り組んだのは、Counselman and Gourevitch (1981) による仕事である。彼らの探索アルゴリズムである「不定性関数法」(Ambiguity Function Method、AFM法)は、初期の受信機に対してしばしば悩みの種となっていたサイクルスリップが発生した場合にも対応可能となるように設計されている。このAFM法における考え方の基本は、真の受信機位置を確実に内部に含んでいる空間領域、具体的には立方体型の領域を考える点にあり、探索はその領域内部に対して行われる。この立方体領域を実際にどの位置に設定すべきかについては、コード擬似距離測定値を用いた2重差分測位の計算から得た推定位置を、立方体の中心点に設定しても差し支えない。この立方体領域内に格子を設定した上で、解の候補となる全ての格子点を調べ、式(7.43)に対する適合の可否を判断する。もしも何の誤差も存在しないと仮定すれば、どの衛星に対しても、真の受信機位置を与えて求めた伝搬距離の計算値と搬送波位相を用いた実際の測定値との両者の間には次のような関係が成立するはずである。すなわち、どの2衛星を用いて2重差分を作ったとしても、これら両者の2重差分量を比較してみると、差は必ず整数値を示すはずである。なお探索領域をどれだけの大きさに設定すべきかについては、真の受信機位置を確実に内部に含んでいるだけの大きさを持っている必要があるが、同時に、妥当な時間内に探索を全て完了する必要があるので、大きすぎることもあってならない。

上記のAFM法は3次元的位置の実空間内において探索を行う手法であるが、これに代わる手法としては、整数未知数のパラメータの空間内において探索を行う手法が挙げられる。この場合にも同様に、探索すべき領域の設定に関しては、コード擬似距離測定値に基づく推定値をその領域の中心点に設定しても差し支えない。具体的には式(7.43)を用いて、この推定値、すなわち、整数未知数に対する初期値的実数解を求めることになる。位置推定初期値に関する誤差限界の推定は、各々の整数値に対する不確実性の大きさの範囲を定める。ここで、探索されるべき整数値の格子が存在するものとする。基本的なアイデアは、図7.2に示される理想化された2次元の例に図示されている。コード位相測定値に基づいた位置推定値を中心とする円が描かれている。真の位置はこの円内に存在すると仮定する。3対の可視衛星2重差分が存在し、各々に対する測定距離には ± 2 波長の大きさの不確実性が存在しているとすると、その3個の整数変数に対する潜在的な解として探索すべき値は 5^3 個の組み合わせが存在する。この図の中で、各々の波の波面が1点上に交わらない程度の尺度値をコスト関数として定義可能だろう。このような探索によって正しい答えを得ることも可能であろう。

実時間的な解を得ようとしているのにも関わらず、探索空間は巨大な大きさになってしまふ。コード位相測定値を用いた位置推定値の誤差が1m以下ということを知っているものとする。搬送波の波長が約20cmであるので、各々の整数の不確実性の大きさは±5サイクルとなる。もしも10個の整数を推定する必要があるとすると、 10^{11} 個の整数ベクトルの候補に対してコスト関数を評価する必要がある。しかしながらこの候補ベクトルの集合は巨大すぎるので実時間的な探索は困難である。波長0.86mのワイドレーン測定値を用いると、上記例に対する全ての不確実性の大きさは3サイクルへ低減される。すなわち、 10^3 個の整数ベクトルの候補に対してコスト関数を評価すれば良い。次に、探索空間のサイズを小さくするための接近方法を見てみる。

問題設定を単純化し、K機の可視衛星を用いて得られたL1周波数信号の搬送波位相の単一エポック測定値を考えてみよう。式(7.47)を用いて、位置を推定するための線形方程式の組は

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\delta\mathbf{x} + \mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (7.52)$$

と書き表すことができる。整数ベクトルの格子を探索して最良な \mathbf{N} を決定することを考えよう。その各ステップは、(i) \mathbf{N} を選び、(ii)式(7.52)を用いて $\delta\mathbf{x}$ を計算し、(iii)式(7.51)を用いてコスト関数 $c(\delta\mathbf{x}, \mathbf{N})$ を計算する。最適な \mathbf{N} はこのコスト関数を最小化するだろう。

K-1本の2重差分方程式が得られており、K+2個の未知数(3個の位置座標とK-1個の整数不定性)が含まれているように見える。もしも不定性が整数であるという拘束が課されていなければ、方程式の数が不足しているので、無数に解が存在することになるだろう。実際にはHatch(1990)が指摘したように、式(7.52)あるいは式(7.49)に含まれる独立な未知数の数は3個である。どれでも構わないから3個の正しい整数不定性の値が与えられれば、ユーザの位置を正確に決定可能であり、残りの不定性も決定可能である。これとは逆に、3次元座標が与えられれば、全てのK-1個の整数不定性は自動的に決定される。K-4本の方程式は冗長である。これらは整数最小問題が持っている特有の性質であることを理解する必要がある。すなわち、整数の全ての組み合わせが許容されるわけではないので、直方体の箱の中の全ての格子点を調べる必要はない。その秘訣は、許容される整数ベクトルの対象を限定するための方法を見つけることである。

実際に4衛星を用いて得た測定値を使用すれば、位置を推定可能であり、K(>4)機の可視衛星が存在する場合にはそのうちのK-4機が冗長であることを我々は既に理解している。従って、K-1個の整数不定性は3個の自由度に拘束されている。ただし、どのようにこの洞察

を生かし、冗長的な測定値の利点を十分に生かしながら、式(7.52)を解いて不定性を決定すれば良いのかに対しては、その答えを速やかに見通すことは困難である。この段落における議論は、2周波数信号を利用する条件下や、複数エポックの測定値を利用する条件下においても通用する。

整数不定性に関する拘束に対して入念な洞察に基づいた接近方法が、Hatch (1990) によって提案されている。この方法は基本的には下記の各ステップから構成される。

- ・可視衛星を2群へ、すなわち4機の衛星から構成される主衛星群とK-4機の従衛星群とへ分割する。
- ・初期位置推定値とその不確実性の大きさが与えられて、主衛星群に対する整数候補の集合を生成し、対応する位置推定値の集合を生成する。
- ・この集合に属する位置推定値の各々に対して、従衛星群の測定値との間の整合性を検査する。位置推定値が正しい場合には、搬送波位相の測定値とモデル計算値との間の差は、どの衛星の組に対しても整数値に近いだろう。

この方法の不利な点は、4機の衛星という部分集合を用いて位置を推定しているの、冗長的な測定値の利点を十分に発揮させられないという点である。

さらに、探索への接近方法を工夫した注目すべき2種類の方法が存在する。すなわち、Teunissen等が発表した「最小二乗不定性無相関化調整法」(Least-Squares Ambiguity Decorrelation Adjustment method、LAMBDA法)と、Pratt等が発表した「局所的最小値探索法」(Local Minima Search algorithm、LMS法)である。両方のアルゴリズムとも、候補の集合の中から整数の不定性を探索する。しかしながら、各々独自の接近方法を用いて、この集合のサイズは大幅に低減させられている。これらのアルゴリズムは、線形代数の概念に関して、いくらかの知識を要求する。実装の詳細については関連文献を参照されたい。

7.6 3つの周波数を利用した場合のアンビギュイティ決定

計画中であるGPS近代化においては、中心周波数1176.45MHzを持つL5帯に第3の民生用信号が追加されることが、各種の強化策の中でも大きな焦点である。現在は、このPRNコード信号の構造について議論が進められている最中であるが、そのチップレートは10.23Mbpsであり、C/Aコードよりも遥かに短い周期になることが予想されている。しかしながら、差し当たっての議論対象は、搬送波位相測定値に限られている。下記において、3周波数信号を用いた搬送波測定値の潜在的な利点について述べる。3周波数とは、1575.42MHz(L1)、1227.6MHz(L2)、1176.45MHz(L5)である。

前述と同様に、短基線長条件の2重差分搬送波及びコード位相に対するモデルは

$$\phi_q = \frac{r}{\lambda_q} + N_q + \varepsilon_{\phi_q} \quad (7.53)$$

$$\rho_q = r + \varepsilon_{\rho_q}$$

である。上記の式において、変数 q はL1、L2、もしくはL5を表すとし、 $\sigma(\phi_q) = 0.05$ サイクル及び $\sigma(\rho_q) = 1m$ とする。3種類の民生用周波数を利用可能とすると、受信機は3種類のビート周波数信号を発生可能である。

$$\phi_{L12} = \phi_{L1} - \phi_{L2}, \text{ ワイドレーン(wide-lane, WL)信号}$$

$$\phi_{L15} = \phi_{L1} - \phi_{L5}, \text{ 中間的レーン(medium-lane, ML)信号}$$

$$\phi_{L25} = \phi_{L2} - \phi_{L5}, \text{ 超ワイドレーン(extra-wide-lane, EWL)信号}$$

既に、第7.4.2項においてワイドレーン信号について議論した。中間的レーン信号は波長0.751mである。超ワイドレーン信号は波長5.861mである。表7.1に信号特性のまとめを示す。

表7.1 GPS近代化実現時に利用可能となる搬送波とビート周波数の信号

搬送波信号	周波数(MHz)	波長(m)
L1	$f_{L1} = 1575.42$	0.190
L2	$f_{L2} = 1227.60$	0.244
L5	$f_{L5} = 1176.45$	0.255
L1-L5	$f_{L15} = 398.97$	0.751 (中間的レーン)
L1-L2	$f_{L12} = 347.82$	0.862 (ワイドレーン)
L2-L5	$f_{L25} = 51.15$	5.861 (超ワイドレーン)

下記の解析においては、本質的に第7.4節の接近方法に従う。すなわち最も容易な超ワイドレーン信号から始めて数段階のステップを経て整数不定性を決定するという考え方に基礎をおく。超ワイドレーン整数値の推定は、ワイドレーン推定値を推定する手段を与える。これがL1周波数信号の搬送波位相の整数値推定を助けることになる。すなわち2重差分距離(r)の推定を各ステップにおいて向上させて行く。i番目のステップの推定値を $\hat{r}(i)$ と書き表す。

- ・ステップ1 利用可能な2重差分距離の最良な初期推定値から開始する。すなわちL5周波数信号測定値の2重差分コード擬似距離である。(L5周波数信号はL1あるいはL2周波数信号よりも大きい電力と、C/Aコードよりも高速なチップレートになる予定である)

$$\hat{r}(1) = \rho_{L5}, \quad \sigma[\hat{r}(1)] \approx 1m$$

・ステップ2 ステップ1において求められた2重差分距離の推定値を用いて、超ワイドレーン信号の整数値不定性を

$$\hat{N}_{L25} = \left[(\phi_{L2} - \phi_{L5}) - \frac{\hat{r}(1)}{\lambda_{L25}} \right]_{\text{round off}} \quad (7.54)$$

と推定する。 $\lambda_{L25} = 5.86m$ であり、 $\sigma(\hat{N}_{L25}) = 0.2$ サイクルであるので悪くはない。単一エポックの測定値を用いて得られた整数推定値を信頼して差し支えないようである。超ワイドレーン整数値の推定は容易であり、正しく推定可能であるので(すなわち、 $\hat{N}_{L25} = N_{L25}$)、2重差分距離の推定値に対して

$$\hat{r}(2) = \lambda_{L25} (\phi_{L2} - \phi_{L5} - \hat{N}_{L25}), \quad \sigma[\hat{r}(2)] \approx 40cm$$

と改善が可能である。サブメートル級の誤差の距離推定値は、サブメートル級の誤差の位置推定値を導く。この精度の水準で満足だと判断すれば、この位置推定値をそのまま用いても差し支えない。そうでなければ、ステップ3に進む。

・ステップ3 ステップ2において得られた2重差分距離に対する改善された推定値を用いて、ワイドレーン整数値 N_{L12} を推定し、

$$\hat{N}_{L12} = \left[(\phi_{L1} - \phi_{L2}) - \frac{\hat{r}(2)}{\lambda_{L12}} \right]_{\text{round off}}, \quad \sigma[\hat{N}_{L12}] \approx 0.5\text{cycle} \quad (7.55)$$

とする。この推定値の精度は余り好ましい水準とは言えない。このワイドレーン整数推定値の精度を満足な水準にするためには、その標準偏差を半分にする必要がある。第7.4.2項において議論されたように、それは平均化を行うことを意味する。ひとたびワイドレーン不定性を決定することに成功すると、2重差分距離の推定値に対してさらに改善が可能である。

$$\hat{r}(3) = \lambda_{L12} (\phi_{L1} - \phi_{L2} - \hat{N}_{L12}), \quad \sigma[\hat{r}(3)] \approx 6cm$$

2重差分距離のそのような推定値は、数センチメートル級の誤差を持つ位置推定に導く。この精度の水準で満足だと判断すれば終了しても差し支えない。そうでなければ、次のステップに進む。

・ステップ4 ステップ3において得られた2重差分距離に対する改善された推定値を用いて、L1周波数信号の整数不定性を推定し、

$$\hat{N}_{L1} = \left[\phi_{L1} - \frac{\hat{r}(3)}{\lambda_{L1}} \right]_{\text{round off}}, \quad \sigma[\hat{N}_{L1}] \approx 0.3 \text{ cycle} \quad (7.56)$$

とする。これが最終結果である。L1周波数信号の不定性を決定することに成功すると、精度が5mm級の標準偏差を持つ距離推定値が手に入るの、これに相当する精度を持つ位置推定値を得る。

第3の周波数信号 (L5) の恩恵についてまとめる。超ワイドレーンを発生させることが可能であり、誤差を制御可能ならば、対応する整数値は容易に推定可能である。超ワイドレーン不定性が決定されれば、ワイドレーン整数値の推定問題は、確実というわけではないが以前よりも遥かに容易になる。L1及びL2周波数信号の整数値を推定する次のステップは、今までと同様である。上記の解析は、測定データ品質に対する一般的なモデルに基づいている。測定値が悪ければ、結果も良好ではないであろう。

7.7 実データを用いた短基線精密測位結果

ここでは、実際の静止と移動体の生データを用いて、現実にどの程度の精密測位サービスを行うことができているのかを示す。電離層と対流圏の影響を無視するために基線長は2-3km以内とした。また周囲環境 (マルチパスや可視衛星数) によってもサービスの程度が大きく異なることから、マルチパス環境に応じていくつかのデータを解析した。使用受信機は、全実験でノバテル社製OEM4とした。この受信機の性能は、第5章で述べた strobo-correlator に相当するもので、遅延距離が約40m程度以上のマルチパス波に対しては影響を受けにくいものである。また使用アンテナは、静止、移動ともにノバテル社製GPS700とした (周囲環境が良い場合の移動局のみ、GPS700ではなくノバテル社製GPS502のチョークリングアンテナが使用されている)。このアンテナの特徴は、ピンホイールという技術が利用されており、右旋円偏波の利得を左旋円偏波の利得よりも大きくし、反射により偏波が逆転しているマルチパス波の影響を受けにくくしている。なお、静止データの場合も、ユーザ側を移動局と表現している。

7. 7. 1 精密測位に用いたアルゴリズム

本精密測位計算では、前節で述べたワイドレーンを利用してアンビギュイティを決定している。特にアンビギュイティ探索手法としては、可視衛星を2群へ、すなわち4機の衛星から構成される主衛星群とK-4機の従衛星群とへ分割する方法を用いた (Hatch)。その手法は、初期位置推定値とその不確実性の大きさが与えられて、主衛星群に対する整数候補の集合を生成し、対応する位置推定値の集合を生成する。この集合に属する位置推定値の各々に対して、従衛星群の測定値との間の整合性を検査する。位置推定値が正しい場合には、搬送波位相の測定値とモデル計算値との間の差は、どの衛星の組に対しても整数値に近いという特徴を利用してアンビギュイティを決定している。なお探索範囲はワイドレーンで±2、L1で±1とした。コード位相の標準偏差については、周囲の環境に応じて異なる値を利用している。環境が良い場合は、コード位相の標準偏差を40cm程度、環境が悪い場合は1m程度とした。静止の場合は、サイクルスリップが数十分に1回程度しか起こらないため、キャリアスミージングを200秒行った。搬送波位相の標準偏差はL1で全て1mmとした。アンビギュイティを高速で求めるためにratio-testも実施した。残差最小と残差が2番目に最小の候補の残差値の比率がおよそ3以上になると、FIXしたものとみなした。

7. 7. 2 静止データ (周囲環境に応じて3段階)

以下に取得した静止データの概要を示す。順番に周囲環境が良い場合 (実験1) と周囲環境が悪い場合 (実験2)、周囲環境が中程度の場合 (実験3) である。静止データを取得する際にアンテナを設置した場所を示す概略図を図7. 9に示す。基準局は5F建ての第4実験棟の屋上。実験1の移動局のアンテナ (図では移動局1) は、6F建ての建物の屋上。実験2の移動局のアンテナ (図では移動局2) は、5F建ての大学院棟のそば。実験3の移動局のアンテナ (図では移動局3) は、5F建ての大学院棟と第4実験棟の間。

実験	取得日時	基準局	移動局
1	2004/10/4 13:00-10/5 13:00	第4実験棟屋上 (海洋大)	2号館屋上 (海洋大)
2	2004/10/5 13:00-10/6 13:00	第4実験棟屋上 (海洋大)	地上1 (海洋大)
3	2004/10/10 21:00-10/11 21:00	第4実験棟屋上 (海洋大)	地上2 (海洋大)

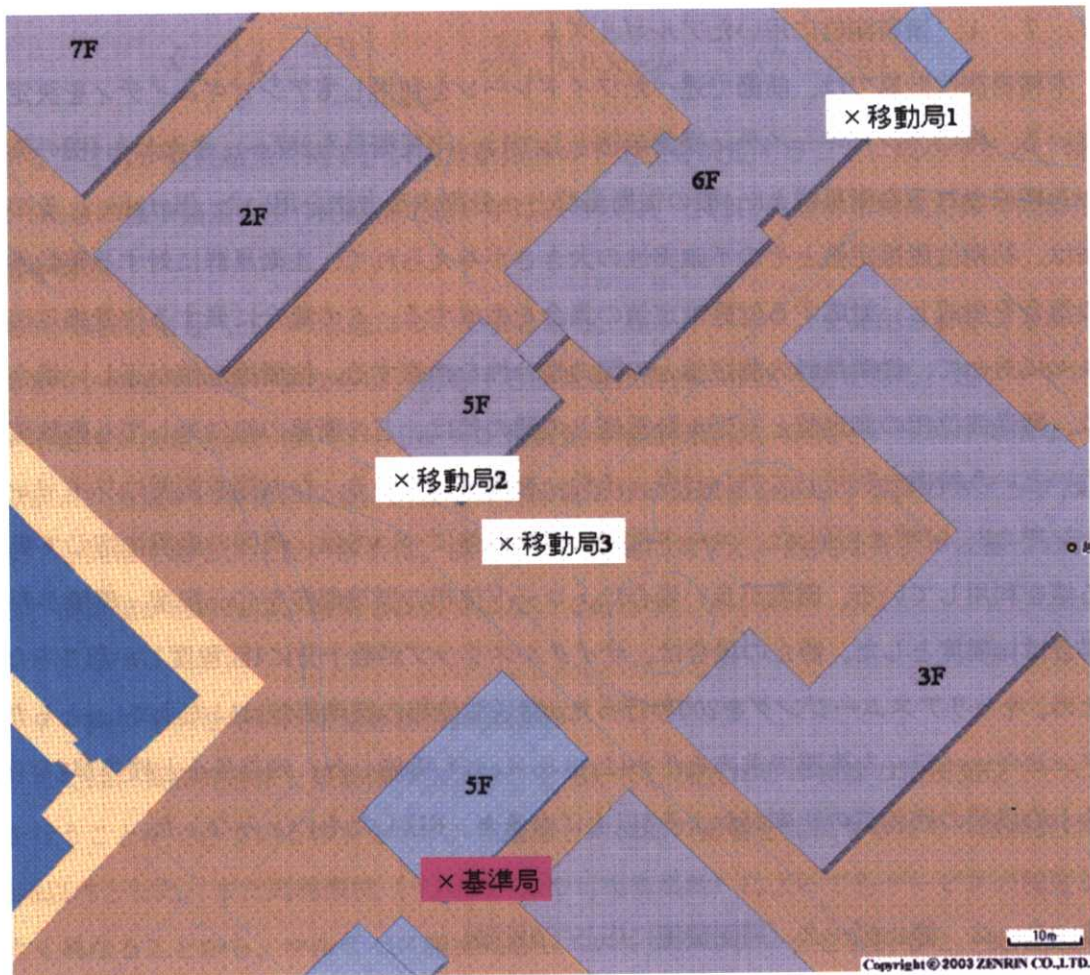


図 7. 9 アンテナ設置場所の概略図

実験1におけるコードによるDGPS測位結果（水平）を図7. 10に示す。なおデータ量を圧縮するために3秒ごとの結果を示している。中心位置は市販の後処理精密測位ソフトと本研究室の後処理精密測位ソフトにより決定している。DGPS測位の全体的な結果を把握する意味では十分である。キャリアスムージングを200秒行っているため、DGPS測位の水平方向の標準偏差値は0.34m、高度方向の標準偏差値は0.53mであった。また真値からのずれは、水平、高度方向ともに5cm未満であった。実験2におけるコードによるDGPS測位結果（水平）を図7. 11に示す。アンテナ近傍（10m前後）に5F建ての建物や木々が並ぶため、非常に大きなマルチパス誤差を生じていることがわかる。キャリアスムージングを200秒行っているが、DGPS測位の水平方向の標準偏差値は1.90m、高度方向の標準偏差値は3.95mであった。また真値からのずれは、水平方向で40cm程度、高度方向で10cm程度であった。実験3におけるコードによるDGPS測位結果（水平）を図7. 12に示す。アンテナ近傍（10m前後）に5F

建物の建物や木々が並ぶが、鏡面反射の起こる割合が実験2に比べて非常に小さい場所なので、それほど大きなマルチパス誤差を生じていない。キャリアスムージングを200秒行くと、DGPS測位の水平方向の標準偏差値は0.38m、高度方向の標準偏差値は0.54mであった。また真値からのずれは、水平方向で11cm程度、高度方向で12cm程度であった。実験2と実験3のアンテナは、いずれも地上で建物や木々に囲まれていたが、DGPS測位結果には差が現れた。これは実験2では、鏡面反射の強く起こる建物の真横に設置したのに対して、実験3では、建物の隅の方向に設置したことによるものであると思われる。後で示すが、可視衛星数も両者では異なり、実験3のほうが多かった。なおDGPS測位結果については、DOPの劣化による測位精度の大きな飛びを抑えるために、HDOPが10以上の結果は排除してある。よって実験2では、HDOPが10以上の時間帯も少し見られたので、実際には10m以上飛んでいる結果も見られた。

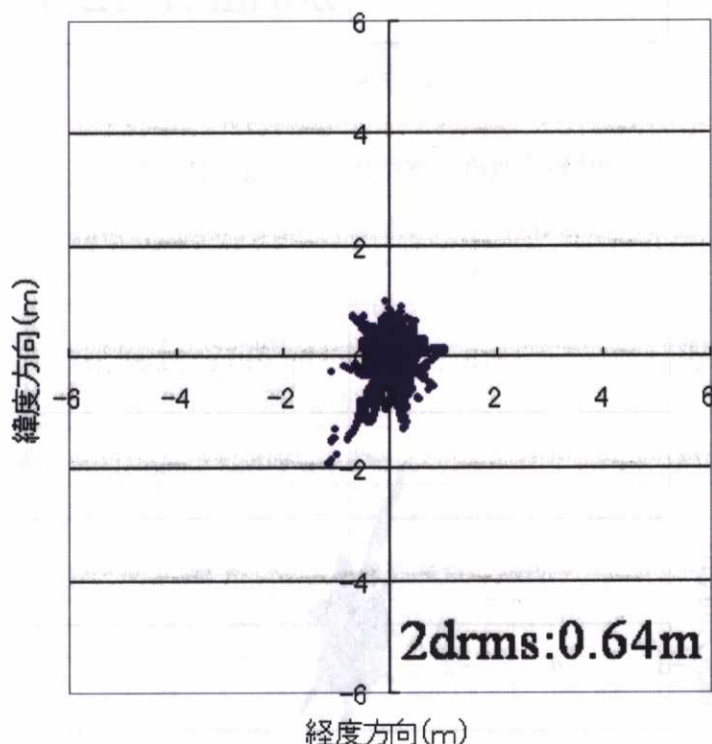


図7. 10 実験1（環境：良）におけるDGPS測位結果（水平方向）

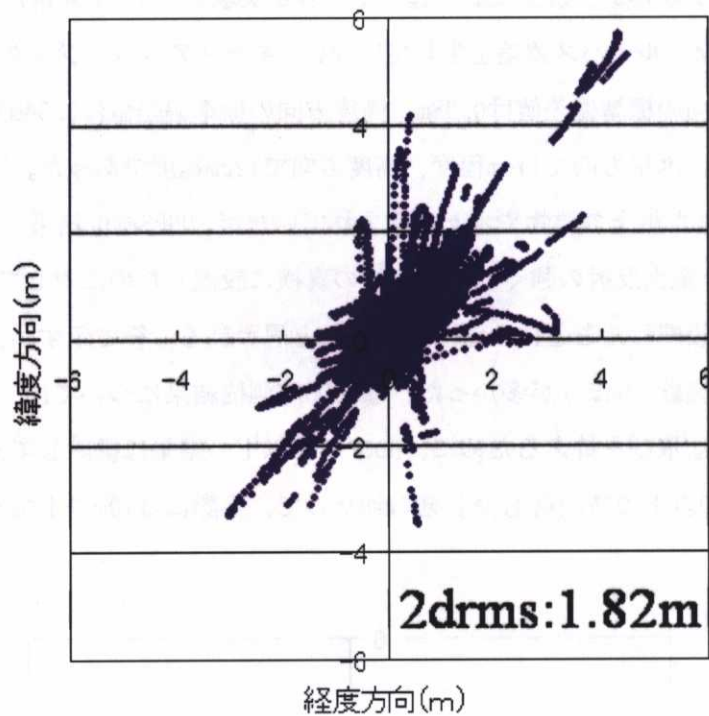


図 7. 1 1 実験2 (環境：悪) におけるDGPS測位結果 (水平方向)

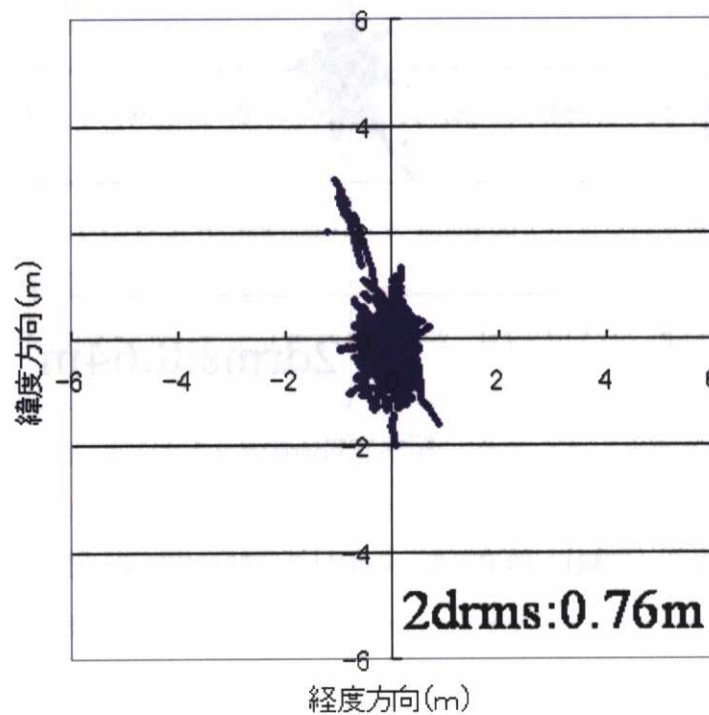


図 7. 1 2 実験3 (環境：中) におけるDGPS測位結果 (水平方向)

次にアンビギュイティ決定率を見るために、300秒ごとに初期化を行った結果、正しいFIX解が得られた統計値を表7. 2に示す。なお300秒以内に1つの候補に決まらなかった回数に関しては、括弧内に初期化の回数に対して、正しくFIXしなかった回数を記入した。また可視衛星数の頻度についても表7. 3に示す。初期化の回数は通常86400秒で288回であるが、実験2と3では、可視衛星が5個に満たないことやキャリアスムージングの200秒間を使用できない衛星があることから、288回よりも少ない。本静止実験より、次のことがわかった。

- ある程度周囲が開けた環境では、適当な受信機とアンテナを選択すれば、数分以内で正しいFIX解を得ることは容易である。
- 周囲が建物に囲まれている環境では、アンテナの設置する場所によって大きくアンビギュイティ決定の困難さが変化する。特にある一定の方向から鏡面反射を大きく受けるような場所にアンテナを設置すると、大きなマルチパス誤差を受けることと可視衛星数の減少により、FIX解を得る信頼性は大きく減少する。

表7. 2 正しいFIX解が得られた統計値

実験	全初期化の回数	正しくFIXした回数	300秒以内に1つの候補に決まらなかった回数
1	288	281 (97.6%)	3 (7)
2	141	60 (42.6%)	15 (81)
3	269	210 (78.1%)	1 (59)

表7. 3 可視衛星数の頻度

	4個未満	5個	6個	7個	8個	9個	10個
実験1	0.01%	2.5%	11.1%	20.1%	32.3%	25.7%	8.3%
実験2	40.4%	32.2%	19.8%	5.8%	1.8%	0.0%	0.0%
実験3	3.4%	14.2%	20.9%	33.8%	21.9%	5.8%	0.0%

7. 7. 3 移動体データ（周囲環境良、周囲環境悪）

以下に取得した移動体データの概要を示す。順番に周囲環境が良い場合（実験1）と周囲環境が悪い場合（実験2）である。基準局は、静止データの場合と同様に、第4実験棟の屋上に設置した。移動側は車にアンテナと受信機をのせてデータを取得した。移動側の取得場所の概要図を図7. 13と図7. 14に示す。それぞれ晴海埠頭と東京海洋大学周辺の図である。図7. 13では、薄い黄色の部分移動した範囲を示す。この周辺は仰角10度未満には障害物はほとんど見当たらない。図7. 14では、太い赤線が車の経路を示す。

実験	取得日時	基準局	移動局
1	2004/10/7 15:30-16:00	第4実験棟屋上（海洋大）	晴海埠頭
2	2004/10/8 13:00-13:15	第4実験棟屋上（海洋大）	海洋大周辺

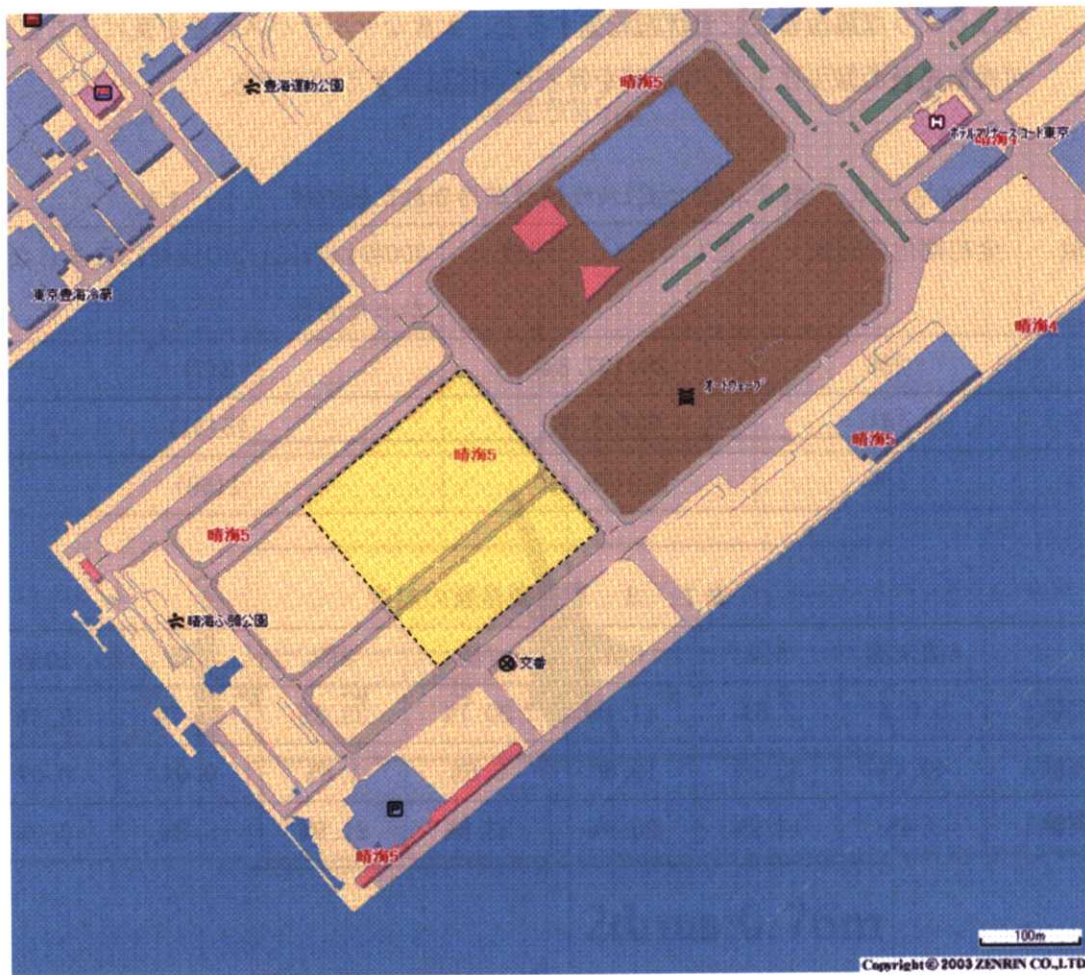


図7. 13 移動側の概要図（晴海埠頭）

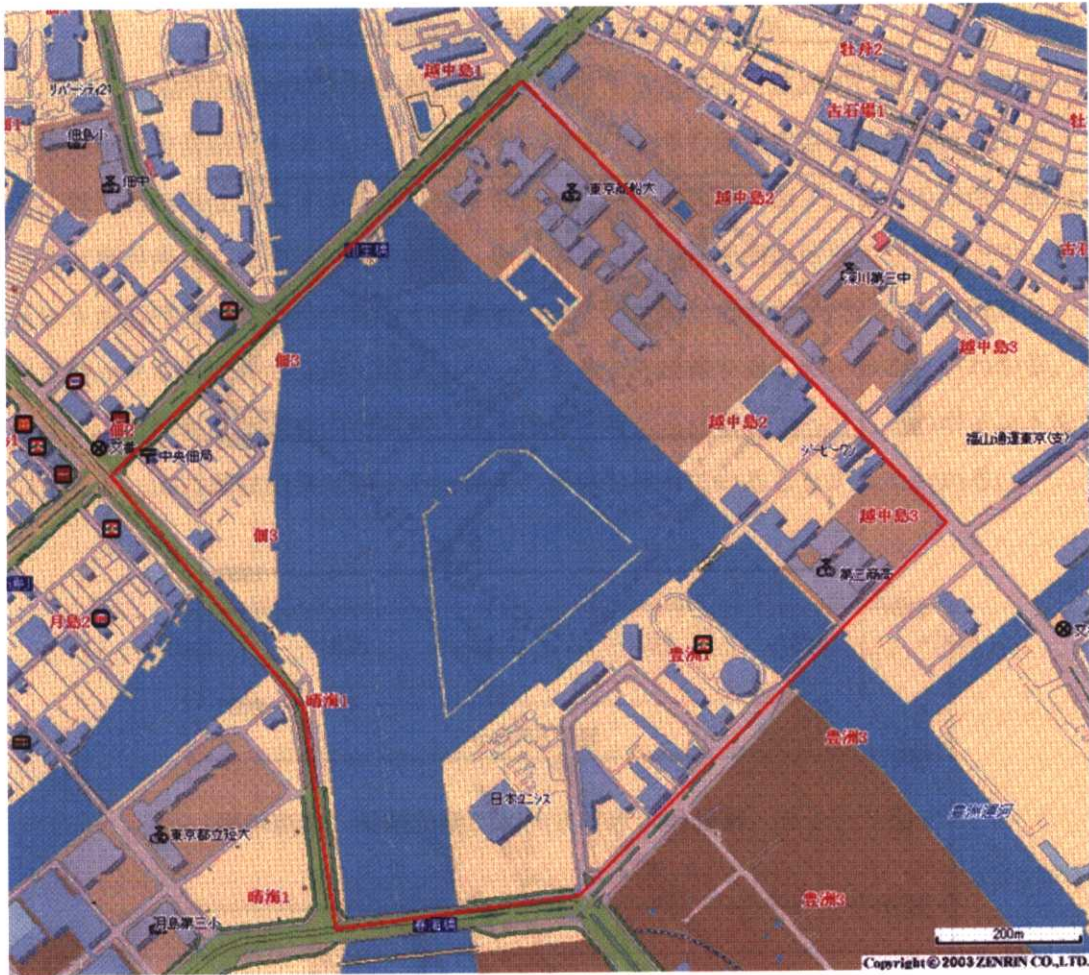


図7. 14 移動側の概要図（東京海洋大学周辺）

実験1におけるコードによる水平方向のDGPS測位結果を図7. 15に示す。キャリアスミングは移動体のため行っていない。実験中の可視衛星数は常に9個以上であった。さらに精密測位（L1でFIXしたもの）による高度方向の結果とDGPS測位による高度方向の結果を図7. 16に重ねて示す。静止データの場合とは異なり、移動体のデータでは、あえてアンビギュイティ決定の初期化は行わず、通常精密測位計算を同じアルゴリズムで実施した。明らかに数cmの精度で測位が行われていることがわかる。実際に、最初の数秒のデータでアンビギュイティが決定されてからデータ取得終了まで、常にFIXした状態を保っていた。これは、周囲の環境が十分に開けているため、サイクルスリップがほとんど起こらず、可視衛星数も十分に確保されていることによるものである。DGPS測位の精度は、精密測位の結果を基準にすると、およそ1m程度であることがわかる。

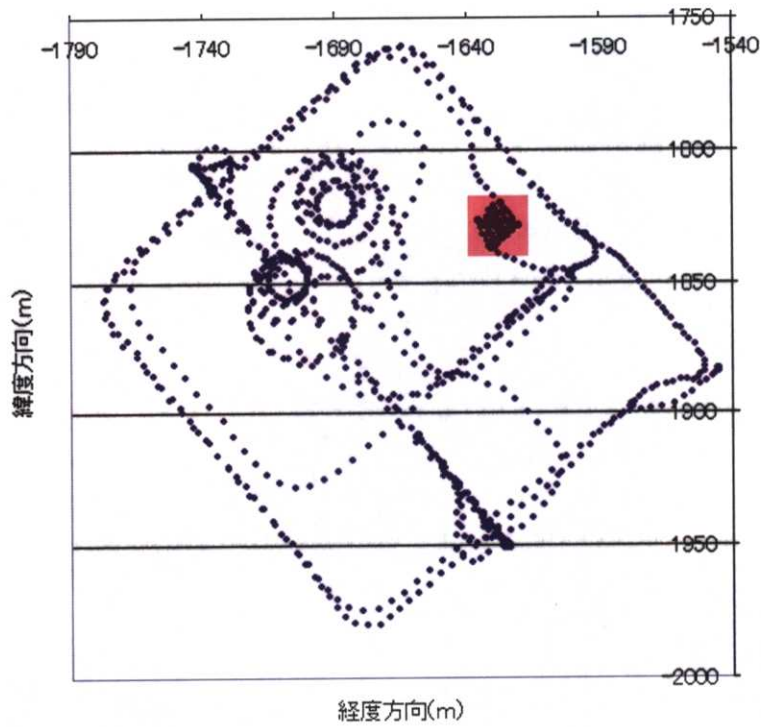


図 7. 1 5 移動体の水平方向DGPS測位結果 (晴海埠頭)

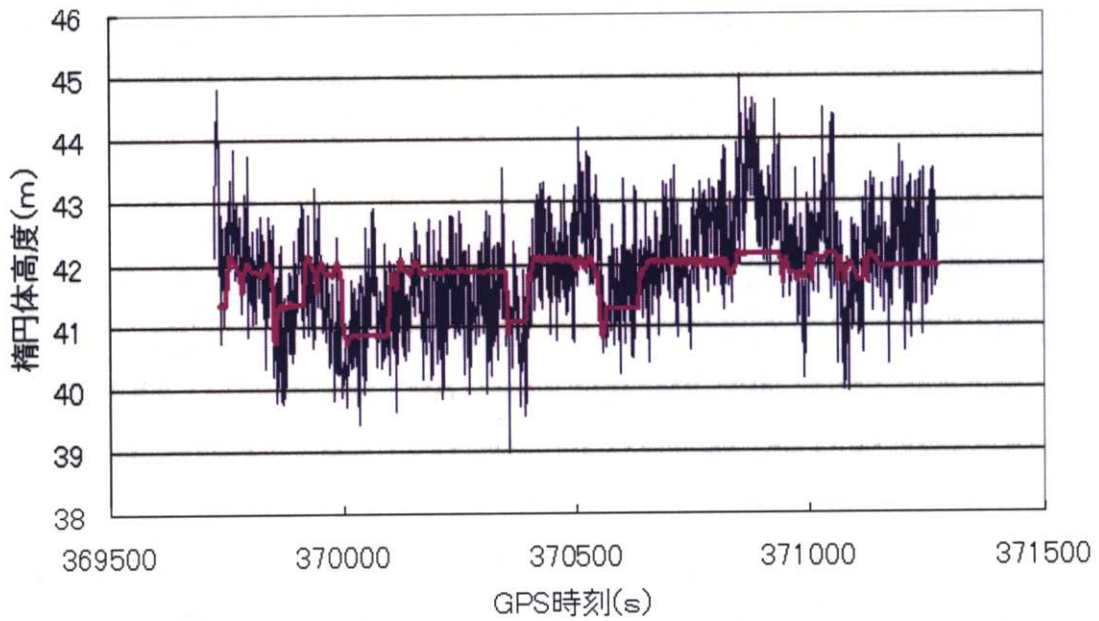


図 7. 1 6 移動体の高度方向の測位結果 (晴海埠頭)

赤が精密測位結果、青がDGPS測位結果

水平方向のDGPS測位結果と精密測位結果を比較するために、定期的に駐車を繰り返した時間帯の水平方向結果を図7. 17に示す。図7. 15の赤色で囲まれた場所である。この図には、DGPS測位結果と精密測位結果を重ねて示している。図7. 17の赤色の部分はちょうど車が停止した場所付近を示す。赤のポイントが精密測位結果のプロットで、青のポイントがDGPS測位結果のプロットである。矢印の方向からきた車が前向きに駐車し、そのままバックし再度隣の位置に駐車しバックすることを繰り返していることがわかる。赤のポイントは精密測位解なので誤差は数cm程度と考えられる。よって、そのポイントを基準にすると、DGPS測位結果はおおよそ1m程度の誤差を持っていることがよくわかる。

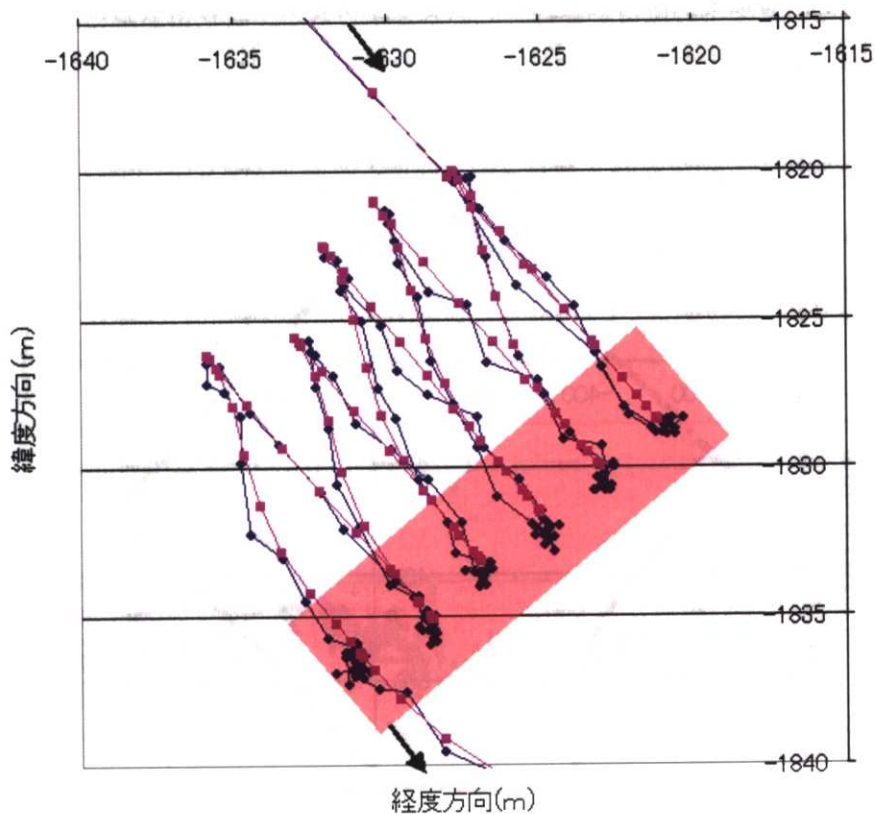


図7. 17 水平方向の拡大図 赤が精密測位結果、青がDGPS測位結果

実験 2 におけるコードによる水平方向の DGPS 測位結果と精密測位結果を図 7. 18 に示す。青が DGPS 測位結果で、赤が精密測位結果である。精密測位のときの条件は、晴海埠頭を解析したときと同じとしている。サイクルスリップが多発し、可視衛星数も少ないため頻繁にアンビギュイティ決定が繰り返されている。赤色で示した部分で、全て正しく FIX しているとは限らず、誤って FIX しているものも存在していることに注意しなければならない。キャリアスミージングは移動体のため行っていない。実験中の可視衛星数の変化を図 7. 19 に示す。可視衛星数が 4 個未満のときが全体の 19.3% を占めた。よって DGPS 測位は全体の 80.7% の時間帯で可能であった。精密測位が可能な可視衛星数 5 個以上のときは全体の 71.0% を占めた。図 7. 18 より、DGPS 測位でも計算できていない場所は、陸橋の下を走行しているときや、高架下の脇道を走行しているときである。また道路脇の高い木に囲まれている場所でも測位できない時間帯が見られた。

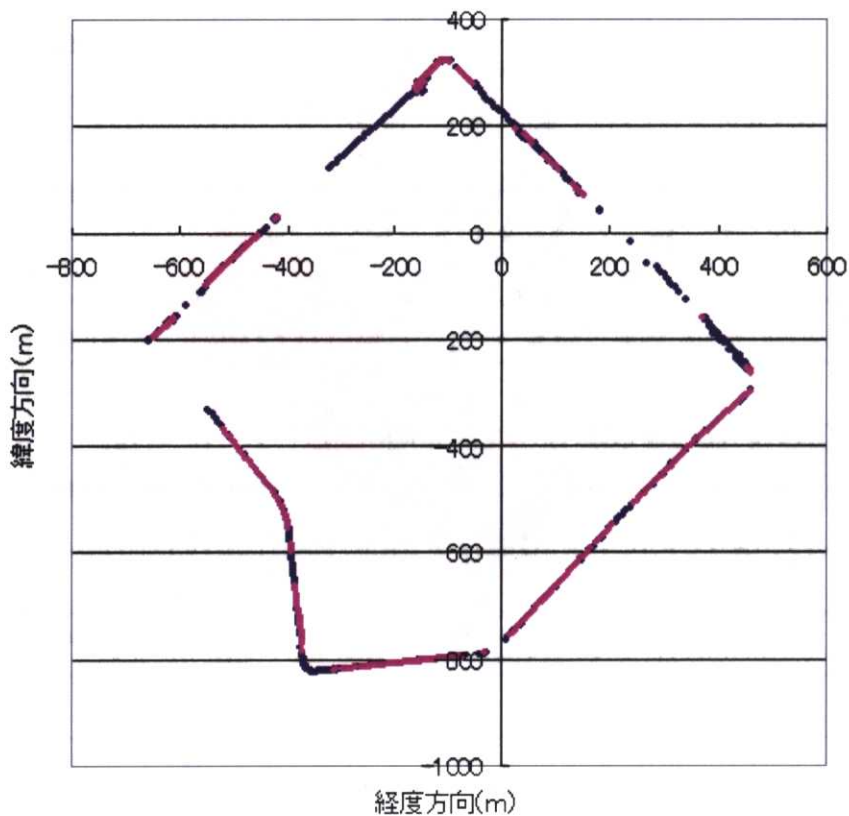


図 7. 18 水平方向の DGPS 測位結果 (東京海洋大学周辺を 1 周)

青が DGPS 測位結果、赤が精密測位結果

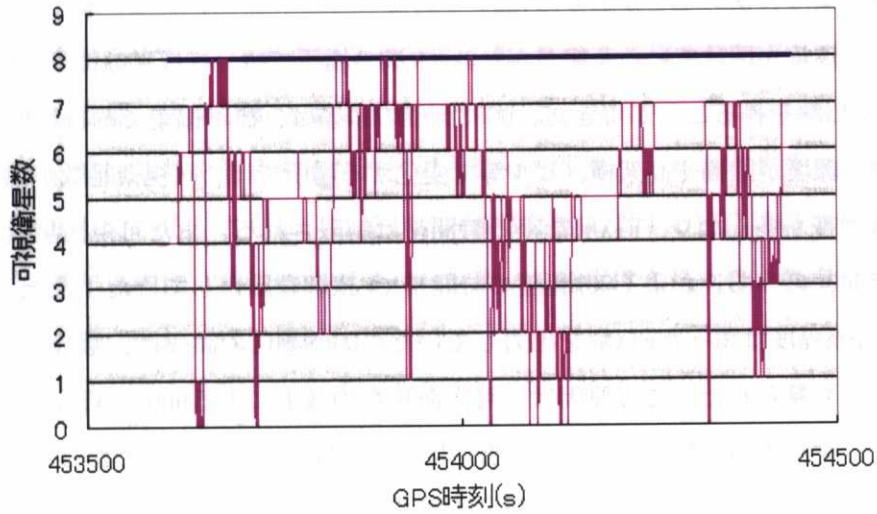


図7. 19 可視衛星数の変化 (赤が移動局、青が基準局)

実験2におけるコードによる高度方向のDGPS測位結果と精密測位結果を図7. 20に示す。上記で指摘したように、精密測位結果において、明らかに誤ったFIX解を出力しているものが見られる。アンビギュイティ決定の部分の詳細に調査したところ、本精密測位結果のうち約10%程度は誤ってアンビギュイティを求めていた。

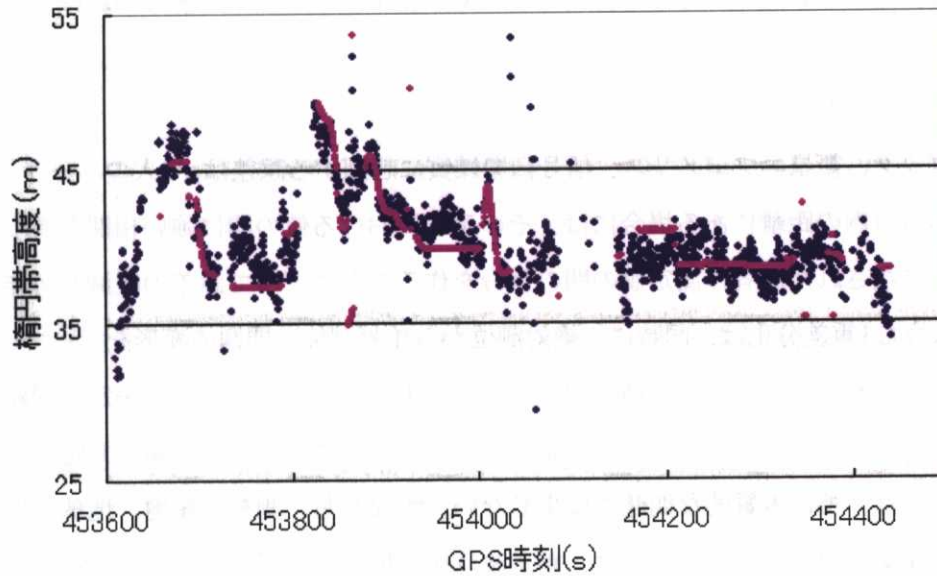


図7. 20 水平方向のDGPS測位結果 (東京海洋大学周辺を1周)
青がDGPS測位結果、赤が精密測位結果

本移動体実験より、次のことがわかった。

- ・周囲の環境が開けている基線長が2-3km未満の場所では、ほぼ100%に近い時間帯で正しいFIX解を得ることができた。DGPS測位の誤差は、標準偏差で約1m程度であった。
- ・周囲の環境が陸橋や高架横、ビル等で変化する場所では、可視衛星数が5個未満になる時間帯も多くなり、FIX解を得る時間帯は制限される。また可視衛星数が5個以上の時間帯のうち、およそ80%程度の時間帯でFIX解を出力していた。ただし、そのうち約10%程度は誤ったFIX解を出力していた。DGPS測位の誤差は、数mから10mに達するものも見られた。この原因は、可視衛星数の減少によるHDOPやVDOPの劣化だけでなく、マルチパス誤差（反射や回折）による影響であることがわかった。

7. 8 7章のまとめ

搬送波位相はミリメートル級の精度をもって測定可能ではあるが、コード位相測定値と同種の誤差原因の影響を被る。すなわち、衛星クロック、衛星エフェメリス、信号伝搬媒質の不定性、受信機雑音、マルチパス雑音である。コード位相と搬送波位相との測定値の主要な相違は、受信機雑音とマルチパスによって生じる測定誤差の典型値が、搬送波位相に対してはセンチメートル級であるのに対して、コード位相に対してはメートル級であることであり、また、搬送波位相の測定値の方は整数サイクルに当たる不定性を持っていることである。もしも誤差の大きさを抑制可能であり、不定性を決定可能であれば、搬送波位相を測定することは高精度な擬似距離を測定したこととなり、結果として、高精度な位置推定を得ることが可能である。

衛星クロック、衛星エフェメリス、信号伝搬媒質に起因する誤差は、2人のユーザの位置間隔が数十km以内の距離にある場合には、その両者における値の間に強い相関を持っており、同時刻になされた両者の測定値の間の差分を作ることによって誤差の軽減が可能となる。このような1重差分化は、同時に、絶対測位から相対測位へ問題の変形を行っていることにもなっている。本章では、高精度相対測位を実現させる整数不定性の決定の問題について述べた。もしもユーザが短時間決定を求めておらず、測定誤差の点検を常時行うことも可能であれば、特に本質的な問題点は生じない。すなわち、測量、測地、地球物理や、いくつかの産業応用の分野においては、搬送波位相を用いたサブセンチメートル級の測位精度を、機械的に得ることが可能となっている。これに対して、実時間的に、もしくは理想的には1エポックの測定値のみを用いて整数未知数を迅速に推定し精密測位を得る問題は、現在においても挑戦的な課題である。これは、7. 7章で示した結果からもわかるよ

うに、可視衛星数の少なくマルチパスの多発する都市部では、特に大きな問題である。

周波数の観点からすると、2周波数以上の測定値、すなわち周波数的ダイバーシティから重要な利点が生じる。大手の高精度受信機メーカーは、民間ユーザに対してそれまで非公開であったL2周波数信号を測定する特許技術を競って開発し、この周波数的ダイバーシティの利点を活用している。さらに、L2及びL5周波数信号に対する民生用のコード信号の追加によって、数年以内に、周波数的ダイバーシティの利用はより大きい利点をもたらすことになる。この件については、第8章で述べる。

参考文献

- Pratap Misra and Per Enge, GLOBAL POSITIONING SYSTEM, Signals, Measurements, and Performance, Ganga-Jamuna Press, 2001.
- Tsujii, T., M. Murata, M. Harigae, T. Ono and T. Inagaki “Development of Kinematic GPS Software, KINGS, and Flight Test Evaluation,” TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY, October 1998.

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

第8章 精密測位シミュレーション

第7章において相対精密測位を紹介した。それらの基本的なアルゴリズムを利用して、相対精密測位シミュレーションプログラムを開発した。その目的は、GPS近代化に伴い、新たな衛星の追加や信号の追加、またマルチパス誤差低減技術の出現により、どの程度、精密測位サービスの性能が向上するかを、前もって把握するためである。実環境でのソフトウェアとの違いは、擬似距離や搬送波位相の生データを自ら生成している点である。精密測位における基本的なアルゴリズムは、実環境でのプログラムとほぼ同一である。

本章では、シミュレーションソフトの概要と基本的な結果、各種マルチパス低減技術を利用した場合の性能の差、GPS近代化による性能向上についてまとめたので報告する。

8. 1 精密測位シミュレーション

8. 1. 1 シミュレーションの概要

図8. 1にシミュレーションの全体の流れを示す。

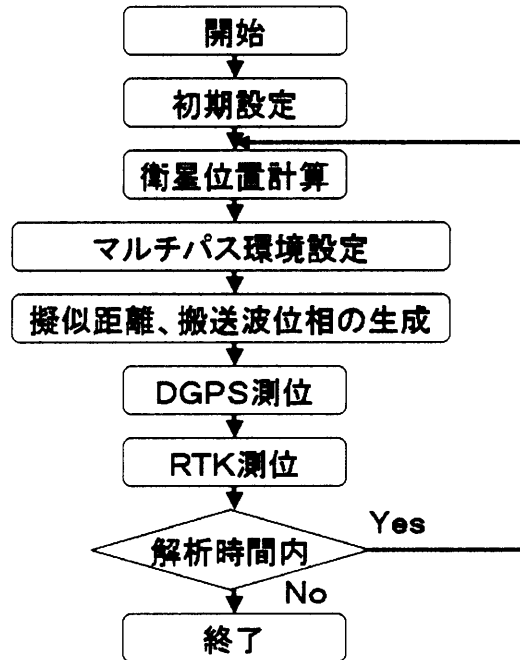


図8. 1 シミュレーションの流れ

図8. 1に示した各要素の概要を以下に示す。

1. 初期設定

- ・ 使用衛星種類の決定 (GPS、QZSS) とアルマナックの設定 (QZSSはGPS衛星の後に PRN32, 33, 34番として代入)
- ・ 解析時間と解析ステップを設定
- ・ 解析位置を設定 (基準局と移動局を緯度、経度、高度で代入)。それぞれのアンテナ高度 (地面等からの高さ) も設定
- ・ アンビギュイティ決定における初期化時間、全衛星のマスク角、RTKにおけるマスク角を設定
- ・ キャリアスムージングの有無、地面以外によるマルチパス効果の有無を設定
- ・ 最初のアンビギュイティ決定における周波数のコンビネーションを決定
- ・ アンビギュイティサーチにおけるサーチ範囲の設定
- ・ アンビギュイティ決定における擬似距離の標準偏差値を設定

- ・ マルチパス対策用のコリレータの種類を設定
 - ・ 道路進行方向の方位角を設定（マルチパス環境の設定で必要）
2. 衛星位置の計算
 - ・ YUMAアルマナックの読み込み（GPSとQZSS）
 - ・ GPS時刻に従って衛星位置を計算
 - ・ 各衛星の仰角、方位角を計算
 3. マルチパス環境の設定
 - ・ マルチパスの状況を仰角、方位角の関係より、衛星ごとに設定（反射、下面反射、回折）
 - ・ 障害物に隠れて使用できない衛星のフラグを立てる
 4. 擬似距離・搬送波位相の生成
 - ・ 各衛星の信号強度を、各衛星の仰角とアンテナのパラメータより計算
 - ・ 基準局と移動局の搬送波位相をトラッキングノイズとマルチパスを考慮して計算
 - ・ 基準局と移動局の擬似距離をトラッキングノイズとマルチパスを考慮して計算
 - ・ キャリアスムージングを行う場合は、搬送波位相情報を利用して擬似距離に対して行う
 - ・ 擬似距離及び搬送波位相の二重位相差を計算
 5. DGPS測位
 - ・ L1帯の擬似距離を利用してDGPS測位計算を行う
 6. RTK測位
 - ・ L1及びL2そしてL5帯の搬送波位相情報とDGPS測位結果を利用してRTK測位を行う
- 上記の概要に示した、擬似距離情報と搬送波位相情報を自ら生成する部分以降は、通常の測位計算と同様である。生の擬似距離と搬送波位相情報そして衛星位置をインプットとして利用すれば、通常のDGPS測位とRTK測位が可能である。
8. 1. 2 各種誤差要因の計算方法と仮定

シミュレーションにおいて最も重要となる、測位計算における各種誤差要因の計算方法と計算における仮定について述べる。最初にシミュレーションにおける仮定と実際の測位との違いについて簡単にまとめ、その後に各種誤差要因の計算方法についてまとめた。

シミュレーションにおける仮定と実際の測位との違い

- ・ 衛星の位置誤差：本シミュレーションでは、アルマナックにより算出した衛星位置を正しい位置として利用しているため、実際にエフェメリスを利用して計算したときに生じる衛星の位置誤差は無視されている。実際のエフェメリスデータでは、 1σ で約2-3m程度の誤差が生じていることが知られている。ただし、DGPSやRTKなどの相対測位を行うときは、基線長が10km以内程度であれば、RTK測位の精度においてもほとんど影響を受けないことが知られている。本シミュレーションで単独測位を行わない理由は、衛星位置の誤差を正確に解析していないためである。
- ・ 衛星及び受信機の時計誤差：本シミュレーションでは、時計誤差を無視している。実際には、衛星及び受信機ともに、GPS時刻からずれており、測位計算時にそれぞれ修正を行っている。ただし、二重位相差を用いた相対測位（DGPSやRTK）を行う場合は、コード及び搬送波位相の時計による誤差分が取り除かれるので、そのことを利用して時計の誤差を無視している。
- ・ 電離層及び対流圏による誤差：本シミュレーションでは、大気圏における遅延効果は無視している。実際には、電離層及び対流圏において、数mから数十mの誤差が生じることが知られている。ただし、基準局データを利用したDGPSやRTK測位を行う場合は、それらの誤差の大部分は削減される。特に基線長が10km以内程度においては、それらの誤差は1cm程度未満であることが知られている。本シミュレーションでは、大気圏による効果は無視しているが、考慮する場合は、基線長に応じた誤差分を統計データもしくはモデルより与えることになる。

各種誤差要因の計算方法

擬似距離及び搬送波位相情報の生成に関して、受信機によるノイズとマルチパス誤差を考慮している。上記の仮定でも述べたように、時計による誤差や大気圏による誤差を除いた後に残る誤差は、ノイズとマルチパス誤差である。受信機によるノイズを計算する際には、以下の式を利用している。

- ・ 擬似距離のトラッキングにおけるノイズ

$$\sigma_{i,DLL} = \lambda_c \sqrt{\frac{4F_1 d^2 B_w}{c/n_0} \left[2(1-d) + \frac{4F_2 d}{Tc/n_0} \right]} \quad (m) \quad (8.1)$$

- ・ 搬送波位相のトラッキングにおけるノイズ

$$\sigma_{i,PLL} = \frac{\lambda_c}{2\pi} \sqrt{\frac{B_w}{c/n_0} \left[1 + \frac{1}{2Tc/n_0} \right]} \quad (m) \quad (8.2)$$

上の2式は、それぞれ擬似距離と搬送波位相のトラッキングにおけるノイズの 1σ 値の計算方法である。ここで λ_c はコードのチップレートでC/Aコードでは約293mである。 F_1 はDLLの判別器のコリレータの種類によるファクターで、 F_2 はDLLの判別器の種類によるファクターである。 d はearlyとlate間のコリレータスペーシングである。 B_w はコードもしくはキャリアープのノイズのバンド幅であり、 c/n_0 は信号強度である ($C/N_0 = 10^{c/n_0/10}$)。 T は相関の積分時間であり、 λ_c はL帯の信号の波長である (0.1903m for C/A code)。信号強度は、衛星の仰角とアンテナのパターンより計算している。ただし、マルチパスが存在する場合は、信号強度もマルチパスに比例して変化するため、マルチパスに対応した信号強度の変化を近似式で生成し利用している。

擬似距離及び搬送波位相のマルチパス誤差の詳細に関しては、第4章ですでに述べた。ここでは、誤差の発生方法について簡単に述べる。反射によるマルチパス誤差は、マルチパス対策のコリレータの種類、マルチパス波の直接波に対する振幅比、遅延、位相差を求めれば決定することができる。遅延に関しては、アンテナ周囲の障害物とアンテナ間の幾何学的関係より算出する。振幅比に関しては、設定した障害物の物質と到来角度により決定する。位相差は算出した遅延距離より計算可能である。反射のタイプは、本シミュレーションでは、鏡面反射のみとしている。マルチパス対策用のコリレータとしては、主要なナローコリレータとストロボコリレータを利用している。さらに第6章で提案した本研究によるマルチパス低減手法も利用している。各コリレータを利用した場合のマルチパス誤差は、特に同相の場合と逆相の場合のマルチパス誤差について、前の章のいくつかの図で示しているのでここでは紹介しない。第6章でも述べたように、マルチパス誤差は帯域幅により若干変化するが、帯域幅を20MHzとした場合と帯域幅を無視した場合では、マルチパス誤差の大きさ自体は最大で1mも変わらないので、帯域幅を無視したマルチパス誤差を利用している。なお搬送波位相におけるマルチパス誤差は、4.2.3項で示した式を用いて、位相差と振幅比を用いて計算されている。

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

回折の効果に関しては、信号強度のみの関数として考慮している。まず障害物とアンテナの幾何学的関係のマスク角と遅延距離より、マスク角以下のどの程度の仰角まで信号を受信することができるかを判定する（最低受信信号強度は30dB-Hzに設定）。上記で算出した新たな仰角と以前に幾何学的関係より求めていたマスク角との間に存在する衛星については、算出した仰角－マスク角の差と信号強度減衰量との関係を示す簡単な近似式を生成し、その近似式に基づいて信号強度を計算している。

8. 2 マルチパスの少ない環境でのシミュレーション結果

マルチパスの少ない環境にアンテナを設置した場合のシミュレーション結果をDGPSの場合とRTKの場合について以下に示す。解析における主な条件を、基準局と移動局に分けて、表8. 1に列挙しておく。

表8. 1 解析における主な条件設定

条件	基準局	移動局
解析日時	2004年10月31日	2004年10月31日
解析時間	24時間	24時間
アンテナ位置	東京海洋大学グラウンド	東京海洋大学グラウンド
設置場所でのアンテナ高	約1m	約1m
周囲の障害物	なし	なし
使用受信機	OEM3相当	OEM3相当
使用アンテナ	GPS702相当	GPS702相当
マスク角	10度	10度

ここで、OEM3は、NovAtel社製のGPS受信機であり、0.1チップナローコレクタ、帯域幅は10Mhz程度を確保した受信機である。GPS702はNovAtel社製の2周波用GPSアンテナである。GPS受信機内の各種パラメータ値に関しては、静止用として利用した場合の典型的な値を用いている。

8. 2. 1 DGPS測位結果

10月31日の衛星配置で午前9時から翌日の午前9時までの結果を以下に示す。データ数が多いため、3秒に1回の結果を示している。図8. 2が水平方向の結果、図8. 3が高度方向の結果である。いずれも真値からのずれを示している。

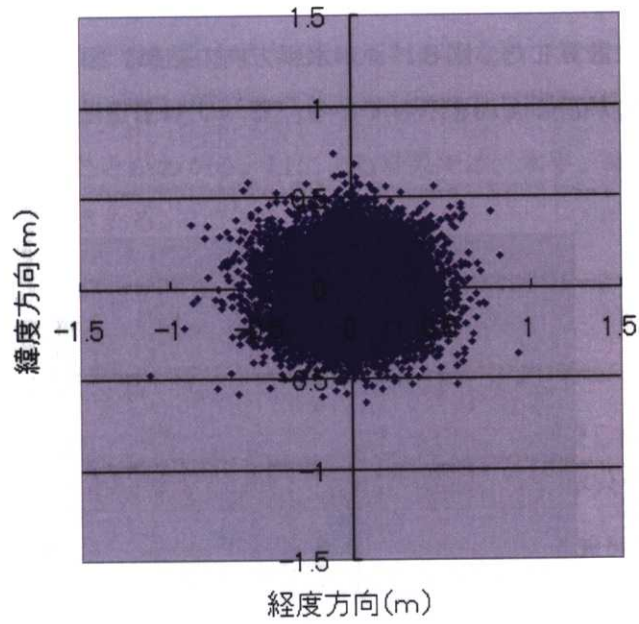


図8. 2 水平方向のDGPS測位結果

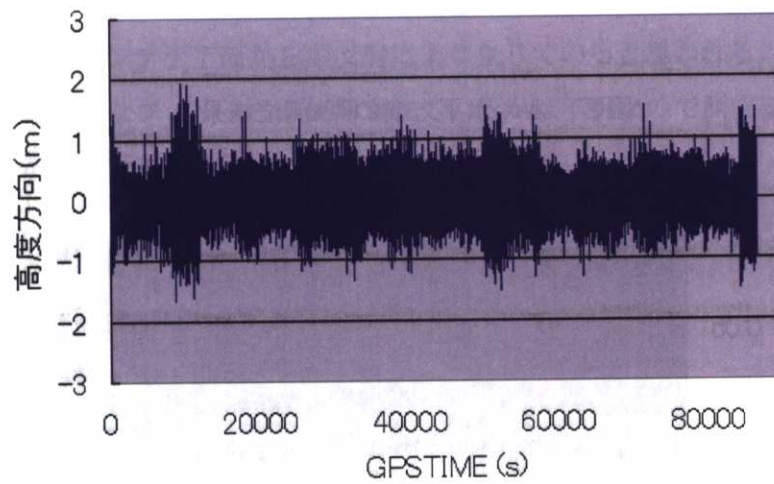


図8. 3 高度方向のDGPS測位結果

水平及び高度方向の2drms値は、それぞれ45cmと68cmであった。結果を見ればわかるように、ほとんどマルチパスの影響を受けず（地面の反射のみなので大きくて20cmから30cm程度）、受信機のノイズとDOPによる誤差を受けている。

8. 2. 2 RTK測位結果

DGPSの場合と同様に計算した。図8. 4が水平方向の結果、図8. 5が高度方向の結果である。いずれも真値からのずれを示している。

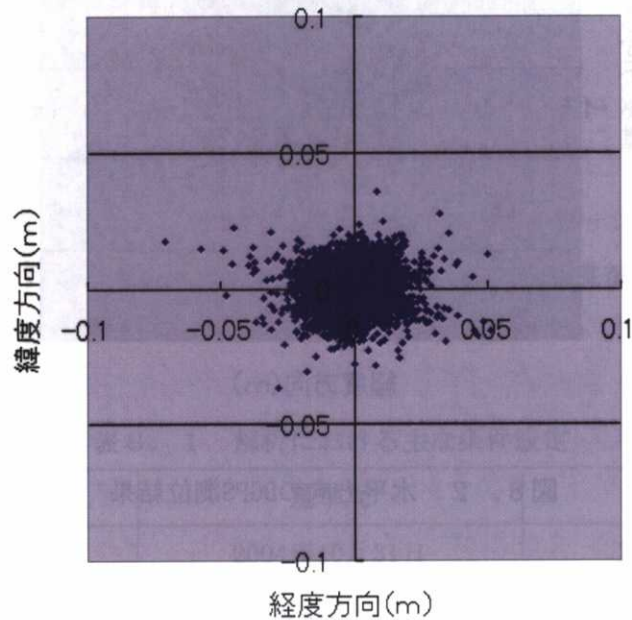


図8. 4 水平方向のRTK測位結果

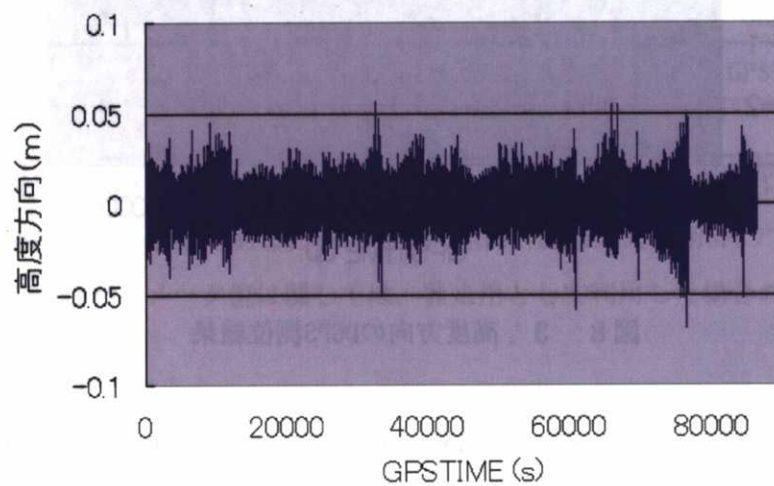


図8. 5 高度方向のRTK測位結果

水平及び高度方向の2drms値は、それぞれ1.4cmと1.9cmであった。結果を見ればわかるように、ほとんどマルチパスの影響を受けず（地面の反射のみなので大きくても1cm以内程度）、受信機のノイズによる誤差を受けている。ワイドレーンによる結果なので、L1による結果よりも雑音はやや大きいことがわかる。L1による結果では、水平、高度方向ともに5mm以内程度に収まることが予想される。

8. 2. 3 実データによる結果の比較

マルチパス環境の少ない場所での実データを取得し、シミュレーションで擬似距離と搬送波位相を生成した場合と、実データを用いた場合の結果を比較し検証した。場所は、東京海洋大学第4実験棟屋上を想定し、アンテナ上方向からのマルチパス波はほとんどない環境を想定した。データ取得日時と解析時間は、2004年11月22日午後8時から午後9時の1時間である。使用受信機はストロボコリレータ相当のOEM4である。図8. 6に実際の水平方向のDGPS測位結果とシミュレーションによる結果を合わせて示す。図8. 7に実際の水平方向の精密測位結果（ワイドレーン解）とシミュレーションによる結果を合わせて示す。細かい位置の変動は一致していないが、おおよその測位誤差は一致していることがわかる。基準局、移動局ともに、高さが約1mのアンテナを利用していたため、数十cmから1m程度のマルチパス誤差をアンテナ下面からの反射により生じていると思われる。なお、市販の受信機内部でどのようなフィルターが使用されているかは不明なので測位結果を完全に一致させることは不可能である。

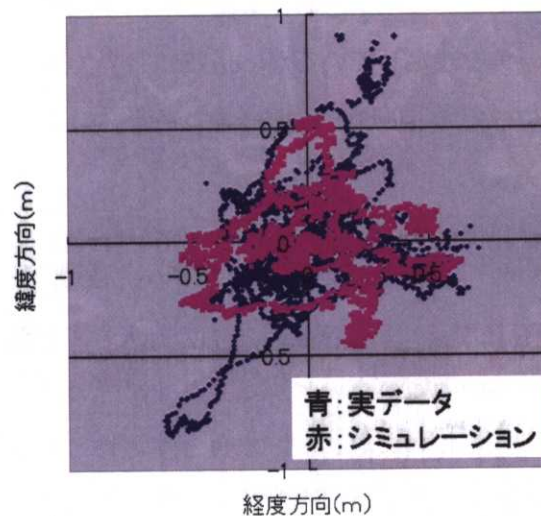


図8. 6 水平方向DGPS測位結果の比較

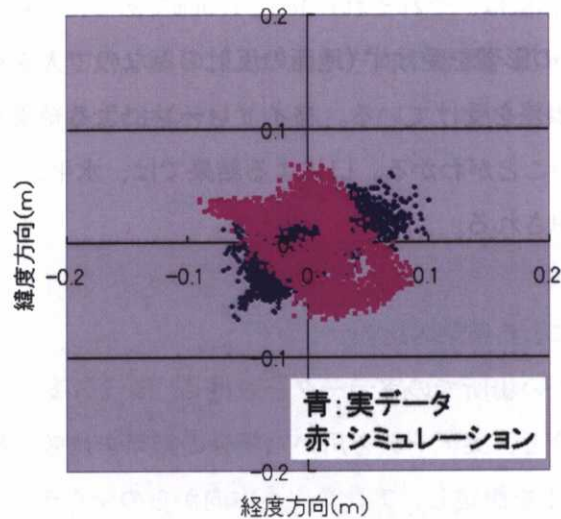


図 8. 7 水平方向精密測位結果（ワイドレーン）の比較

8. 3 周囲が建物で囲まれた環境でのシミュレーション結果

ここでは、周囲の障害物によるマルチパス誤差が発生した場合についてのシミュレーションを行ったので、その結果を示す。具体的には、10階程度のビルが両側に並んでいる道路、5階の建物に近接している場所、それぞれ2通りの環境で、各種マルチパス誤差低減技術ごとにシミュレーションを行った。なお、後者の環境については、東京海洋大学内の大学院棟横をモデルとしたので、実データとの比較結果も示す。前者の環境については、東京都中央区の銀座付近の一角を想定しているが、道路において連続した静止データを取得することは不可能であった。結果はDGPS測位で評価した。

8. 3. 1 マルチパス環境の設定とマルチパス誤差の生成

図 8. 8 と図 8. 9 に選択した2通りの環境の天空図を示す。図 8. 8 を見ると、アンテナ近接に5階建ての建物が存在するため、天空は片側のみ大きく遮蔽されていることがわかる。図 8. 9 を見ると、道路の両側に高いビルが立ち並んでいることがわかる。これらの写真と市販の地図を利用して、おおまかに、方位角と障害物との関係を書き出す。それらの情報をプログラム内で設定し、衛星可視判断とマルチパス環境の設定を行う。マルチパスのタイプとしては、建物による反射と回折、地面による反射のみを取り扱った。1回目の反射のみを考慮し、2回目以降は無視している。なお回折に関しては、衛星と障害物との遮蔽状況から3段階に分けて、遮蔽度に応じて信号強度を変化させている。建物の突起物等の

影響は考慮せず、建物等による反射は全て鏡面反射として取り扱っている。反射係数はコンクリートの代表的な値を用いた。反射波のみの受信は考慮していない。



図8. 8 東京海洋大学大学院棟横における天空写真



図8. 9 東京都銀座4丁目付近の道路中央における天空写真

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

マルチパス誤差の生成方法に関して以下に手順を示す。

- ・ アンテナを設置する環境を選択する。ここでは、上記の2箇所である。
- ・ 天空写真と市販の地図より、方位角と障害物によるマスク角との関係を見いだす。
- ・ 計算ステップごとに、どの衛星が可視であるかと各衛星のマルチパスの状況（建物反射、地面反射、回折）を決定する。
- ・ アンテナ-障害物間の幾何学的関係と電磁気的な関係より、マルチパス波の直接波に対する振幅比、遅延距離そして位相差（マルチパス波のパラメータ）を算出する。
- ・ 最後にコリレータの種類に応じたマルチパス誤差を、上のマルチパスのパラメータより計算する。

解析における主な条件を、2つの移動局に分けて、表8. 2に列挙しておく。基準局の条件は、表8. 1と同じとする。どちらの移動局も基線長は5km未満なので、大気圏による遅延効果は無視している。アンテナ高は車の屋根に設置していることを想定しているので約10cmとしている。移動局1と2ともに、コリレータの性能による差を確認するために、2種類の代表的なコリレータを用いて解析を行った。

表8. 2 解析における主な条件設定

条件	移動局1	移動局2
解析日時	2004年12月10日	2004年12月10日
解析時間	21:00-22:00	0:00-24:00
アンテナ位置	東京海洋大学大学院棟横	東京都中央区銀座
設置場所でのアンテナ高	約0.1m	約0.1m
周囲の障害物	5階建ての建物	10階建ての建物
使用受信機	OEM3相当/OEM4相当	OEM3相当/OEM4相当
使用アンテナ	GPS702相当	GPS702相当
マスク角	10度	10度

ここで、OEM3は、NovAtel社製のGPS受信機であり、0.1チップナローコリレータ、帯域幅は10MHz程度を確保した受信機である。OEM4は、NovAtel社製のGPS受信機であり、ストロボコリレータの性能を有し、帯域幅は20MHz程度を確保した受信機である。GPS702はNovAtel社製の2周波用GPSアンテナである。GPS受信機内の各種パラメータ値に関しては、静止用として利用した場合の典型的な値を用いている。

8.3.2 DGPS測位結果

移動局1 (大学院棟横) の結果

基準局1のナローコリレータの場合の結果を以下に示す。図8.10が水平方向の結果、図8.11が高度方向の結果である。いずれも真値からのずれを示している。比較のため、実データ (ナローコリレータ受信機を使用) を用いた場合のDGPS測位結果も示している。赤が本シミュレーションによる結果で、青が実データによる結果である。水平方向、高度方向ともにずれはあるものの、測位精度の概要を把握するには良好なシミュレーション結果が得られている。水平及び高度方向ともに大きくずれているのは、マルチパス誤差だけでなく、DOPの影響によるものである。

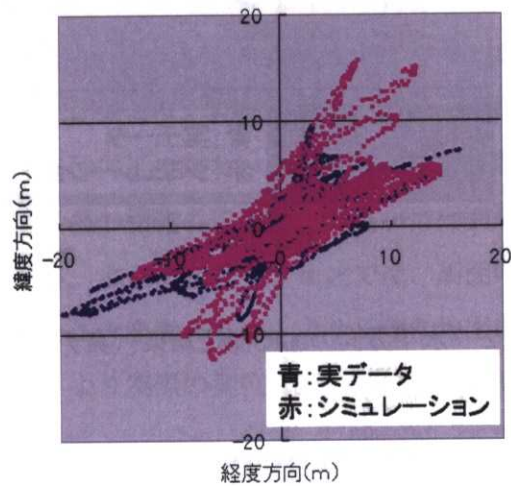


図8.10 水平方向のDGPS測位結果 (実データ含む)

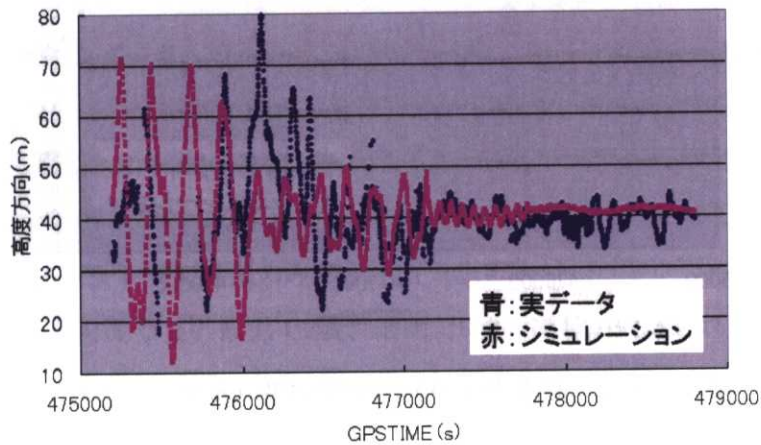


図8.11 高度方向のDGPS測位結果 (実データ含む)

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

基準局1のストロボコリレータの場合の結果を以下に示す。図8. 1 2が水平方向の結果、図8. 1 3が高度方向の結果である。いずれも真値からのずれを示している。ここでも、実データ（ストロボコリレータ受信機を使用）を用いた場合のDGPS測位結果も示している。赤が本シミュレーションによる結果で、青が実データによる結果である。

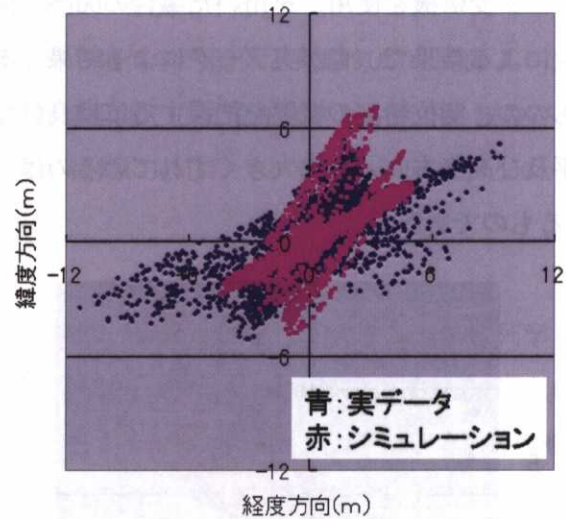


図8. 1 2 水平方向のDGPS測位結果（実データ含む）

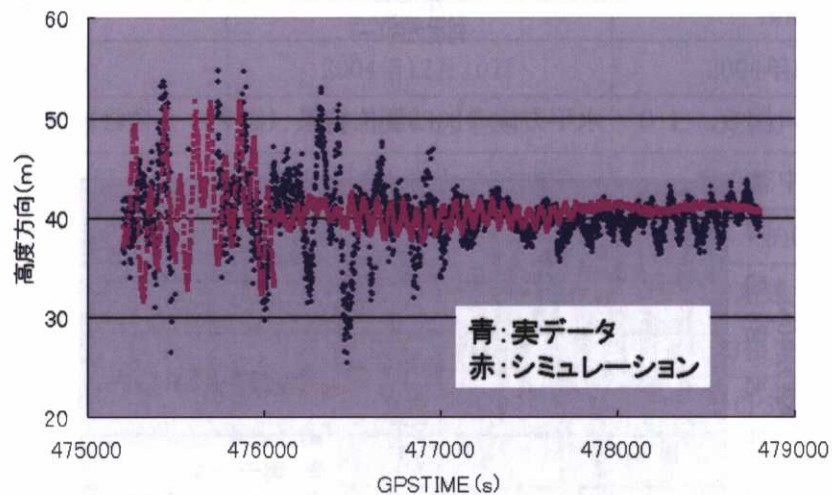


図8. 1 3 高度方向のDGPS測位結果（実データ含む）

この結果を見ると、シミュレーションと実データの結果ともに、VDOPにより大きく変動してはいるものの、ナローコリレータの結果よりもマルチパス誤差が大幅に削減されていることがわかる。詳細に各衛星のマルチパス誤差と、地図データを調べると、17番衛星のマルチパス誤差が、ナローコリレータの場合の測位結果に大きな誤差を与えていたことがわかった。17番衛星は、近接の壁ではなく、30m以上離れた5階建ての建物に反射していることがわかった。ナローコリレータでは、遅延距離が300m程度までのマルチパス波の影響を受けるが、ストロボコリレータは、30mから40m程度以上の遅延距離のマルチパス波の影響を受けないことが知られている。この影響が、解析時間の前半部分に大きな差となって現れていたことがわかった。図8.10から13の結果より、シミュレーションと実データの結果で相違が見られる部分が存在するが、大きくはHDOPとVDOPによる影響である。高度方向の結果を見ると、シミュレーションでは、途中から誤差が大きく減少しているが、これはある衛星が加わったことにより、VDOPが大きく減少したためである。シミュレーションでは、その衛星が476000秒付近で加わったのに対して、実際のデータでは、476500秒付近で加わっていた。可視衛星の相違の原因は、明らかに周囲の環境を正確に設定できていないことによるものである。本シミュレーションでは、周囲の建物の状況を、地図と天空写真のみから生成していることを考えると、より正確な地図を用いてよりマルチパスの状況を細かく設定できれば、より実際の測位に近い測位シミュレーションを行うことが可能であると思われる。

移動局2（中央区銀座付近）の結果

基準局2のナローコリレータとストロボコリレータの場合の結果を合わせて以下に示す。図8.14が24時間の可視衛星数の変化、図8.15が24時間のHDOPとVDOPの変化を示す。図8.16が水平方向のDGPS測位結果、図8.17が高度方向のDGPS結果である。HDOP及びVDOPが5未満の結果と10未満の結果に分けて示している。いずれも真値からのずれを示している。赤がストロボコリレータによる結果で、青がナローコリレータによる結果である。移動局2ではシミュレーション結果のみを示す。

可視衛星数の変化を見ると、最低で2個、最高で8個の衛星が受信されている。通常、東京都内の周囲の開けた場所では、最低6個、最大12個の衛星が受信されることを考えると、明らかに都市部のビル街では可視衛星数が制限されている。このシミュレーションにおけるアンテナ設置場所は片側3車線の主要道路を想定しているため、もし片側1車線の道路を想定すると、現在のGPS配置ではほとんどの時間帯で測位できないことになる。単独測位、DGPS測位に必要な4個以上の時間帯は、24時間のうち、約83%であった。さらに精密測位に

必要な5個以上の時間帯は約46%であった。

24時間のHDOPとVDOPの変化を見ると、80%程度以上の時間帯で10未満であるが、ときには10を超える時間帯も頻繁に存在していた（この図には示していない）。可視衛星数が4個未満のときは0としている。通常のDGPS測位において、仮に擬似距離の測距精度を最大で2-3mに抑制したとしても、HDOPやVDOPの値が、この結果のように頻繁に10に届くような状況では、測位精度を数mに抑えることは困難である。

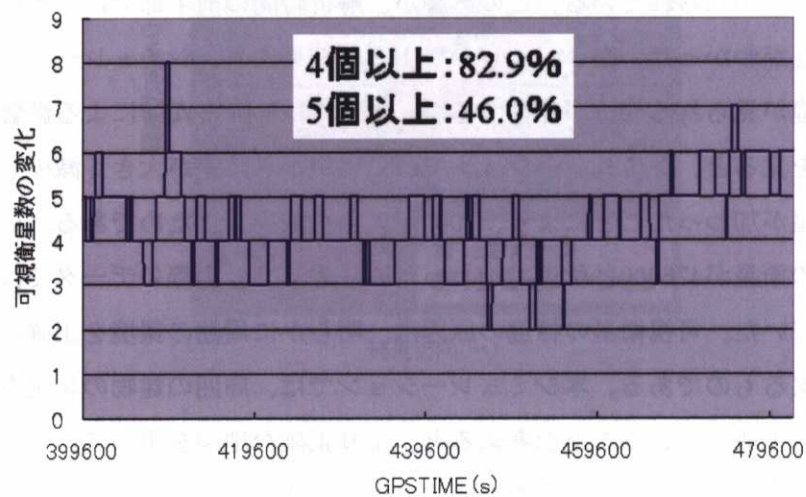


図 8. 1 4 24時間の可視衛星数の変化

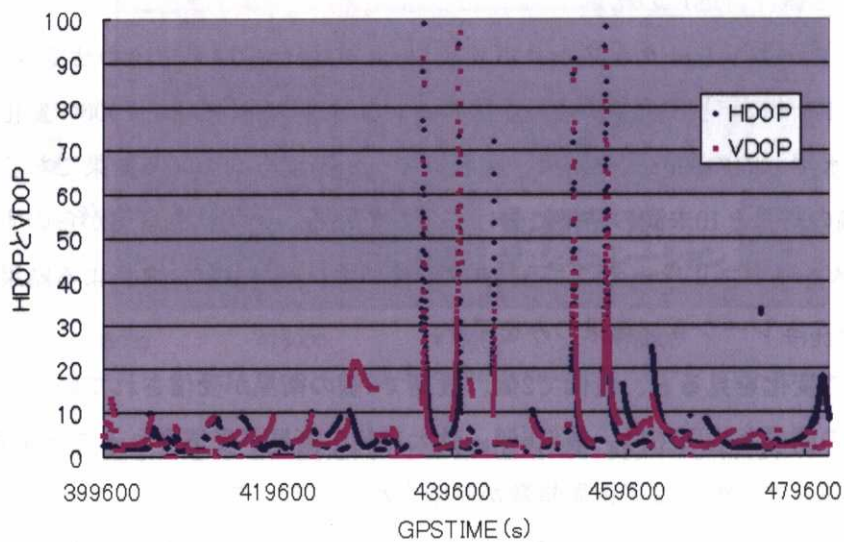


図 8. 1 5 24時間のHDOPとVDOPの変化

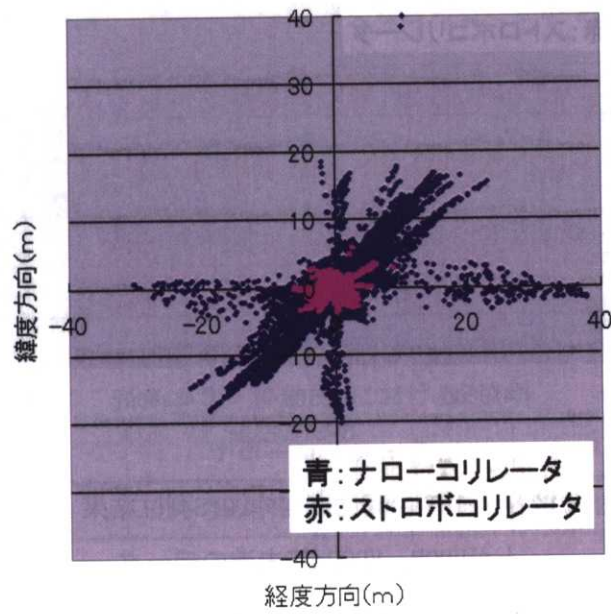
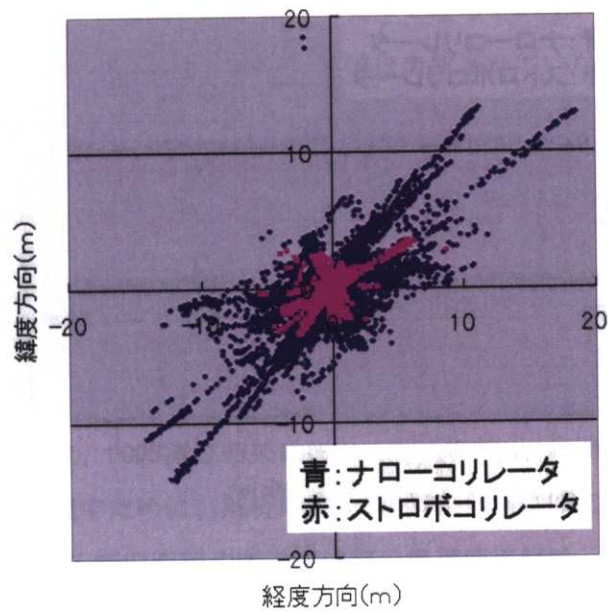


図8. 16 水平方向のDGPS測位結果
上がHDOP、VDOPが5未満のデータ
下がHDOP、VDOPが10未満のデータ

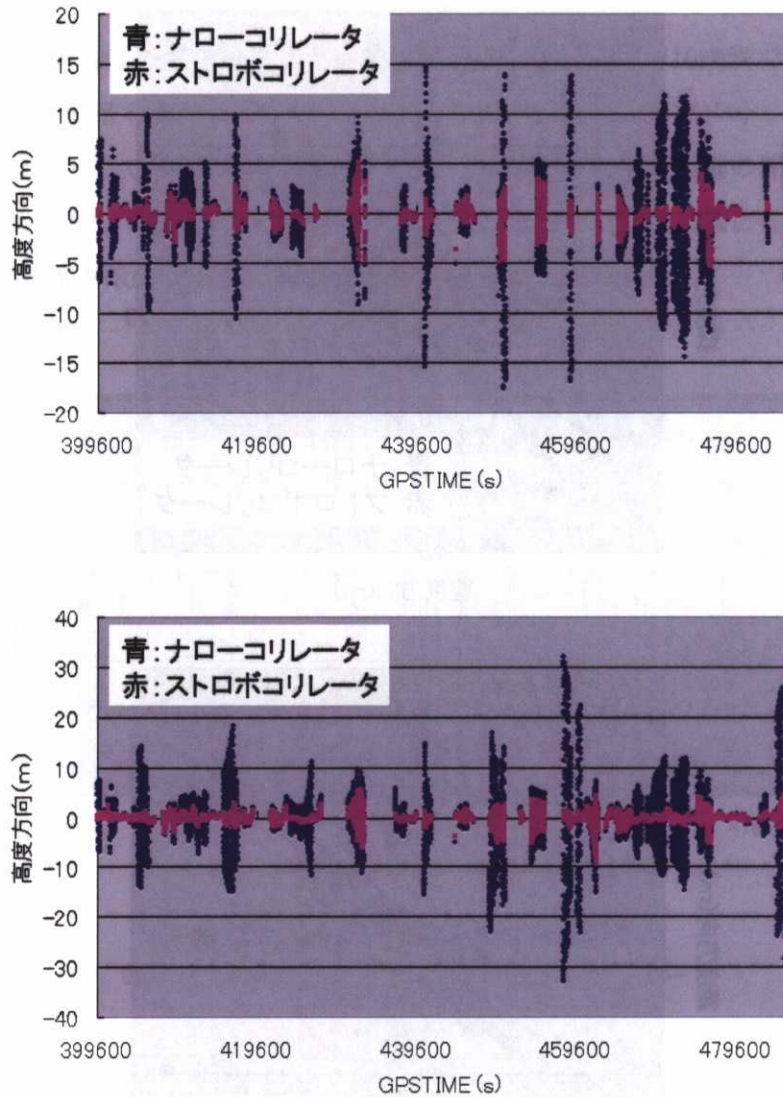


図 8. 1 7 高度方向のDGPS測位結果

上がHDOP、VDOPが5未満のデータ

下がHDOP、VDOPが10未満のデータ

上のそれぞれのDGPS測位結果を見ると、明らかにストロボコリレータのほうが、マルチパス誤差を抑制できていることがわかる。これは、アンテナと反射体であるビルとの位置が比較的離れており、遅延距離が30m以上のものが多いためである。ナローコリレータは遅延距離が300m程度までのマルチパス波の影響を受けるが、ストロボコリレータでは、遅延距離の長い(40m程度以上)マルチパス波の影響を受けない。また、HDOPとVDOPによる制約条件の違いを見ると、衛星配置が悪いことによって誤差が増幅されていることも明らかである。ストロボコリレータでは、もともとのマルチパス誤差を、ある程度抑制しているた

め、衛星配置が悪くなっても極端に測位誤差が大きくなっていないこともわかる。本シミュレーションでは、反射波のみのマルチパス波等は考慮されていないので、この結果よりもさらに悪くなる可能性はある。

8. 3. 3 RTK測位結果

ここでは、RTK測位結果を示す。150秒ごとにアンビギュイティの初期化を行い、150秒以内に正しくFIXした回数を性能の指標値とした。移動局2では、24時間の解析を行ったので、全て正しくFIXした場合は576回になる。ここで、FIX率は正しくFIXした回数を576で割った値とする。なお移動局1は、DGPS測位結果において解析時間が1時間であったが、24時間の衛星配置によるFIX率を出すために、解析時間を1時間から24時間に変更した。アンビギュイティ決定の際に使用する擬似距離や搬送波位相の標準偏差値は、最も性能の高い場合の値をチェックし、その値を用いている。実環境では、それらの値をあらかじめ決めてアンビギュイティ決定を行うので、ここでの性能よりも落ちることが予想される。

移動局1 (大学院棟横) の結果

表8. -3にそれぞれのFIX率の結果を示す。括弧内は、可視衛星が5個以上の時間帯を分母 (374回) として計算した値である。

表8. 3 移動局1におけるFIX率

	ナローコリレータ	ストロボコリレータ
FIX率	19.6% (30.2%)	27.2% (42.0%)

FIX率の結果を見ると、DGPS測位結果ほどではないが、使用するコリレータによる差が現れていることがわかる。ただし、現在最も性能の高いストロボコリレータを用いても、FIX率は実用的な値ではない。これは可視衛星数の少なさが第1の原因であるが、マルチパス誤差を低減させる技術もさらに向上させる必要があるといえる。

移動局2 (中央区銀座付近) の結果

表8. 4にそれぞれのFIX率の結果を示す。括弧内は、可視衛星が5個以上の時間帯を分母 (265回) として計算した値である。

表 8. 4 移動局2におけるFIX率

	ナローコリレータ	ストロボコリレータ
FIX率	17.5% (38.1%)	21.9% (47.5%)

FIX率の結果を見ると、移動局1と同様に、使用するコリレータによる差が現れていることがわかる。ただし、現在最も性能の高いストロボコリレータを用いても、FIX率は実用的な値ではない。また、移動局1に比べて可視衛星数が5個以上の時間帯でのFIX率が少し向上している。この理由は、反射体となるビルが、やや遠くに両側に存在するため、マルチパスを受ける衛星が片側に接近してある場合に比べて、少ないことによるものと考えられる。いずれにしても、FIX率を上げるためには、可視衛星数を増やすことは第1の課題であり、マルチパス誤差をさらに低減することも必要である。

8. 3. 4 提案するマルチパス誤差低減技術による測位結果

ここでは、第6章で提案した、マルチパス誤差の低減技術を利用した場合に、8. 3. 2項と8. 3. 3項で示してきたDGPS測位結果とRTK測位結果がどのようになるかをシミュレーションで確認した。解析における条件は上記と同じとした。ただし、移動局1における解析時間は24時間とした。以下にDGPS測位結果とRTK測位結果を示す。それぞれ、ストロボコリレータの場合と比較した。移動局1について、図8. 18に水平方向のDGPS測位結果、図8. 19に高度方向のDGPS測位結果を示す。移動局2について、図8. 20に水平方向のDGPS測位結果、図8. 21に高度方向のDGPS測位結果を示す。表8. 5に2つの場所におけるFIX率をまとめて示す。

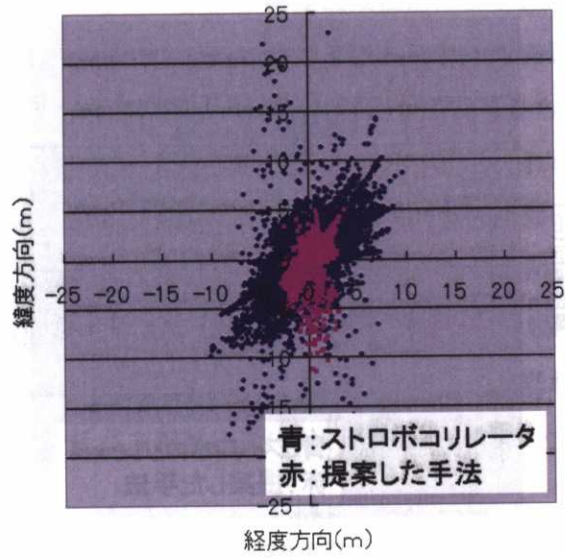


図8. 18 水平方向のDGPS測位結果 (移動局1)

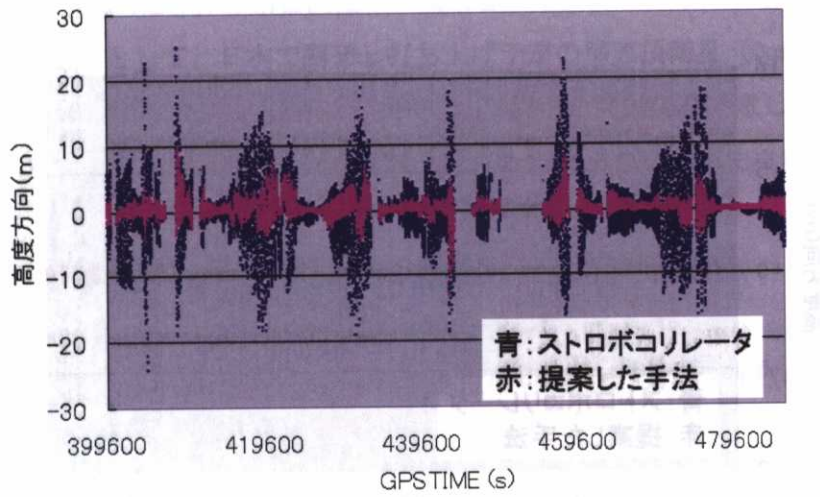


図8. 19 高度方向のDGPS測位結果 (移動局1)

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

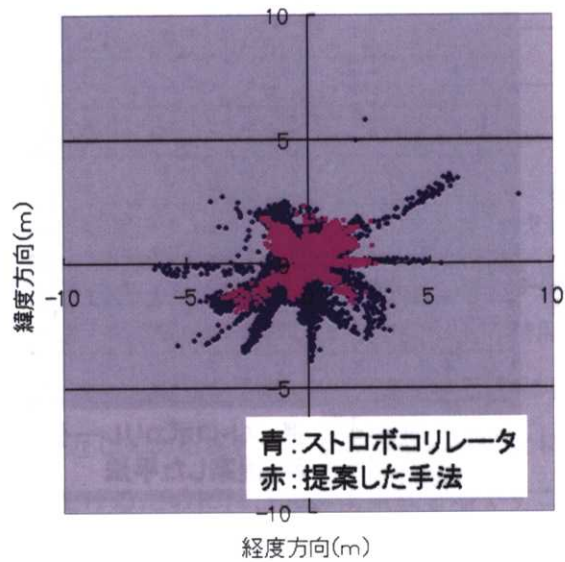


図 8. 20 水平方向のDGPS測位結果 (移動局2)

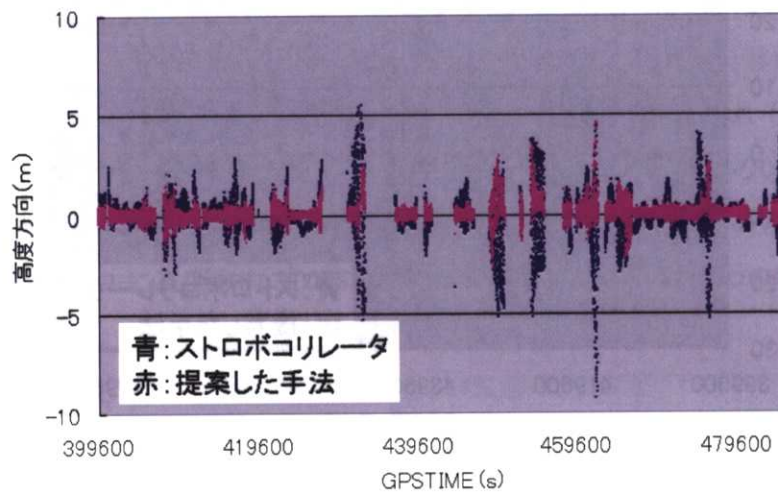


図 8. 21 高度方向のDGPS測位結果 (移動局2)

表 8. 5 移動局1, 2におけるFIX率

	ストロボリレータ	本手法
FIX率 (移動局1)	27.2% (42.0%)	41.5% (63.9%)
FIX率 (移動局2)	21.9% (47.5%)	22.6% (49.1%)

上記の結果を見ると、提案するマルチパス誤差低減技術により、ストロボコリレータよりも、さらにマルチパス誤差を削減できることが予想される。特に近接に大きな建物が存在する場合（基準局1のような状況）は、その効果が大きいと考えられる。RTK測位の性能を見ても、提案するマルチパス誤差低減技術により、FIX率をいずれの場合においても高めることができる予想される。移動局1の場合と、移動局2の場合において、DGPS測位誤差が、移動局1のほうが大きくなっているが、これは近接に大きな建物が存在しているためである。移動局2の場合は、反射体となる建物が両側に同じような高さで並んでいるため、強い反射波を受けにくい状態になっている。さらに建物がアンテナより離れているため、ストロボコリレータや提案したマルチパス誤差技術では、遅延距離の長いマルチパス波を削減していると考えられる。

8. 4 GPS近代化に伴う効果

この項では、GPS近代化に伴う精密測位への効果をシミュレーションすることにした。GPS近代化の主要なものとして、日本で開発し打ち上げ予定の準天頂衛星（Quasi Zenith Satellite System：以下QZSSと呼ぶ）の追加と、第3周波数の追加を考慮した。解析の条件については、8. 3節で利用した条件を比較が可能なことから、そのまま利用することにした。

8. 4. 1 GPS+QZSSによる精密測位の可能性

ここでは、GPSにQZSSが加わった場合の精密測位の可能性について、FIX率の観点からシミュレーションを行った。

準天頂衛星の概要

準天頂衛星の概要について以下に示す。現在、QZSSの衛星配置は決定していないので、最も可能性が高く性能が出ると見込まれている配置を利用することにした。図8. 22にその配置による軌道を示す。衛星の軌道傾斜角は45度で、3機軌道に投入することにより、常に最低1機の衛星が日本でおおよそ仰角70度以上に存在することになる。衛星の離心率は0.099、近地点での衛星の高さは約31,612km、遠地点での高さは約39,960kmである。QZSSの信号のパラメータは全てGPSと同じとした。

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

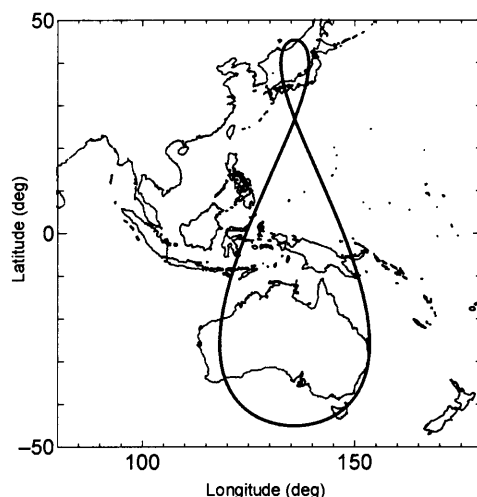


図 8. 2 2 QZSSの軌道

精密測位結果

次に実際にQZSSを現在のGPS衛星に加えた場合に、どの程度精密測位が改善されるかをシミュレーションしたので、表 8. 6 にまとめた結果を示す。解析条件は 8. 3 節で利用したものを同様に利用している。コリレータについては、ストロボコリレータと6章で提案したマルチパス誤差低減技術の2つの場合について解析を行った。性能の評価には、FIX率と5個以上の可視衛星数の割合を用いた。

表 8. 6 24時間精密測位結果 (RTK測位におけるFIX率と可視率)

	分類	GPS	GPS+QZSS
移動局1	ストロボコリレータ (FIX率)	27.2%	34.0%
	提案した手法 (FIX率)	41.5%	55.7%
	5個以上の可視衛星 (可視率)	64.9%	75.3%
移動局2	ストロボコリレータ (FIX率)	21.9%	31.1%
	提案した手法 (FIX率)	22.6%	32.1%
	5個以上の可視衛星 (可視率)	46.0%	61.1%

表 8. 6 より、QZSSが加わることによる性能の向上が見られる。5個以上の衛星の可視率は、移動局1及び2において10%以上の向上が見られ、それに伴い、FIX率も全ての場合において、7%から15%程度向上している。この結果より、可視衛星数の増加が、精密測位のサ

ービス向上には不可欠であることがわかる。

8. 4. 2 GPS+QZSS+L5周波数による精密測位の可能性

ここでは、GPS+QZSSに第3周波数の利用が加わった場合の精密測位の可能性について、FIX率の観点からシミュレーションを行った。第3周波数とは、現在のL1とL2の周波数に対して、L5の周波数を利用した衛星からの電波を指している。詳細は第7章の7. 6節に示したので、ここではその説明を省く。7. 6節でも述べたが、L5帯の電波を利用することにより、アンビギュイティ決定をさらに高速かつFIX率を高めて行うことができる。以下にシミュレーションの結果を示す。

精密測位結果

QZSS+GPSにL5帯の周波数の利用が可能になった場合、どの程度精密測位が改善されるかをシミュレーションしたので、表8. 7にまとめた結果を示す。解析条件は8. 3節で利用したものを同様に利用している。コリレータについては、ストロボコリレータと6章で提案したマルチパス誤差低減技術の2つの場合について解析を行った。性能の評価には、FIX率と1epochでFIXした割合を用いた。下の表の括弧内の数字は、FIXした回数のうち、1epochでFIXした回数の割合を示している。

表8. 7 24時間精密測位結果 (RTK測位におけるFIX率と1epoch率)

	分類	GPS	GPS+QZSS+L5
移動局1	ストロボコリレータ (FIX率)	27.2% (39.5%)	40.1% (96.1%)
	提案した手法 (FIX率)	41.5% (39.7%)	71.5% (99.0%)
移動局2	ストロボコリレータ (FIX率)	21.9% (34.9%)	57.6% (100%)
	提案した手法 (FIX率)	22.6% (34.6%)	60.4% (100%)

表8. 7の結果より、FIX率を見ると、GPS+QZSS+L5の場合は、全ての場合において向上していることがわかる。特に提案した手法では、可視衛星数が5個以上の時間帯において、ほぼ正しくFIXしていることがわかる。移動局1での可視率は75.3%に対して、FIX率は71.5%。移動局2での可視率は61.1%に対して、FIX率は60.4%。次に、括弧内の1epochでFIXした割合を見ると、第3周波数のL5が加わることにより、100%に近い確率で1epochのFIX解が得られていることがわかる。今回の精密測位計算時の信頼性は99%程度で設定しているが、それにしても非常に高い確率で1epochのFIX解を得ることができている。本結果より、第3周

波数の追加は、アンビギュイティ決定を高速かつFIX率を高めることができていることを確認することができた。

8. 5 8章のまとめ

本章では、精密測位シミュレーションの概要を説明し、それを利用した固定点での簡単なサービス解析を行った。現在のGPS衛星と2周波（L1とL2）の生データによる結果との比較を行うことにより、本シミュレーションの妥当性も確認することができた。さらに第6章で提案したマルチパス誤差低減技術を利用した場合とQZSS及び第3周波数が加わった場合のシミュレーションを行うことにより、精密測位サービスにおける可能性を調査することができた。本シミュレーション結果では、提案したマルチパス誤差低減技術とQZSSや第3周波数の組み合わせにより、現存の精密測位サービスを大きく凌駕する結果を得られることがわかった。

参考文献

- Joosten, P., T. Pany and J. Winkel, The impact of unmodelled multipath on ambiguity resolution, ION 2002, pp 953-961.
- Han, S. and R. Johnson, Survey Quality Real-Time GPS: Solving the Time to Fix vs. Reliability Paradox ION 2001, pp 1550-1557.
- Elliott D. Kaplan, "Understanding GPS Principles and Applications," Artech House Publishers, pp 157-172. 1996.
- Cunha, T., P. Tome, S. Cunha and L. Bastos, Reliability Analysis of a Quasi-Instantaneous Ambiguity Fixing Method ION2001, pp1540-1549.
- Tiberius, C., T. Pany, B. Eissfeller, Kees. j, P. Joosten, and S. Verhagen, Integral GPS-Galileo ambiguity resolution, GNSS2002, Copenhagen, Denmark, May 27-30.
- Youngeol SUH, Development of a Simulation System to Evaluate the Availability of Satellite-based Navigation Services Using Three-Dimensional GIS, A Ph.D. dissertation, University of Tokyo, September, 2004
- Nobuaki Kubo, Akio Yasuda, The Possibility of the Precise Positioning in the Urban Area, 2004 International Symposium on GNSS/GPS Sydney, Australia 6-8 December 2004

第9章 結論

9.1 結論

本研究では、コードマルチパス誤差の低減化手法と GPS 近代化による精密測位サービスシミュレーションソフトの開発を行ってきた。

コードマルチパス誤差の低減化手法においては、測距精度の理論上の限界に最も近づきやすい手法の1つである最小二乗法を選択した。多くの GPS 受信機では、衛星のコードと自身の発生するレプリカとのマルチパス波により乱された相関波形より、擬似距離を推定しているが、本手法では、直接波だけでなく、支配的なマルチパス波も含めて推定し、相関波形を分離することを試みている。シミュレーションと実データを利用して、本手法で支配的なマルチパス波を推定することにより、擬似距離の精度が、現存する最高性能の受信機よりも向上することを確認することができた。最小二乗法を用いる際に、その初期値をできるだけ正解に近い値として代入する工夫も行った。ただし、アルゴリズムの一部が、数秒間以上の安定した電波環境を仮定しているため、高速移動体への適用に際しては、更なる改良が必要である。一方、受信機出力情報を用いた使用不可衛星の検知手法では、静止データだけでなく、移動体データにおいても、そのアルゴリズムが有効であることがわかった。特に大きな誤差の原因となっていた反射波の強い衛星の検出に有効であった。

精密測位サービスシミュレーションでは、静止データではあるが、GPS 近代化を想定した日本の準天頂衛星の追加と第3周波数の追加による効果を示すことができた。準天頂衛星により、可視衛星数が効率良く増加するものの、都市部の高層ビルが密集した場所では、依然として実用的なサービスを受けることが困難であることもわかった。第3周波数の追加により、現在まで数秒から数十秒以上要していたアンビギュイティ決定がほとんど1エポックで決定されることがわかった。また、ユーザ側の受信機の耐マルチパス技術に応じたシミュレーションを行うことにより、コードマルチパス誤差がどのように精密測位サービスに影響を与えているのかを示すことができた。上記で提案した、本研究でのマルチパス誤差低減技術を用いた場合に、精密測位サービスが向上することを確認することができた。

9.2 今後の課題

上記の結論を踏まえた今後の課題を以下に列挙する。

- ・ 提案したコードマルチパス誤差の低減化手法は、静止データだけでなく、高速移動体でのデータへの適用が望まれる。そのために、アルゴリズムの改良を行い、移動体においてもマルチパス波の振幅比と遅延距離の推定精度を向上させる。また合わせて、高速移

GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について

動体でのマルチパス波のトラッキンググループでの分析も必要である。

- 提案したコードマルチパス誤差の低減化手法では、ノイズの低減が重要なポイントなので、相関値自体のノイズの低減化に向けた手法について検討する必要がある。
- 提案したコードマルチパス誤差の低減化手法では、トラッキングが正常に行われ、複数のポイントの相関値を得ていることが前提となっている。実環境において、マルチパス誤差低減の性能を発揮するために必要な信号レベルの閾値を決定する。
- 受信機出力情報を用いた使用不可衛星の検知手法が有効であることが示されたが、本研究で使用した受信機だけでなく、他の受信機での利用可能性をチェックする。
- 精密測位サービスシミュレーションにおいて、アンテナ周囲の障害物の環境をビルのみとしたが、ビルだけでなく、電灯や木も考慮する。さらに障害物の判定に、水平地図と天空写真を用いたが、より精度の高い地図を用いる。ソフトの汎用性を高めるために、できるだけ各種設定を自動化する。
- 精密測位サービスシミュレーションでは、静止データのみを扱ったが、移動体データにも拡張する。これには、1点の解析ではなく面的な解析ができるように改良する必要がある。移動体の解析時には、サイクルスリップや、反射波が支配的に受信される場合も考慮する。