

修士学位論文

ソフトウェア GPS による GPS 測位精度の評価

平成 16 年度

( 2004 )

東京商船大学大学院

商船学研究科

流通情報工学専攻

2003210 近藤俊一郎

## 学位論文要旨

### ソフトウェア GPS による GPS 測位精度の評価

東京商船大学 商船学研究科 流通情報工学専攻

2003210 近藤俊一郎

現在、GPS を利用したカーナビや携帯電話のマナビなどを初めとしたアプリケーションが急激に増加しており、衛星測位システムは生活に必要なものとなっている。世界では、ロシアの GLONASS やヨーロッパの Galileo という衛星測位システムが運用・開発中であり、日本でも準天頂衛星を用いた衛星測位の技術開発が行われている。多くの衛星信号が提供されるであろう将来、利用者にとっての課題は異なる周波数帯域や変調方式を使用した多くの信号に対応できる次世代 GNSS 受信機を開発することである。そのような次世代 GNSS 受信機には、ソフトウェア受信機が最も適していると言われている。ソフトウェア受信機は入力信号の A/D 変換を可能な限り早い段階で行い、信号捕捉、追尾といった復調処理をソフトウェア上で行う受信機である。ソフトウェア上での信号処理はアルゴリズムやパラメータの変更により機能や精度の調整が可能であり、柔軟性に富んでいる。また従来のハードウェアによる処理に比べ、より多くの処理情報が視覚化でき信号品質の評価も可能である。特に信号追尾でのコード関連の情報はマルチパス誤差推定に必要とされており、ソフトウェア受信機の開発はマルチパスの研究を進めていく上でも有益である。

本研究ではソフトウェア GPS の信号処理プログラムの作成、信号品質と測位精度の関係の調査を行った。まず、IF (中間周波数) 信号をサンプリングし、ファイル化できるソフトウェア受信機を購入、信号処理プログラムは信号捕捉、追尾、航法メッセージ獲得、擬似距離算出、を行うものを数値計算ツールの MATLAB で作成した (PC ベースのプロトタイプソフトウェア受信機)。データは遮蔽物の少ない環境と多い環境の 2 箇所を取得し解析を行った。遮蔽物の少ない環境では単独測位の水平誤差が 5 ~ 10m 以内、遮蔽物の多い環境では 5 ~ 15m 以内、と従来の受信機に比べ精度が落ちることを確認した。また、プログラム上の処理情報から、建物による回折や反射を受けた信号のコード関連波形は遅延時間を持ったマルチパス波が入り、コード追尾においてコード到達時間が正確に計算されていないことが誤差の大きな要因であることを確認した。

このプログラムは処理速度、移動体のデータ処理が従来の GPS 受信機に比べ劣ってはいるものの、信号品質と測位精度の関係を調査する上で利便性があることが分かった。

## Abstract

### The evaluation of the GPS signal quality and positioning accuracy by using the software GPS performance

Shunichiro Kondo

Tokyo University of Marine science and technology

The modernization of the Global positioning system (GPS), the revival of Russian GLONASS and the advent of European Galileo system will construct the next generation Global Navigation Satellite System (GNSS). At same time Japan launches a new regional Space Based Augmentation System (SBAS) plan, Japanese Quasi-Zenith Satellite System (QZSS), a collection of three to seven satellites that will be broadcast GPS signals from orbits optimized for East Asian hemisphere. Although GNSS and SBAS will provide users more navigation satellite signals, it is a challenge for users to develop the next generation GNSS receivers. Currently GPS receivers have an Applications Specific Integrated Circuit (ASIC) for signal processing. However design flexibility is very constrained by an ASIC that is hardwired with predefined tracking channels, correlator and control loop characteristics. So software GNSS receivers is the best solution for next generation GNSS receivers design. Software GNSS receivers are those that implement signal acquisition and tracking process not in hardware, but in software. Thus the accuracy and function are controllable according to the algorithms and parameters. The signal quality and/or multipath effect can be estimated from the correlation values of the programmable code tracking Loop.

In this paper, an algorithm was developed to process IF signal data from an IF software-GPS receiver, which consists of a RF front-end and an ADC. The RF front-end down-converts the signal from RF to IF, the ADC samples the IF signal. All the other processing including signal acquisition, tracking, data decoding and solving position are all implemented in software using signal processing techniques. We performed tests to evaluate our algorithm and the relationship between the positioning accuracy and signal processing. In our test, IF data were collected under small and heavy multipath environments. The horizontal errors under small multipath environment are about 5~10m, the errors under heavy multipath are 5~15m. The performance in our software GPS doesn't have as good as conventional GPS receivers. The one of reasons is that our algorithm doesn't find the beginning points of the C/A code of weak signals accurately. But it is found that software GPS receiver provides effectively information for the evaluation of the relationship between the positioning accuracy and signal processing.

## 第1章 序論

### 1.1 はじめに

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

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

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

表 1-1 GPS 衛星の主要緒元

衛星数	4機 × 6軌道 = 24機
軌道半径	約26,561m
周回周期	約11時間58分2秒 約0.5恒星時
軌道傾斜角	55°
設計寿命	7.5年
搬送波周波数	L1 = 1,575.42MHz (154 × 10.23MHz) L2 = 1,227.6MHz (120 × 10.23MHz)
コードの種類	ゴールド符号
測地系	WGS-84

## 1.2 研究の背景

多くの衛星信号が提供されるであろう将来、利用者にとっての課題は異なる周波数帯域や変調方式を使用した多くの信号に対応できる次世代 GNSS 受信機を開発することである。ソフトウェア受信機が次世代 GNSS 受信機に適していると言われているのは、変調方式や周波数帯のことなるシステムの衛星信号にも柔軟に対応できるだけの可能性を持っているからである。ソフトウェア GPS 受信機は従来の受信機と比べ構成要素が大きく異なっている。従来の受信機は RF front-end, ASIC と CPU で構成されており、ファームウェアによって受信機のパラメータを変更が行われる。しかし、従来の受信機の機能の柔軟性は ASIC に追尾機能やループ特性をあらかじめ設定されているため制限を受けている。一方ソフトウェア受信機は RF ダウンコンバート、AD 変換以外はすべてソフトウェアで信号処理を行っている。特に信号捕捉、追尾といった処理の情報は信号品質や測距誤差の推定を行う上でも有益になる。

ソフトウェア GPS 受信機はここ数年で開発され、様々なタイプのものが現れている。例えば、ソフトウェア無線方式を使ったソフトウェア GPS 受信機、高帯域の GPS/GALILEO 信号のシミュレータ、などがあり、これら受信機は4つのグループに分けることができる。PC をベースとしたソフトウェア GPS 受信機、DSP (digital signal processing) をベースとした受信機、FPGA (field programmable gate array) をベースとした受信機、そしてシミュレーションツール。開発の目的は、次世代 GNSS 受信機のデザインの研究や、マルチパスの調査など様々である。

## 1.3 研究の目的

PC ベースのプロトタイプ-ソフトウェア GPS 受信機は PC 上の信号処理プログラムで信号捕捉、追尾を行うため、処理時間を多く費やすが、処理過程での情報を数値化、視覚化できる利点がある。また受信機の機能設定の変更も容易で柔軟性に富んでいる。その点に注目し、本研究ではプロトタイプ-ソフトウェア受信機を開発、受信機の測位精度の評価、信号品質評価における有用性の検証を行った。測位精度の評価は受信機自体の性能の評価であり、測位の精度、確度が処理機能の変更によってどのように変化するか調査するための実験を行った。信号品質の評価能力の検証は異なる環境で取得したデータを解析し、信号処理情報から品質の比較をする実験を行った。本論文では GPS 測位とソフトウェア GPS のアルゴリズムの解説をし、測位精度評価の実験、信号品質の評価に対する有用性の検証実験を通してソフトウェア GPS の持つ柔軟性も紹介する。

## 第2章 GPS、GNSSの概要

### 2.1 GPS衛星

#### 2.1.1 GPS衛星の概要

GPSは地上の管理システム（制御部）と衛星（宇宙部）と利用者の受信機で構成される。利用者は衛星が送信する電波を受信することにより位置を測定する。位置の測定は実時間で行える上、利用者数にも制限はない。

衛星は高度2万キロメートル、傾斜角約55度、店間隔60度の6軌道を周る周回衛星である。各軌道に衛星を4機ずつ投入し、24衛星で運用されているが、現在は27衛星が作動している。衛星の周回周期は約11時間56分4秒毎でその2倍の周期で同じ衛星の配置が上空に現れることとなり、1年後の同じ場所、時刻において同じ配置に戻ることとなる。実際には、軌道が随時変更されており決まっていないが、衛星を捉えるのに必要とする程度の制度であれば、1ヶ月程前の軌道情報で予測できる。衛星の軌道と位置は、2m以下の精度で管理されている。衛星自体かなり大きいので、電波を送信している衛星が描く軌道を管理する必要がある。今は2時間間隔で更新される高い精度を持った起動情報を各衛星が12.5分の周期で放送している。地上には数箇所の管制システムを設置し、衛星の軌道を高い精度で管理している。図2-1にGPS衛星の軌道概念図を示す。

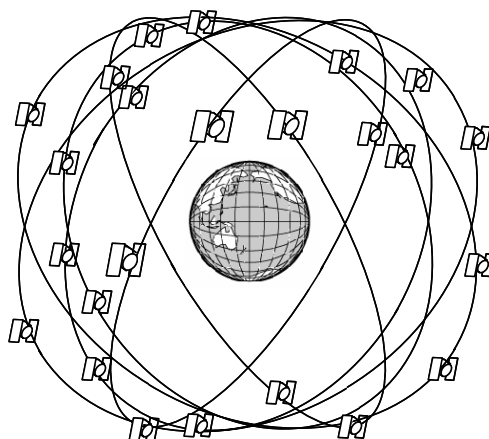


図2-1 : GPS衛星軌道の概念図

各衛星は10.23MHzの基準発信機を持っており、その154倍の $L1 = 1575.42\text{MHz}$ と120倍の $L2 = 1227.6\text{MHz}$ の2周波の右旋円偏波を地球全体に向けて発信している。全衛星が同一の周波数を持ち、C/AコードとP(Y)コードとともに衛星ごとに互いに異なるゴールドコードと呼ばれる擬似ランダム雑音（PRN: Pseudo Random Noise）で変調されている。民間利用者に許されているのはL1にのみ載せられたC/Aコードによる測位で、SPS（Standard Positioning Service）と呼ばれている。P(Y)コードによる測位はPPS（Precise Positioning Service）と呼ばれるが、これは米軍関係者のみが使用可能である。衛星からコードに載せて送信される航法データは衛星軌道情報（ephemeris）、衛星時計の情報、電離層補正データ、他の衛星の位置情報（almanac）等である。

表2-1:GPS 衛星の主要諸元

衛星個数	4 個 × 6 軌道面
衛星設計寿命	7.5年
軌道半径	26,561km
周回周期	12恒星時間(約11時間58秒)
軌道傾斜角	55 °
送信電力	L1:C/A code:約26W、P code:約13W L2:P code:約4W
搬送波周波数	L1=1,575.42MHz(10.23MHz × 154) L2=1,227.6MHz(10.23MHz × 120)
測距信号	C/A code:L1波で送信、民間用に開放 P code:L1,L2で送信、非公開
地上受信電力 (仰角 5 ° 以上)	L1:C/A code>-160dBW, P code>-163 L2:P code>-166dBW
単独測位精度	C/A code:約100m(2drms:SA on) (SPS) :約15m(2drms:SA off)
時刻同期	C/A code:約340ns(SA on) (SPS) :約20ns (SA off)

衛星の軌道要素などには WGS84 (World Geodetic System) の測地系が用いられている。WGS84 は米国の (DMA : Defense Mapping Agency) が、米国と世界各国が測定した色々な測量結果を用いて 1984 年に決定した世界規模の測地系である。表 2 - 1 に GPS 衛星の諸元を示す。

GPS では GPS タイムと称する固有の時刻が管理され、この時刻の下に運用されている。各衛星には  $10^{-13}$  の安定性を持つセシウム原子時計と、幾分精度が劣る予備のルビジウム原子時計が各々 2 基搭載されている。この原子時計の時刻は地上の管制システムで管理し、補正情報を高精度軌道情報と同様に対応衛星から放送している。GPS タイムは 1 秒単位で 1 週間でゼロに戻り、週数は 10 ビットで計数されている。従って、1024 週でゼロに戻る。世界の標準時刻としては UTC (協定世界時 : Coordinated Universal Time) が知られているが、これとの違いも管理されている。また衛星の時計が刻む時刻の進みが、衛星位置の重力ポテンシャルの違いで生ずる相対論的効果で変化し、この変化も含めた時刻補正情報が管理されている。そして、これらの情報は航法データとして送信される。

### 2.1.2GPS 衛星からの信号

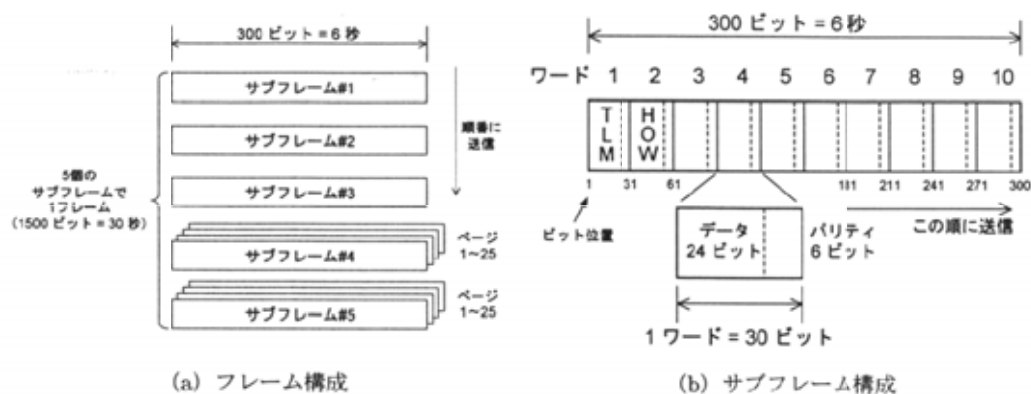


図 2 - 2 : 航法メッセージのフォーマット

ユーザが測位計算を実行するためには、GPS衛星の位置を知っておかなければならない。このため、GPS衛星は測位信号に軌道情報を含んでいる航法メッセージというデータを載せている。航法メッセージのデータ速度は50bpsである。

航法メッセージの1サイクルはフレームという単位で呼ばれ、図2-2(a)のような構造になっている。1フレームは1500ビットなので、これを送信するには30秒の時間が掛かる。フレームは5組のサブフレーム(各300ビット)から構成されており、サブフレーム1~3は送信している衛星自身のクロック補正情報や軌道情報(エフェメリス)が含まれており、毎回同じ内容が繰り返し送信される。これに対してサブフレーム4および5は全衛星が同じ内容を送信しており、その内容は軌道上のすべてのGPS衛星(最大32衛星)の概略の軌道情報(アルマナック)や電離層補正情報となっているが、これらはデータ量が多いためさらにページ単位に分割されてサブフレームに収容される。つまり、サブフレーム4および5により送信されるデータはそれぞれページ1~25に分割されており、フレームごとに異なるページの内容が順番に送られる。すべてのページの内容を送信するには25フレームを必要とし、航法メッセージの全情報を得るには12分30秒の時間が掛かることになる。

サブフレームの内部は図2-2(b)のようにワードという単位に分割されている。1ワードは30ビットで1サブフレームは10ワードに対応し、各ワードは24ビットのデータ部とパリティチェック用の6ビットから構成される。サブフレームの先頭にはTLM(telemetry)ワード、続けてHOW(hand over)ワードが送信されることとされており、TLMワードには同期用のパターン、HOWワードにはGPS信号の時刻情報が含まれている。

### 2.1.3 各衛星の状態(サブフレーム1)

航法メッセージのサブフレーム1には、メッセージを送信している衛星自体の状態を表す数値やクロック補正係数が収められている(表2-2)。「スケール」は航法メッセージとして格納されている数値(ビットの並び順は先に送信されているほうが上位ビットで、小数点の位置は最下位ビットの右)から本来の数値に変換するための係数を表し、スケールがnの時、メッセージ中の値に $2^n$ を乗じると本来の数値が得られる。符号付きの数値については、2の補数により表現できる。

$SV_{health}$ は衛星の状態を表すコードで、0以外の場合は何らかの異常があることを示す。URAはその衛星により擬似距離を測定した場合の測距精度の目安で、15の場合はやはり何らかの異常があることを意味する。 $T_{GD}$ は民間用L1信号の群遅延、ユーザが測定した擬似距離は $T_{GD}$ だけ長くなっていることを意味する。

表2-2: サブフレーム1

ワード	ビット位置	ビット数	内容		スケール	符号	単位
1	1	22	TLM	テレメトリワード			
2	31	22	HOW	ハンドオーバーワード			
3	61	10	WN	週番号	0		
	73	4	URA	測距精度			
	77	6	SVhealth	衛星健康状態			
	83	2 MSB	IODC	クロック情報番号			
7	197	8	TGD	群遅延	-31		s
8	211	8 LSB	IODC	クロック情報番号			
	219	16	toc	エポック時刻(クロック)	4		s
9	241	8	af2	クロック補正係数	-55		s/s <sup>2</sup>
	249	16	af1	クロック補正係数	-43		s/s
10	271	22	af0	クロック補正係数	-31		s



その他のパラメータは、衛星に搭載されているクロックの補正に使用される。GPS衛星には原始時計が搭載されており、正確なタイミングで測距信号を送信しているが、ごく小さな誤差は避けられない。このため、クロックの誤差を制御局で推定した上で、航法メッセージの一部として放送し、ユーザ側で補正することとなっている。

$t_{oc}$  はこの補正の基準となる時刻で、週の始めからの経過時間で表される。クロックの補正は2次式で行われ、 $a_{f0}, a_{f1}, a_{f2}$  の3つのパラメータが用意されている。先の群遅延パラメータ  $T_{GD}$  も考慮に入れると、測距信号が送信された時刻  $t_r$  には次の補正を加えることとなる。

$$\Delta t_r = -\left\{ a_{f0} + a_{f1}(t - t_{oc}) + a_{f2}(t - t_{oc})^2 + \Delta t_r - T_{GD} \right\} \quad 2-1$$

$t_r$  は相対論的効果の補正のために必要な項で、衛星軌道パラメータより、

$$\Delta t_r = -\frac{2e\sqrt{\mu_e A}}{c^2} \sin E \quad 2-2$$

として求める。 $c$  は光速、 $e$  は離心率、 $A$  は軌道半径（エフェメリスデータより）、 $E$  は離心近点角（後に説明する）地球重力定数としては、 $\mu_e = 3.986005 \times 10^{14} \text{ m}^3/\text{s}^2$  を用いる。IODCは以上のクロック補正情報のバージョン番号を表しており、クロック補正情報が更新されるとIODCが変化するため、ユーザは補正情報の内容を比較しなくても更新の有無を知ることが出来る。

#### 2.1.4 軌道情報（エフェメリス）

表 2-3 : サブフレーム 2

ワード	ビット位置	ビット数	内容		スケール	符号	単位
1	1	22	TLM	テレメトリワード			
2	31	22	HOW	ハンドオーバーワード			
3	61	8	IODC	軌道情報番号	8		
	69	16	$C_{rs}$	軌道補正係数	-5		m
4	91	16	$n$		-31		sc/s
	107	8 MSB	$M_0$	平均近点角	-31		sc
5	121	24 LSB					
6	151	16	$C_{uc}$	軌道補正係数	-29		rad
	159	8 MSB	$e$	離心率	-33		
7	181	24 LSB					
8	211	16	$C_{us}$	軌道補正係数	-29		rad
	227	8 MSB	$A$	軌道半径	-19		$\text{m}^{1/2}$
9	241	24 LSB					
10	271	16	$t_{oe}$	エポック時刻（軌道）	4		s

表 2-4 : サブフレーム 3

ワード	ビット位置	ビット数	内容		スケール	符号	単位
1	1	22	TLM	テレメトリワード			
2	31	22	HOW	ハンドオーバーワード			
3	61	16	$C_{ic}$	軌道補正係数	-29		rad
	77	8 MSB	0	昇交点赤径	-31		sc
4	91	24 LSB					
5	121	16	$C_{is}$	軌道補正係数	-29		rad
	139	8 MSB	$i_0$	軌道傾斜角	-31		sc
6	151	24 LSB					
7	181	16	$C_{rc}$	軌道補正係数	-5		m
	197	8 MSB		近地点引数	-31		sc
8	211	24 LSB					
9	241	24	'	$i_0$ の変化率	-43		sc/s
10	279	14	l'	$i_0$ の変化率	-43		sc/s

サブフレーム 2 および 3 には、各衛星の軌道情報が格納されている。その内容は表 2-3、2-4 のとおりで、GPS 衛星の軌道は基本的にいわゆる軌道の 6 要素により表現され、さらに精度を上げるための補正パラメータが追加されている。これらの情報はエフェメリス(ephemeris)と呼ばれ、任意の時刻における GPS 衛星の位置を計算できるようになっている。

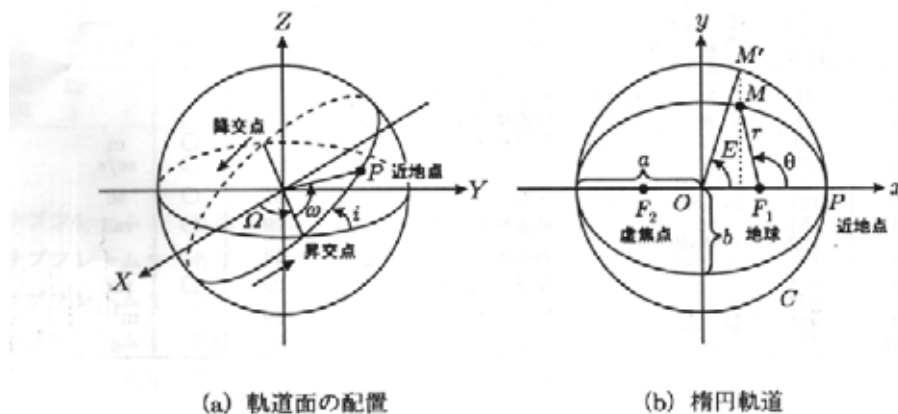


図 2-3 : 人工衛星の軌道

- 昇交点赤径 (right ascension of the ascending node ;  $\Omega$ ) : 原点と昇交点を結ぶ直線と、基準となる X 軸との間の角度。反時計回りに測る。
  - 軌道傾斜角 (inclination angle ;  $i$ ) : 軌道面の、赤道面に対する傾斜の角度。昇交点から原点を見たときの反時計方向を正とする。静止衛星では 0 度、GPS の場合は 55 度。
  - 近地点引数 (argument of perigee ;  $\omega$ ) : 原点から見た近地点の方向を示すパラメータで、昇交点を基準とした角度で表す。
  - 軌道長半径 (semi major axis ;  $a$ ) : 楕円の長径。短径  $b$  とは、 $b = a\sqrt{1-e^2}$  の関係にある。
  - 離心率 (eccentricity ;  $e$ ) : 楕円の扁平さを表すパラメータで、 $0 \leq e < 1$  の範囲にあり、 $e$  が小さいほど真円に近くなる。  $e = 0$  は円、 $e = 1$  は放物線を表す。
  - 真近点角 (true anomaly ;  $\theta$ ) ある特定の時刻 (エポック) における人工衛星の位置を表すために用いる。近地点を基準として、焦点の周りに反時計回りに測った角度とする。
- 以上の 6 つのパラメータを軌道の 6 要素といい、人工衛星の軌道を記述する際に用いられ

る(図2-3)。ただ、真近点角は時刻との関係が線形にならないことから扱いにくいので、GPS衛星の位置を計算するには平均近点角が用いられる。平均近点角(mean anomaly)  $M$  はケプラー方程式

$$M = E - e \sin E \quad 2-3$$

から求められる。ここで  $E$  は楕円の中心周りに測った角度で、離心近点離角(eccentric anomaly)といい、真近点角との間に、

$$\begin{aligned} \sin \theta &= \frac{\sqrt{1-e^2} \sin E}{1-e \cos E}, \\ \cos \theta &= \frac{\cos E - e}{1-e \cos E} \end{aligned} \quad 2-4$$

の関係がある。平均近点離角を用いると、エポック時刻  $t_0$  における平均近点角の初期値を  $M_0$  としたとき、時刻  $t$  における平均近点離角  $M(t)$  は、

$$M(t) = M_0 + n(t - t_0) \quad 2-5$$

と表せる。ここで、平均運動(mean motion)  $n_0$  は、

$$n_0 = \sqrt{\left(\frac{\mu_e}{A^3}\right)} \quad 2-6$$

であるので  $n$  は、

$$n = n_0 + \Delta n \quad 2-7$$

となり、平均運動の補正值となる。なお、 $M(t) = M_0 + 2\pi$  とすると、衛星が軌道を一周する時間、すなわち周回周期  $T$  (period of revolution) が、

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{A^3}{\mu_e}} \quad 2-8$$

と求められる。航法メッセージからGPS衛星の位置を計算するには、まず衛星の位置を計算する時刻  $t$  と、エポック時刻  $t_{oe}$  との差から平均近点角  $M_k$  を計算する。

$$t_k = t - t_{oe} \quad 2-9$$

$$M_k = M_0 + nt_k \quad 2-10$$

式 2 - 3 のケプラー方程式を使用して、離心近点角  $E_k$  を求める。

$$E_k = M_k + e \sin E_k \quad 2-11$$

この式 2 - 1 1 は「超越方程式」と呼ばれ、解析的に解けないので、 $E_0 = M_k$  として、逐次近似法を用いてもとめる。ほとんど 10 回程度計算すると十分な近似値が得られる。

$$\begin{aligned} E_1 &= E_0 + e \sin E_0 \\ E_2 &= E_0 + e \sin E_1 \\ &\vdots \\ E_{i+1} &= E_0 + e \sin E_i \end{aligned} \quad 2-12$$

$$|E_{i+1} - E_i| = \min$$

$E_k$  が求まると、式 2 - 4 を使用して、真近点角  $\theta_k$  を求める。

後は、軌道面内における衛星の位置を計算して、ECF座標系 (earth centered earth fixed) に変換すればよい。真近点角は近地点が基準であるから、これを昇交点を基準とした回転角  $\phi_k$  に変換する。

$$\phi_k = \theta_k + \omega \quad 2-13$$

回転角と軌道補正係数  $C$  を使用して、昇交点からの角度  $u_k$ 、地心距離  $r_k$ 、軌道傾斜角  $i_k$  を計算する。

$$\begin{bmatrix} u_k \\ r_k \\ i_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_k \\ A(1 - e \cos E_k) \\ i_0 + i' t_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{uc} & C_{us} \\ C_{rc} & C_{rs} \\ C_{ic} & C_{is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 2\phi_k \\ \sin 2\phi_k \end{bmatrix} \quad 2-14$$

最後に、昇交点赤径を求め、E C E F 直交座標系に変換する。

$$\Omega_k = \Omega_0 + (\Omega' - \Omega'_e)t_k - \Omega'_e t_{oe} \quad 2-15$$

$$\begin{bmatrix} x_k \\ y_k \\ z_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Omega_k & -\sin \Omega_k \cos i_k \\ \sin \Omega_k & \cos \Omega_k \cos i_k \\ 0 & \sin i_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_k \cos u_k \\ r_k \sin u_k \end{bmatrix} \quad 2-16$$

地球時点角速度は、 $\Omega'_e = 7.2921151467 \times 10^{-5} \text{ rad/s}$ である。以上により、任意の時刻においてのGPS衛星の位置を計算できる。IOD EはIOD Cと同様にエフェメリス情報のバージョン番号を意味する。また、エフェメリス情報の角度の単位としては半円(sc=semi-circle; 1sc= $\pi$  rad)が用いられており、円周率は3.1415926535898を用いる。

### 2.1.5 軌道情報 (アルマナック)

サブフレーム1～3が航法メッセージを送信している衛星自身の情報しか含まないのに対して、サブフレーム4および5には全衛星に関係した情報が収められており、どの衛星も同じ情報を放送している。これらの情報はデータ量が多いためページ単位に分割されているのは前述のとおりで、どちらのサブフレームも1～25のいずれかのページが順番に送信される。

図2-5：航法メッセージ (アルマナック)

ワード	ビット位置	ビット数	内容	スケール	符号	単位
1	1	22	TLM	テレメトリーワード		
2	31	22	HOW	ハンドオーバーワード		
3	63	6	SV ID	衛星番号		
	69	16	e	離心率	-21	
4	91	8	toa	エポック時刻 (アルマナック)	12	s
	99	16	i	軌道傾斜角	-19	sc
5	121	16	'	0の変化率	-38	sc/s
	137	8	SVhealth	衛星健康状態		
6	151	24	A	軌道半径	-11	m <sup>1/2</sup>
7	181	24	0	昇交点赤径	-23	sc
8	211	24		近地点引数	-23	sc
9	241	24	M0	平均近点角	-23	sc
10	271	8 MSB	af0	クロック補正係数		
	279	11	af1	クロック補正係数	-38	s/s
	290	3 LSB	af2	クロック補正係数	-20	s

全衛星分の概略の軌道情報はアルマナック情報と呼ばれ、サブフレーム4のページ2～5および7～10、サブフレーム5のページ1～24に収められている。合計32ページで、32機の衛星に対応する。アルマナック情報の内容は表2-5のとおりで、クロック補正情報およびエフェメリス情報の一部から構成される。同じパラメータでもエフェメリス情報に比べてビット数が減らされており、衛星の補足に最低限必要な情報に抑えられている。アルマナック情報のエポック時刻は $t_{oa}$ で規定される。

## 2.1.6 電離圏補正係数

高度100 km以上に分布する電離層にはGPSの使用するマイクロ波帯の電波の進行を遅くさせる働きがあり、これにより生じる電離層遅延についてはあらかじめ決められたモデル式により遅延量を推定して補正することになっている。補正するための情報はサブフレーム4のページ18に収められている(表2-6)。 $\alpha_0 \cdots \alpha_3, \beta_0 \cdots \beta_3$ の合計8個のパラメータによって、全世界の電離層遅延を補正するもので、この電離相補正係数はすべての衛星に共通である。

図2-6：航法メッセージ

ワード	ビット位置	ビット数	内容		スケール	符号	単位
1	1	22	TLM	テレメトリーワード			
2	31	22	HOW	ハンドオーバーワード			
3	63	6	SV ID	ページID = 56			
	69	8	0	電離層補正係数	-30		s
	77	8	1	電離層補正係数	-27		s/sc
	91	8	2	電離層補正係数	-24		s/sc <sup>2</sup>
	99	8	3	電離層補正係数	-24		s/sc <sup>3</sup>
5	107	8	0	電離層補正係数	11		s
	121	8	1	電離層補正係数	14		s/sc
	129	8	2	電離層補正係数	16		s/sc
	137	8	3	電離層補正係数	16		s/sc <sup>2</sup>
6	151	24	A <sub>1</sub>	UTCパラメータ	-50		s/sc <sup>3</sup>
7	181	24 MSB	A <sub>0</sub>	UTCパラメータ	-30		s
8	211	8 LSB					
	219	8	T <sub>ot</sub>	エポック時刻(UTC)	12		s
	227	8	WN <sub>t</sub>		0		weeks
9	241	8	t <sub>LS</sub>	現在の閏秒	0		s
	249	8	WN <sub>LSF</sub>	閏秒の更新週	0		weeks
	257	8	DN	閏秒の更新日	0		days
10	271	8	t <sub>LSF</sub>	更新後の閏秒	0		s

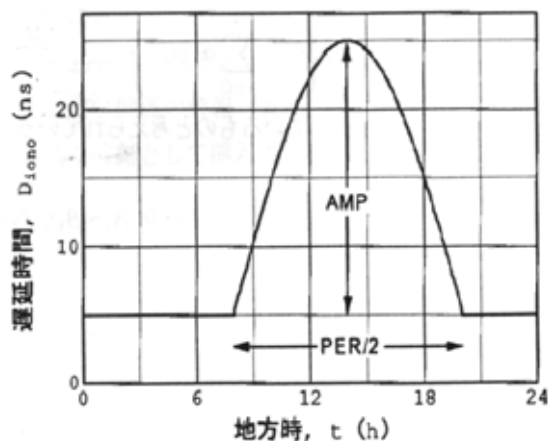


図2-4：電離層遅延モデル(コサインモデル)

電離層の1日の変化はかなり複雑な形をしているが、これを5 nsの一定遅延量と地方時の14時にピークを持つ余弦関数の上半分とを組み合わせた曲線で簡略化する(図2-4)。

以下にそのモデル式を示す。

$$T_{iono}(t_L) = \begin{cases} F \left[ 5 \times 10^{-9} + AMP \left( 1 - \frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{24} \right) \right] & , |x| < 1.57 \\ 5 \times 10^{-9} F & , |x| \geq 1.57 \end{cases} \quad 2-17$$

このモデル式はコサインモデルと呼ばれている。式 2 - 1 7 の  $x$  はコサイン関数の位相を表しており、

$$x = \frac{2\pi(t_L - 14 \times 3600)}{PER} \quad 2-18$$

より計算する。 $t_L$  は、衛星から送信された電波が電離層に入射する位置 (pierce point) における地方時で、GPS 時刻  $t$  との関係は

$$t_L = 12 \times 3600 \lambda_i + t \quad 2-19$$

である ( $\lambda_i$  は電波と電離層が交わる点の経度)。AMP はコサイン波の振幅を表し、電離層遅延パラメータ  $\alpha_0 \cdots \alpha_3$  より

$$AMP = \sum_{i=3}^3 \alpha_i \Phi_m^i \quad 2-20$$

として計算される。電離層に関する現象は地磁気に関係していると考えられるため、磁気緯度  $\Phi_m$  [rad] が使用される。PER はコサイン波の周期であり、電離層遅延補正パラメータ  $\beta_0 \cdots \beta_3$  より、

$$PER = \sum_{i=0}^3 \beta_i \Phi_m^i \quad 2-21$$

で計算される。磁気緯度  $\Phi_m$  は受信機の地理座標 ( $\phi_u, \lambda_u$ ) と、衛星仰角  $EL$  と衛星の方位角  $AZ$  より求めることが出来る。まず、受信機の位置と、電波が電離層と交わる位置の地球中心を原点とする角度をもとめる (角度はすべて半円 (semi-circle) とする)。

$$\psi = \frac{0.00137}{EL + 0.11} - 0.022 \quad [sc] \quad 2-22$$

この角度から、電波と電離層が交わる点の緯度を求める。

$$\phi_{i0} = \phi_u + \psi \cos AZ \quad [sc] \quad 2-23$$

$$\phi_i = \begin{cases} \phi_{i0} & |\phi_{i0}| \leq 0.416 \\ 0.416 & \phi_{i0} > 0.416 \\ -0.416 & \phi_{i0} < -0.416 \end{cases} \quad [sc] \quad 2-24$$

次に電波と電離層が交わる点の経度を求める。

$$\lambda_i = \lambda_u + \frac{\psi \sin AZ}{\cos \phi_i} \quad [sc] \quad 2-25$$

上記で求めた電波が電離層に入射する位置座標 $(\phi_i, \lambda_i)$ より、磁気緯度 $\Phi_m$  [sc]を求める。

$$\Phi_m = \phi_i + 0.064 \cos(\lambda_i - 1.617) \quad [sc] \quad 2-26$$

最後に $F$ を求める。これは、電波が天頂方向からでなく斜め方向から電離層に入射するために電離層の通過距離が長くなる影響を考慮するためのもので、衛星仰角 $EL$ から求められる。実際のGPS受信機では、近似式として以下の式を使用している。

$$F = 1.0 + 16.0(0.53 - EL)^3 \quad 2-27$$

図2-5にこの電離層遅延モデルを使用した場合の衛星仰角と遅延増加率の関係を示す。天頂方向の遅延が0となり、仰角が低くなるほど遅延増加率は増加することが分かる。これは、前述したように、仰角が低くなるにつれ、電波が電離層を通過する距離が長くなる影響である。



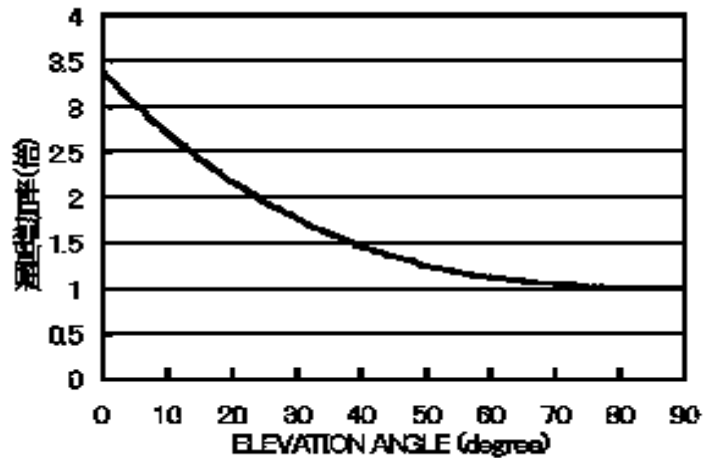


図 2 - 5 : 衛星仰角と電離層遅延増加率の関係

### 2.1.7 UTC

GPS が基準とする時系は GPS 時刻と呼ばれ、GPS 衛星および地上の M C S (主統制局) はすべてこの時系にしたがって稼働している。GPS 時刻は M C S に設置されているセシウム原子時計により管理されているが、そのベースとなっているのは米海軍天文台 (USNO ; US Naval observatory) の原子時計である。ユーザが GPS 受信機により得る時計は GPS 時刻が基準となるから、USNO 時刻にも同期していることになる。

サブフレーム 4 のページ 18 には、GPS 時刻と UTC (協定世界時) との関係を表す変換パラメータが格納されている。この情報を利用すれば、受信機側で UTC や J S T (日本標準時) が得られる。GPS 時刻  $t$  から UTC による時刻  $t_{UTC}$  への変換は、次式により行う。

$$t_{UTC} = t - \Delta t_{UTC} \quad 2-28$$

$$\Delta t_{UTC} = \Delta t_{LS} + A_0 + A_1(t - t_{ot}) \quad 2-29$$

$A_0, A_1$  は USNO 原子時計の UTC に対するズレをあらわしており、エポック時刻  $t_{ot}$  からの経過時間の 1 次式により補正する。 $\Delta t_{LS}$  は閏秒で、1999 年～現時点まで  $\Delta t_{LS} = 13s$  である。閏秒は不定期に実施されることから、GPS 衛星が放送する UTC 関係 (表 2-6) の情報には次回の閏秒の更新予定日が含まれている。

## 2.2 測位計算

### 2.2.1 ユーザ位置計算

衛星  $i$  と受信機との間の距離の測定値を  $r_i$  [m] と書くことにする。これは正確な距離  $\rho_i$  [m] に受信機の時計の進み  $\delta$  [s] による誤差が加わって測定されたものであることから擬似距離 (pseudorange) と呼ばれ、 $r_i = \rho_i + c\delta = \rho_i + s$  の関係にある。受信機の時計が進んでいると、測距信号が到着する時間に本来よりも進んだ時刻が観測されるため、見かけ上余分に時間が掛かったことになり、距離の測定結果が長めとなる。

衛星の位置は既知として、測定した擬似距離から受信機位置を求めることを考える。衛星と受信機間の正確な距離  $\rho_i$  は、受信機位置を  $(x, y, z)$ 、衛星  $i$  の位置を  $(x_i, y_i, z_i)$  とすると、

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} \quad 2-30$$

と表される(単位はすべて[m])。可視衛星数が  $N$  のとき、擬似距離と本来の距離との関係より、受信機位置  $X$  を求めるためには、連立方程式

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} + s \\ r_2 &= \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} + s \\ &\vdots \\ r_N &= \sqrt{(x_N - x)^2 + (y_N - y)^2 + (z_N - z)^2} + s \end{aligned} \quad 2-31$$

を、 $x, y, z, s$  についてとけばよい。3次元の位置を決めるためには未知数は最低3つとなるが、式 2-30 では受信機の時計誤差  $\delta$  も未知数として扱われているため未知数は合計4つとなり、これを解くには最低4つの方程式が必要となる。したがって、4個以上の衛星を使用して擬似距離を測定する必要がある。

連立方程式 2-31 のそれぞれの式は、二乗すると球面を表す式になる。幾何学的には、受信機位置  $x, y, z$  はこれらの球面の交点として求めることができる。正しく距離が測定されていれば4つの球面は1点で交わるはずだが、擬似距離は受信機クロック誤差  $s = c\delta$  だけ長く測定されているから、1点では交わらない。このため、図 2-6 のように球面が1点で交わるように  $s$  を変化させて球の大きさを調節すると、その時の交点として受信機位置が求められる。5個以上の衛星を使用する場合はそれでも1点では交わらないので、受信機位置  $x, y, z$  と各球面との距離の二乗和が最も小さくなるように  $s$  を調整する(最小二乗法)。

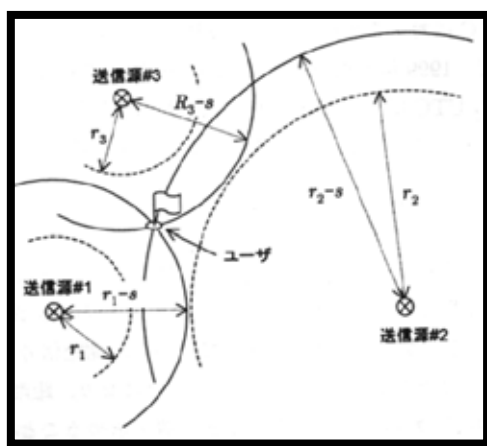


図 2-6 : 球面の交点として位置を求める

式 2-31 は非線形の連立方程式であるため、通常は適当な初期値のまわりで線形化をおこない、

逐次近似法により解を得る。いかにその手順を示す。

- ( 1 )  $x, y, z, s$  について適当な初期値  $x^0, y^0, z^0, s^0$  を用意する。
- ( 2 )  $x^0, y^0, z^0, s^0$  としたときに擬似距離として測定されるべき値を計算する。

$$\begin{aligned}
 r_1^0 &= \sqrt{(x_1 - x^0)^2 + (y_1 - y^0)^2 + (z_1 - z^0)^2} + s^0 \\
 r_2^0 &= \sqrt{(x_2 - x^0)^2 + (y_2 - y^0)^2 + (z_2 - z^0)^2} + s^0 \\
 &\vdots \\
 r_N^0 &= \sqrt{(x_N - x^0)^2 + (y_N - y^0)^2 + (z_N - z^0)^2} + s^0
 \end{aligned}
 \tag{2-32}$$

- ( 3 ) 実際に測定された擬似距離  $r_i$  に対して、残差  $\Delta r_i = r_i - r_i^0$  を求める。
- ( 4 )  $x^0, y^0, z^0, s^0$  をこの残差に相当する分だけ修正すれば、正しい解に近づくことができる。このためには、 $r_i$  の  $x, y, z, s$  による偏微分

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial r_i}{\partial x} &= -(x_i - x^0)/r_i^0, & \frac{\partial r_i}{\partial y} &= -(y_i - y^0)/r_i^0, \\
 \frac{\partial r_i}{\partial z} &= -(z_i - z^0)/r_i^0, & \frac{\partial r_i}{\partial s} &= 1
 \end{aligned}
 \tag{2-33}$$

を用いる。 $x^0, y^0, z^0, s^0$  の変化量を  $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta s$  と書くと、

$$\begin{aligned}
 \Delta r_1 &= \frac{\partial r_1}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial r_1}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial r_1}{\partial z} \Delta z + \frac{\partial r_1}{\partial s} \Delta s \\
 \Delta r_2 &= \frac{\partial r_2}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial r_2}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial r_2}{\partial z} \Delta z + \frac{\partial r_2}{\partial s} \Delta s \\
 &\vdots \\
 \Delta r_N &= \frac{\partial r_N}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial r_N}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial r_N}{\partial z} \Delta z + \frac{\partial r_N}{\partial s} \Delta s
 \end{aligned}
 \tag{2-34}$$

という連立方程式が得られる。 $\Delta r_i$  は分かっているから、この連立方程式を  $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta s$  について解けばよい。

- ( 5 ) 得られた  $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta s$  を初期値として与えた  $x^0, y^0, z^0, s^0$  に加えて、初期値を変更

する。

$$\begin{aligned} x^1 &= x^0 + \Delta x, & y^1 &= y^0 + \Delta y, \\ z^1 &= z^0 + \Delta z, & s^1 &= s^0 + \Delta s, \end{aligned} \quad 2-35$$

(6) 初期値を  $x^1, y^1, z^1, s^1$  に更新して、(2) に戻る。以上の手順を  $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta s$  が十分に小さくなるまで繰り返す。

このような手順で解を求めることが出来る。通常はそれほど厳密な初期値は必要なく、数回程度の繰り返しで正しい解に収束する。

手順(4)の方程式の解法を紹介する。取り扱いを簡単にするために方程式を行列により表現する。ベクトル  $\Delta X = [\Delta x \ \Delta y \ \Delta z \ \Delta s]^T$ 、 $\Delta R = [\Delta r_1 \ \Delta r_2 \ \dots \ \Delta r_N]^T$  を利用すると、(4)の方程式は、

$$G\Delta X = \Delta R \quad 2-36$$

と簡単に書くことが出来る。行列  $G$  は、

$$G = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_1}{\partial x} & \frac{\partial r_1}{\partial y} & \frac{\partial r_1}{\partial z} & \frac{\partial r_1}{\partial s} \\ \frac{\partial r_2}{\partial x} & \frac{\partial r_2}{\partial y} & \frac{\partial r_2}{\partial z} & \frac{\partial r_2}{\partial s} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial r_N}{\partial x} & \frac{\partial r_N}{\partial y} & \frac{\partial r_N}{\partial z} & \frac{\partial r_N}{\partial s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(x_1 - x)}{r_1} & \frac{-(y_1 - y)}{r_1} & \frac{-(z_1 - z)}{r_1} & 1 \\ \frac{-(x_2 - x)}{r_2} & \frac{-(y_2 - y)}{r_2} & \frac{-(z_2 - z)}{r_2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{-(x_N - x)}{r_N} & \frac{-(y_N - y)}{r_N} & \frac{-(z_N - z)}{r_N} & 1 \end{bmatrix} \quad 2-37$$

で、GPS 衛星と受信機の相対的な位置関係により決まる。式 2-36 の連立方程式の解は、方程式が 4 つ ( $G$  が  $4 \times 4$  の正方行列の場合) であれば、 $G$  の逆行列を求めることで得られる。

$$\Delta X = G^{-1}\Delta R \quad 2-38$$

方程式が 5 つ以上 (測位に使用する衛星が 5 つ以上) ある場合は未知数よりも方程式のほう

が数が多いことになる。これは、「過剰決定の状態」と呼ばれ、実際式 2-38 の左辺には誤差  $\varepsilon_i$  が含まれており、

$$G\Delta X + \varepsilon = \Delta R \quad 2-39$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \vdots \\ \varepsilon_N \end{bmatrix} \quad 2-40$$

となる。そこで、この誤差  $\varepsilon_i$  の二乗和を最小にするように解を決定する。これを「最小二乗法」と呼ぶ。

まず式 2-39 を

$$\varepsilon = \Delta R - G\Delta X \quad 2-41$$

と書き直す。このとき誤差  $\varepsilon$  の二乗和  $f$  は、

$$\begin{aligned} f &= \sum_{i=1}^N (\varepsilon_i)^2 \\ &= \varepsilon^T \varepsilon \\ &= (\Delta R - G\Delta X)^T (\Delta R - G\Delta X) \\ &= \Delta R^T \Delta R - 2\Delta R^T G\Delta X + \Delta X^T (G^T G)\Delta X \end{aligned} \quad 2-42$$

で表すことができる。ここで  $T$  は転置行列を示す。  $f$  を最小にするために変数  $\Delta X$  で偏微分して極値を求めると、

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial \Delta X} &= -2\Delta R^T G + 2\Delta X^T (G^T G) = 0 \\ \Delta X^T (G^T G) &= \Delta R^T G \end{aligned} \quad 2-43$$

となり、両辺の転置をとり、  $(AB)^T = B^T A^T$  という性質と  $(G^T G)$  が対称行列であることから、

$$(G^T G)\Delta X = G^T \Delta R \quad 2-44$$

となる。これを「正規方程式」と呼び、  $\Delta X$  について解けば、

$$\Delta X = (G^T G)^{-1} G^T \Delta R \quad 2-45$$

と最小 2 乗解が得られる。得られた  $\Delta X$  を更新量とする。

### 2.2.2 共分散行列

定点において連続的に GPS 測位を行うと測位点は一点に集まることなく、必ず散らばってしまう。これはコードの立ち上がりの勾配が急峻でないことや伝搬経路上での問題で到着時間が揺らぐことが原因とされている。式 2-36 では概略位置の補正值  $\Delta X$  が最小となるよう擬似距離の値を逐次的に修正して測定点の位置をもとめることが出来た。 $\Delta X$  の収束値はゼロを中心とする真の位置からの偏位をしめしているの、これに転置行列  $\Delta X^T$  をかけることによって、 $(x, y, z)$  方向への分散が求めることが出来る。

$$\begin{aligned} \Delta X \Delta X^T &= (G^T G)^{-1} G^T \Delta R \Delta R^T \\ &= (G^T G)^{-1} \Delta R \Delta R^T \\ \Delta R \Delta R^T &= \sigma^2 \end{aligned} \quad 2-46$$

ここで  $\Delta R \Delta R^T$  は擬似距離測定における誤差の分散  $\sigma^2$  (擬似距離の分散) であるから、 $(G^T G)^{-1}$  は擬似距離測定誤差の測位誤差への拡大係数と考えることができる。以下で分かりやすくするために

$$H = (G^T G)^{-1} = \begin{bmatrix} \sigma_{xx}^2 & \sigma_{xy}^2 & \sigma_{xz}^2 & \sigma_{xs}^2 \\ \sigma_{yx}^2 & \sigma_{yy}^2 & \sigma_{yz}^2 & \sigma_{ys}^2 \\ \sigma_{zx}^2 & \sigma_{zy}^2 & \sigma_{zz}^2 & \sigma_{zs}^2 \\ \sigma_{sx}^2 & \sigma_{sy}^2 & \sigma_{sz}^2 & \sigma_{ss}^2 \end{bmatrix} \quad 2-47$$

とする。ここで行列  $H$  は共分散行列と呼ばれ、各変数間  $(x, y, z, s)$  の誤差の相互関係 (分散) を表している。この共分散行列より RMS (Root Mean Square) 位置誤差は

$$RMS \text{ position error} = \sigma^2 (H_{11} + H_{22} + H_{33}) \quad 2-48$$

として計算でき、誤差を表す指標として有効である。

### 2.2.3 DOP (Dilution of Precision)

測位精度を決める要因としては、(1) 擬似距離の測定精度(測距精度)、(2) 利用者と衛星との幾何学的位置関係(DOP)の2つがある。(1)については、前述の $\sigma$ が表している。(2)のDOPに関して位置精度を表すPDOP(Position DOP)と時間精度を表すTDOP(Time DOP)は以下のように計算できる。

$$PDOP = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2} = \sqrt{H_{11} + H_{22} + H_{33}} \quad 2-49$$

$$TDOP = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_{ss}^2} = \sqrt{H_{44}} \quad 2-50$$

そして、幾何学精度を表すGDOP(Geometric DOP)は、

$$GDOP = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2 + \sigma_{ss}^2} = \sqrt{H_{11} + H_{22} + H_{33} + H_{44}} \quad 2-51$$

として計算できる。GPSにおけるおよその測位精度は測距精度にDOPを乗じることで概算でき、

$$RMS(3D \text{ position estimation error}) = \sigma \cdot PDOP \quad 2-52$$

$$RMS(\text{Clock bias estimation error}) = \sigma \cdot TDOP \quad 2-53$$

$$RMS(3D \text{ position and clock bias estimation error}) = \sigma \cdot GDOP \quad 2-54$$

の関係がある。ただしクロックエラーの測位精度は距離で表されるため、単位を時間で表すために光速 $c$ で除する必要がある。

これらの計算はすべてECEF座標系での位置決定における測位精度である。そのため、アンテナ位置を中心とした水平方向と垂直方向のDOPを考える場合、行列 $\Delta X$ をECEF座標系から、ENU(East, North, Up)の局地座標系に変換して計算する必要がある。 $\Delta X$ の $(x, y, z)$ 成分を $\Delta X_{(x,y,z)} = (\Delta x, \Delta y, \Delta z)$ とし、座標変換後の行列を $\Delta X_{L(x,y,z)} = (\Delta x_E, \Delta y_N, \Delta z_u)$ とすると、

$$\begin{bmatrix} \Delta X_{L(x,y,z)} \\ \Delta s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_L & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X_{(x,y,z)} \\ \Delta s \end{bmatrix} = \tilde{R}_L \begin{bmatrix} \Delta X_{(x,y,z)} \\ \Delta s \end{bmatrix} \quad 2-55$$

ここで、 $R_L$  は座標変換のための回転行列とする。E N U座標系の  $\Delta X_L = (\Delta x_E, \Delta y_N, \Delta z_U, \Delta s)$  を使用し、式 2 - 4 7 と同じように、共分散行列  $\tilde{H}$  を作成すると、

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} EDOP^2 & \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & NDOP^2 & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & VDOP^2 & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet & TDOP^2 \end{bmatrix} \quad 2-56$$

となり、E D O P (East D O P)、N D O P (North D O P)、V D O P (Vertical D O P)、T D O P が定義され、水平方向の位置精度 (H D O P) と高さ方向の位置精度 (V D O P) は、

$$HDOP = \sqrt{\tilde{H}_{11} + \tilde{H}_{22}} \quad 2-57$$

$$VDOP = \sqrt{\tilde{H}_{33}} \quad 2-58$$

となる。それぞれの測距精度は、

$$RMS \text{ horizontal error} = \sigma \cdot HDOP \quad 2-59$$

$$RMS \text{ vertical error} = \sigma \cdot VDOP \quad 2-60$$

$$RMS \text{ 3D error} = \sqrt{\sigma_{EE}^2 + \sigma_{NN}^2 + \sigma_{UU}^2} = \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2} = \sigma \cdot PDOP \quad 2-61$$

となる。

#### 2.2.4 測位分布

変数  $(j - k)$  間の相関係数  $\rho_{jk}$  は、 $\sigma_{jk} = \sigma_{kj} (j \neq k)$  の関係を用いて、

$$\rho_{jk} = \frac{\sigma_{jk}^2}{\sigma_{jj}\sigma_{kk}} \quad 2-62$$

のように決定される。

一方、一般に 2 つの確率変数  $(x', y')$  がそれぞれ正規分布に従う誤差を持ち、それぞれ標準偏差を  $\sigma_x, \sigma_y$ 、相関係数  $\rho_{x,y}$  とすると、確率分布が一定の曲線は楕円となり、 $x - y$  平面において、

$$\frac{x^2}{\sigma_x^2} - 2\rho_{xy} \frac{x}{\sigma_x} \frac{y}{\sigma_y} + \frac{y^2}{\sigma_y^2} = (1 - \rho_{xy}^2) C \quad 2-63$$



となり、この楕円を共分散楕円という。ここで、 $C$ の平方根は楕円の軸の長さに比例するが、この楕円の内側に確率変数 $(x', y')$ を観測する確立 $P$ は $C$ の関数で、

$$P = 1 - \exp\left(\frac{-C}{2}\right) \quad 2-64$$

となる。ただし相関係数 $\rho_{xy}$ は、

$$\rho_{xy} = \frac{\text{cov}(x', y')}{\sigma_x \sigma_y} \quad 2-65$$

で与えられる。式2-64において、 $C=6$ とすると $P=95.02\%$ となるので、このときの楕円が95%誤差楕円となりこの楕円の中に測位点の95%が含まれることになる。

ここで $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$ 、相関係数 $\rho_{xy} = 0$ とすると、式2-63は次式のように円となり、円形正規分布を表す。

$$x^2 + y^2 = C\sigma^2 \quad 2-66$$

式2-64において、 $P=0.5$ を代入すると、 $C$ は $(1.1774)^2$ となり、半径 $1.1774\sigma$ の円内に50%の測位点が含まれていることになる。この円を50%確率円と呼び、この円の半径を円形確立誤差[5]あるいはCEP (Circular Error Probable)と呼ぶ。半径方向測位誤差 $drms$ は $x, y$ 方向の分散が等しいとしているので、

$$drms = \sqrt{\sigma^2 + \sigma^2} = \sqrt{2}\sigma \quad 2-67$$

となり、 $CEP = 1.1774\sigma = 0.833drms$ となる。さらに式2-67の両辺を二乗して、式2-66の右辺 $C\sigma^2$ を $(C/2)drms^2$ と書き換えて、 $C=6$ を代入すると、 $1.73drms$ が95%誤差円となる。一方、 $C\sigma^2$ に $2(2drms)^2$ をいれると $C=8$ となり、式2-64の $C$ に8を代入すると $P=98.16\%$ となり、98.16%の測位点が $2drms$ 円の中に含まれることになる。一方、例えば $x$ 方向の誤差が $y$ 方向それに比べて極めて大きいときは $drms \cong \sigma_x \cong \sigma$ となって、1次元の確率過程に近くなり $2drms$ 円が95.45%誤差円となる。したがって $2drms$ 円は楕円の離心率により95.45%~98.16%の間で測位点を含む確率が変化する。

衛星の配置により得られる共分散行列から共分散楕円を書くには式2-62に

$$\begin{aligned} \sigma_x &= \sigma_{xx} \sigma_0 \\ \sigma_y &= \sigma_{yy} \sigma_0 \end{aligned} \quad 2-68$$

および、式 2-65 から得られる相関係数  $\rho_{xy}$  を代入すればよい。又同時に  $x-y, y-x$  の組み合わせをとることにより、測位に先立ち予測される誤差の傾向が求められることになる。

### 2.2.5 測位精度評価について

今回測位精度を大きく 2 つ観点から評価する。1 つ目は精度 (Precision) 2 つ目は確度 (Accuracy) と呼ばれるものである。精度、確度の概要図を図 4-3 に示す。図 4-3 中の 4 つの図はすべて、ある測位結果の 2 次元方向分布プロットの例である。横軸と縦軸の交点が測位点の真値としている。黒い円を測位分布であるとしている。以上の条件で精度と確度を説明する。

まず図 4-3(a) は測位分布の平均値が真値に近く、分布の大きさも 4 種類の中では小さい。図 4-3(a) のような状態は高精度、高確度であるといえる。図 4-3(b) は測位分布の大きさは小さいが分布の中心が真値からずれて測位されている。この状態は低精度、高確度であるといえる。図 4-3(c) は測位分布の中心は真値に近いが測位分布の大きさが大きい。この状態は低精度、高確度であるといえる。最後に図 4-3(d) は測位分布の平均値も真値からずれ、分布の大きさも大きい。この状態を低精度、低確度という。精度は測位分布の大きさを評価する指標であり、確度は測位分布が真値からのずれを示す指標である。具体的には精度は測位結果の平均値をもとにした標準偏差、後述する  $2drms$  の値であり、確度は真値からの誤差の平均値の値である。また本論分で測位精度は精度と確度の両者を示すことと定義する。

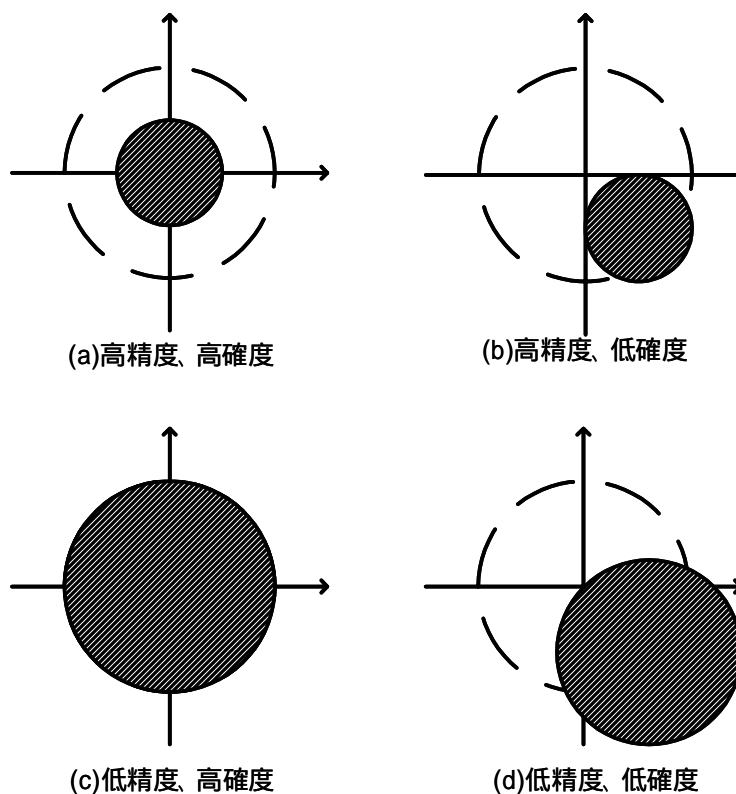


図 4-3 精度と確度の概要図

## 2.3 測地系

### 2.3.1 WGS-84 と日本測地系

経緯度により座標を表示する場合の原点は地球の中心 (重心) である。したがって、本来

は原点を正確に定めるために地球の形状に関する詳細な知識がなければならないが、大変困難である。そこで、各国においてそれぞれの測地系が定められており、これに基づいて測量が行われることになっている。日本において従来採用されていたものは日本測地系（Tokyo datum）と呼ばれ、日本で発行する地図には日本測地系の経緯度が表示されていた。日本測地系の経緯度原点は東京都港区麻布台にあり、この地点の経緯度が測量法により規定されている。

表 2 - 7 : 日本測地系とWGS 84

	WGS 84系	日本測地系 (Tokyo datum)
座標系の種類	地心測地座標系	局所測地座標系
準拠楕円体	WGS 84楕円体	Bessel楕円体
長半径 (a)	6378137m	6377397.155m
扁平率 (f)	1/298.257223563	1/299.152813
楕円体の当てはめ	地球全体	経度緯度原点 (東京) 周辺
楕円体の原点	地球重心	地球重心からずれている
高さの基準面	WGS 84楕円体	東京湾の平均海水面
高さの種類	楕円体高	標高
実現方法	G P S 測位	水平 : 三角、三辺測量 高さ : 水準測量
基準となるもの	衛星と地上追跡局	国家基準点
設立年代	1984	明治時代

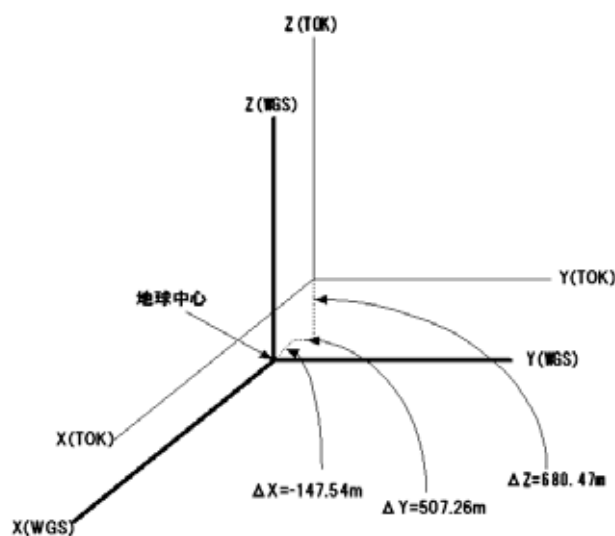


図 2 - 7 : 日本測地系とWGS - 84

こうした各国固有の測地系は国内の測量作業には都合がよく、経緯度原点を基準として多数の三角点の経緯度を定めておけば、これらを基準として測量を行い、対象地点の座標を決定することが出来る。ただし、測地系の異なる国との国境では同一地点であっても座標地が違ってあらわされることがあり、共通の座標系が必要な場合は不都合を生じる。GPSのように全世界で使用可能なシステムでは、このような各国単位の座標系では都合が悪いため、世界中で共通に使える測地系として、米国により世界測地系（WGS : World Geodetic System）が開発さ

れた。WGSにもいくつかバージョンがあるが、現在GPSが採用しているのはWGS 84と呼ばれる測地系であり、座標原点は地球の重心、地球の形状を現すパラメータは最新の値とされている。

日本測地系からWGS-84への変換(図2-7)は以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{WGS-84} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{Tokyo} + \begin{bmatrix} -147.54 \\ 507.26 \\ 680.47 \end{bmatrix} \quad 2-69$$

GPSの座標計算で利用されるECEF座標系は、WGS 84に準拠した直交座標系である。最近では精密測量分野でITRF(International terrestrial reference frame)という座標系が使用されるようになってきているが、現在のWGS 84は改正をへてITRFに近いものになっており、すくなくとも航法用途では両者はほぼ同一のものとして取り扱われる。

最近ではGPSによる測量が普及するなどして測地系の違いによる不便さが顕著になったことから、日本においても測量業務には全面的に世界測地系を使用することとなり、国土地理院が発行する地図にも世界測地系による経緯度が表示されるようになった。

### 2.3.2 標高とジオイド高

ある地点の位置を正確に表すためには、地面の高さを表す標高も必要なパラメータである。標高を測定する作業を水準測量といい、基準面からの鉛直距離を標高という。

GPSの場合の基準面は、WGS 84が採用している地球楕円体(準拠楕円体:reference ellipsoid)の表面からの高度が使われる。これを楕円体高(ellipsoidal height)といい、東京近辺では標高よりも40m程度大きな値となる。

楕円体高は理想的な形状の回転楕円体からの高さであるから平均海面からの高さである標高との差は地域によって異なり、世界全体では最大100m程度になる。このため、標高が必要な場合には、衛星航法の分野ではジオイド

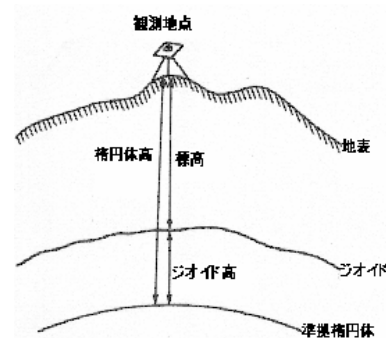


図2-8:標高とジオイド高

(geoid)という考え方が用いられる。ジオイドとは、地球全体に水を張ったと仮定してそのときの水面に相当する面(等ポテンシャル面)で、平均海面と一致するものをいう。地球の大きさと比較すればジオイド面は滑らかな曲面であるが、局所的な重力の強弱に影響されて重力の強い山地ではジオイド面が凹、海溝周辺ではジオイド面が凸になっている。

楕円体高 $h$ とジオイド面からの標高 $H$ の関係を図2-8に示す。

$$H = h - N \quad 2-70$$

であるから、ジオイド高 $N$ が分かれば、楕円体高から標高を知ることが出来る。

## 第3章 ソフトウェア GPS 受信機

### 3.1 はじめに

本研究では、プロトタイプのソフトウェア GPS 受信機を開発した。プロトタイプのソフトウェア GPS 受信機は、データを取得できる GPS RF Front End と PC 上の信号処理プログラム(後処理)によって構成されている。GPS RF Front End は Accord Software and System Private Company の GPS Signal Tap を購入し、信号処理プログラム(信号捕捉、追尾、擬似距離測定)はプログラミングソフトウェア MATLAB で作成した。ソフトウェア GPS 受信機に使用されるアルゴリズムは従来のものと異なる点が多く、後処理特有のアルゴリズムも使用している。この章では、ソフトウェア GPS 受信機の構成、GPS RF Front End、信号処理のアルゴリズムについて解説をする。

### 3.2 ソフトウェア GPS 受信機の概要

#### 3.2.1 ソフトウェア GPS 受信機の構成

図 3-1 はソフトウェア GPS 受信機の構成図である。はじめにアンテナから GPS 信号が受信され、その信号は RF Front End で RF (無線周波数) から IF (中間周波数) へとダウンコンバートされる。AD変換器は IF 信号のデジタル化に使用され、信号処理はハードウェアからソフトウェアへと移る。信号捕捉プログラムは各衛星信号の有無を確認するため、信号追尾プログラムは航法メッセージの位相を見つけるために実行される。信号追尾プログラムの出力が航法メッセージに変換された後、エフェメリスデータと擬似距離が得られ、最後にユーザの位置が計算される。

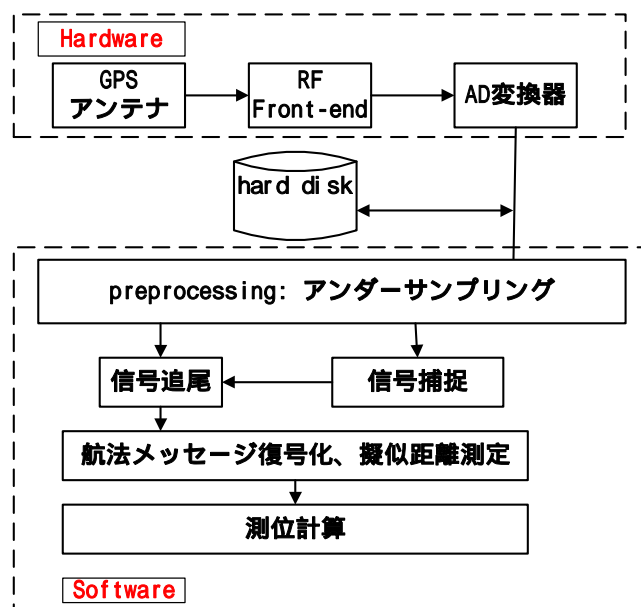


図 3-1 ソフトウェア GPS 受信機の構成図

### 3.3 GPS RF Front End

GPS Signal Tap は L1 周波数対応の GPS RF Front End である。図 3-2 はその写真を示している。GPS Signal Tap は 2 つのステージの RF ダウンコンバータ(図 3-3)を持っている。第 2 ステージで IF 信号がサンプリングされ、解析のため PC に格納される。ユーザはあらかじめ定

義された時間間隔でデータサンプルの取得ができる。GPS Signal Tap は RF ダウンコンバータと信号バッファー2つのメインブロックで構成されている。図3-4はGPS Signal Tap のシステムブロック図である。RF ダウンコンバータはGPS衛星信号をアンテナケーブルアセンブリから取得し、ミキサー、局部発振器、バンドパスフィルタを使い搬送波周波数をIF（中間周波数）へとダウンコンバートする。その後、IF信号は選択されたサンプリング周波数によってサンプリングされ、デジタル化されたIF信号が生成される。信号バッファーはGPS信号のデジタルサンプルを収集し、それらをUSB経由でPCに送る前に、一時RAMボードに格納する。ユーザはPC上のアプリケーションからGPS Signal Tap の設定ができ、あらかじめ定義された時間間隔、設定されたサンプリングレートによる取得が可能となっている。ソフトウェアで取得されたデータサンプルはPCのハードディスクに格納され、ユーザの開発したソフトウェアで使用することができる。

表3-1はGPS Signal Tap のシステム特性をまとめたものである。注目すべきはIF帯域幅が8MHzであることと、高いサンプリングレートを提供できることである。相関のピーク先鋭さは帯域幅に依存するため、8MHzのような広帯域のIF帯域幅は高精度のコード追尾を提供し、マルチパス誤差削減の研究にも必要とされている。



図3-2 GPS Signal Tap の写真

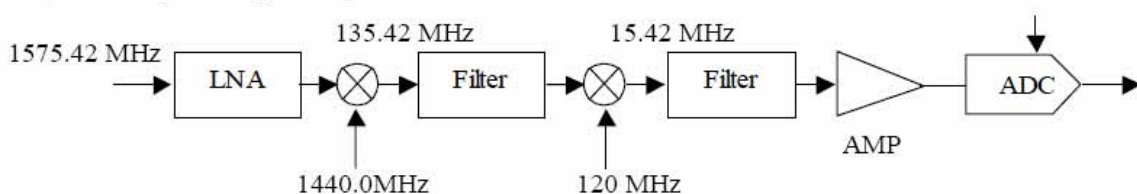


図3-3 GPS Signal Tap のダウンコンバータ

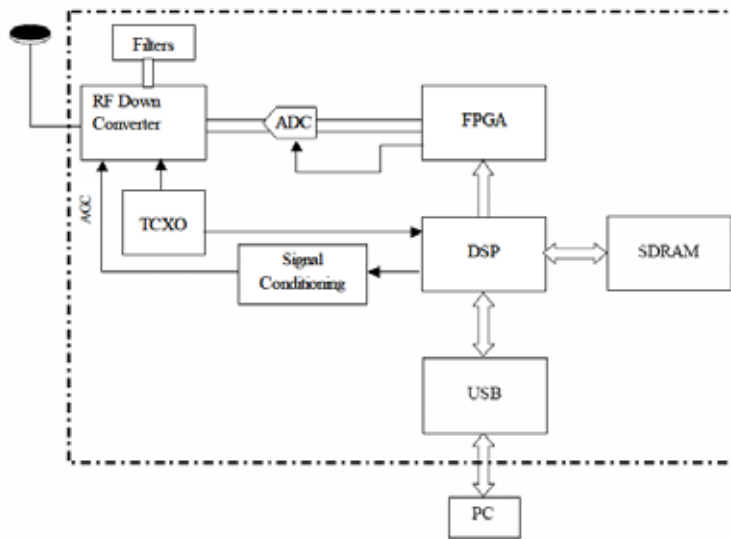


図 3-4 GPS Signal Tap のシステムブロック図

### 3.3 信号捕捉

#### 3.3.1 信号捕捉の概念

信号捕捉は GPS 信号の有無を確認するために必要とされる処理である。一度信号を捕らえることができれば、重要な 2 つパラメータが得られ、信号追跡 (tracking) プログラムへと受け渡される。1 つは C/A コードのコード到達点、もう 1 つは入力信号の搬送波周波数である。取得されたデータは複数の衛星の信号を含んでおり、信号はそれぞれ異なるコードとドップラ周波数を持っている。信号捕捉はまずコード到達点を見つけコードレプリカを入力信号に掛け合わせ、逆スペクトル拡散を行う。一度スペクトラムが逆拡散できれば、その出力は CW 信号となり、搬送波周波数の推定が可能となる。そしてコード到達点と搬送波周波数が信号追跡プログラムに受け渡される。これが信号捕捉の基本的な概念である。従来の受信機では、コード到達点は時間応答の積分によって、搬送波周波数は FFT(高速フーリエ変換)によって推定されるのが一般的である。(推定される搬送波周波数はダウンコンバージョンによって発生する中間周波数のことを意味する)

#### 3.3.2 FFT 方式

ソフトウェア受信機では処理時間を削減するため、上記のものとは違う方式が一般的に用いられている。その方式をこの節では FFT 方式と仮称し解説をする。

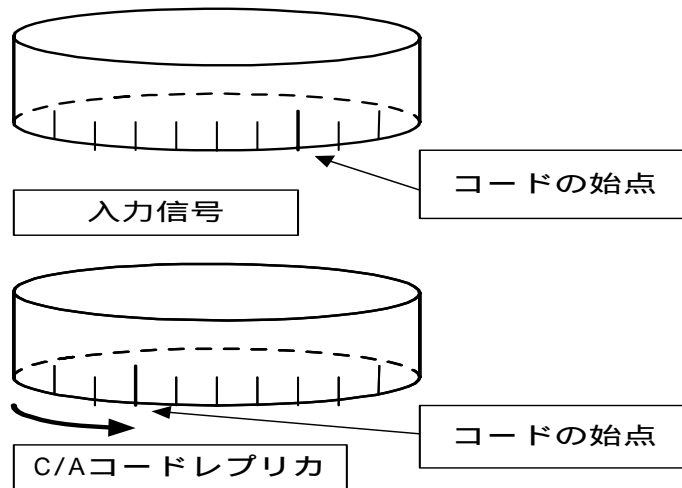


図 3-5 Circular correlation のイメージ図

FFT 方式と従来の方式の違いは、搬送波周波数 (中間周波数 + ドップラ周波数) が  $\pm 10\text{kHz}$  の周波数帯域でサーチされ、コード相関が FFT を使った Circular correlation で実行されることである。Circular correlation は円形状にコードレプリカをシフト (回転) することで入力信号のコードと相関をとるたたみ込み積分であり、次式のように表現される。また図 3-5 はそのイメージを表したものである。

$$R[m] = \sum_{n=0}^{L-1} x[n] \cdot CA[(n+m)_L] \quad 3-1$$

ここで  $CA[n+m]$  は C/A コードレプリカ、 $X[n]$  が入力信号、 $n$  は  $n$  番目のデータサンプル、 $m$  はコードレプリカのシフト数、 $L$  は入力信号のデータ長を表している。FFT 方式は Circular correlation を周波数応答で実行しており、次式のように表現される。

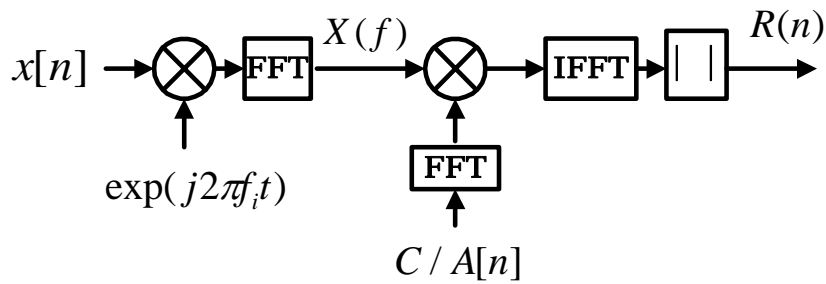
$$R[m] = F^{-1}(F(x[n]) \cdot F(CA[n])^*) \quad 3-2$$

ここで  $F$  と  $F^{-1}$  は FFT と IFFT (逆高速フーリエ変換) を表し、 $*$  は複素共役を表している。図 3-6 は FFT 方式のブロック図である。

はじめに入力信号  $x(n)$  と局部発信周波数  $\exp(j2\pi f_i t)$  の積が FFT によって周波数応答  $X(f)$  に変換される。次に、 $X(f)$  と周波数応答に変換された C/A コードの複素共役の積が IFFT により時間応答にもどる。そして、この値の絶対値がコード相関値になる。図 3-7、3-8、3-9 は衛星番号 3、中間周波数 4.58MHz、サンプリング周波数 20MHz、積分時間 1ms で信号捕捉を実行した結果である。1ms 間のデータポイント数は 20,000 なので  $n = 0, 1, 2, \dots, 19, 999$ 、となる。搬送波周波数は  $\pm 10\text{kHz}$  の周波数帯域 (周波数分解能 1kHz) でサーチされるため、 $i = 1, 2, 3, \dots, 21$ 、 $f_i = 4,580 - 10, 4,580 - 9, \dots, 4,580 + 10\text{kHz}$  となり、合計 (21 × 20,000) の行列として相関値が出力される。図 3-7 はその行列のグラフであり、ピークの振幅がしきい値を超えていれば 3 番衛星



の信号が入力信号に含まれていると判断される。図 3-8 はコード相関値であり、入力信号の C/A コードと C/A コードレプリカのコードパターンが一致した場所（ピーク）がコード到達点にあたる。図 3-9 は 21 個の周波数成分の相関値を示しており、最も振幅の高い周波数成分から搬送波周波数が推定される。つまり、この方式はコード到達点と搬送波周波数を 1 つの行列から 2 次元的に推定しているのである。



3-6 FFT方式のブロック図

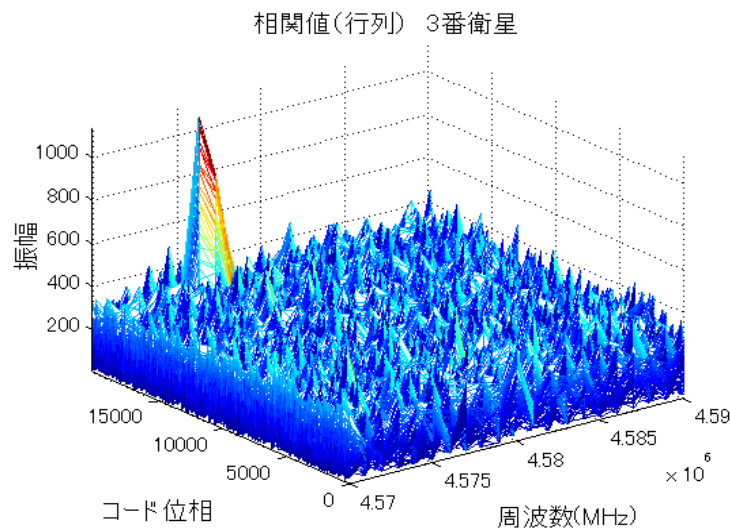


図 3-7 相関値の行列

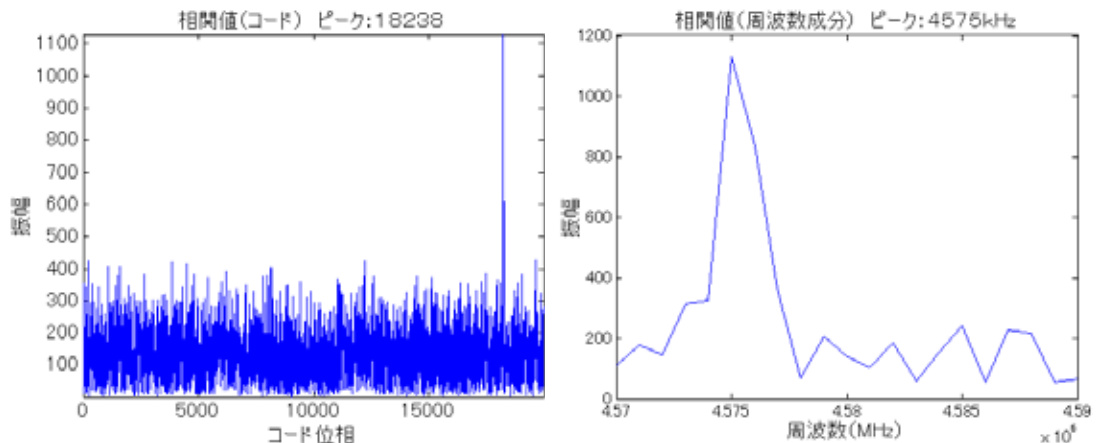


図 3-8 コード相関値

図 3-9 周波数応答

### 3.3.3 コヒーレント積分とインコヒーレント積分

前節では積分時間 1ms の信号捕捉について解説をした。しかし、信号強度の弱い衛星信号の捕捉は困難であり、積分時間を延ばす必要がある。この節では長い積分時間で信号捕捉を行うため、コヒーレント積分とインコヒーレント積分について解説する。

コヒーレント積分を使った信号捕捉 (FFT 方式) は積分時間を延ばすのと同時に、より狭い帯域の周波数分解能で搬送波周波数を推定する必要がある。1kHz の周波数差は、1ms のデータで 1 サイクル、2ms で 2 サイクルの差となって現れる。したがって積分時間 1ms のときは 1kHz 以下、2ms のときは 500Hz 以下の周波数分解能で推定しなければ相関は取れない。裏を返せば、この狭帯域の周波数分解能が雑音の削減につながるのである。

例えば積分時間を 10ms とするのなら、入力信号 10ms、C/A コード 10 個、周波数分解能 100Hz で 3.3.2 節の FFT 方式を実行する。図 3-10 はコヒーレント積分による結果を示している。積分時間が長くなるほど計算処理量が増えることになるが、雑音の振幅が減衰していることがわかる。

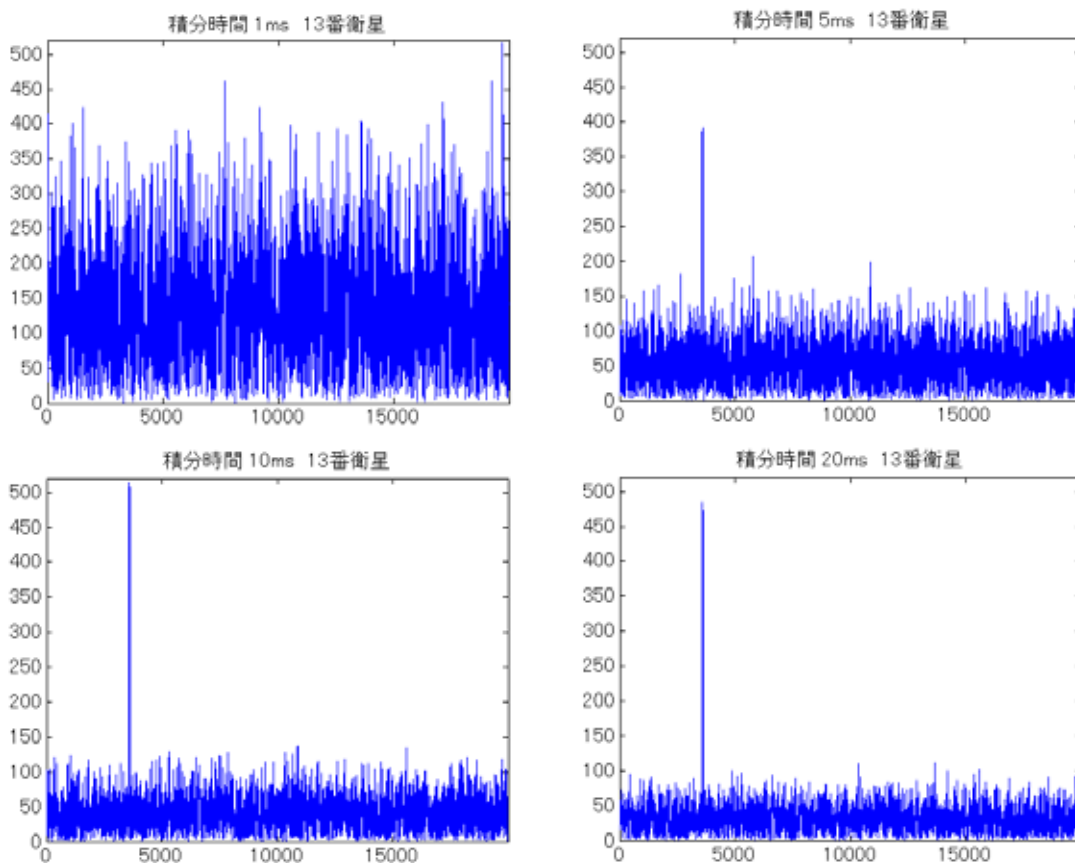


図 3-10 コヒーレント積分による効果

しかしコヒーレント積分の積分時間は 20ms までに制限される。なぜなら、航法メッセージ 50bps であるため、20ms 以上のデータには航法メッセージの位相の反転が含まれる可能性があるからである。図 3-11 は、位相の反転を跨いだ場合のコード相関を表している。この図を見ると 2ms から航法メッセージは反転しているため (C/A コードも反転)、コード相関値の振幅はマイナスになり、1ms のプラスの振幅と相殺してしまう。これが制限の理由である。

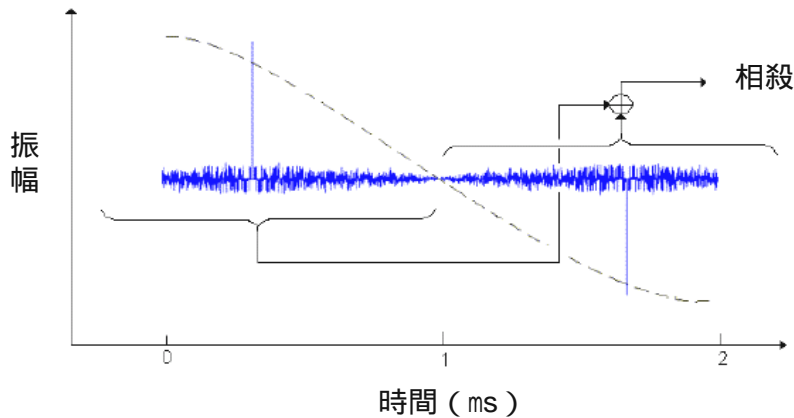


図 3-11 相関値の振幅相殺の図

20ms 以上の積分を可能とするのがインコヒーレント積分である。積分時間を 10ms に延ばすのなら、10ms の入力信号を 1ms ずつに 10 等分する。1ms の入力信号はそれぞれ FFT 方式で信号捕捉が行われ、最後に相関値が平均化される。この方式では相関値(絶対値)の積算をするため、コヒーレント積分のような位相の反転による損失は起こらない。また周波数ステップの帯域も変わらないため、処理時間が短い。図 3-12 はインコヒーレント積分による効果を示したグラフである。コヒーレント積分のように雑音の振幅は減衰しないが、分散が小さくなっていることがわかる。

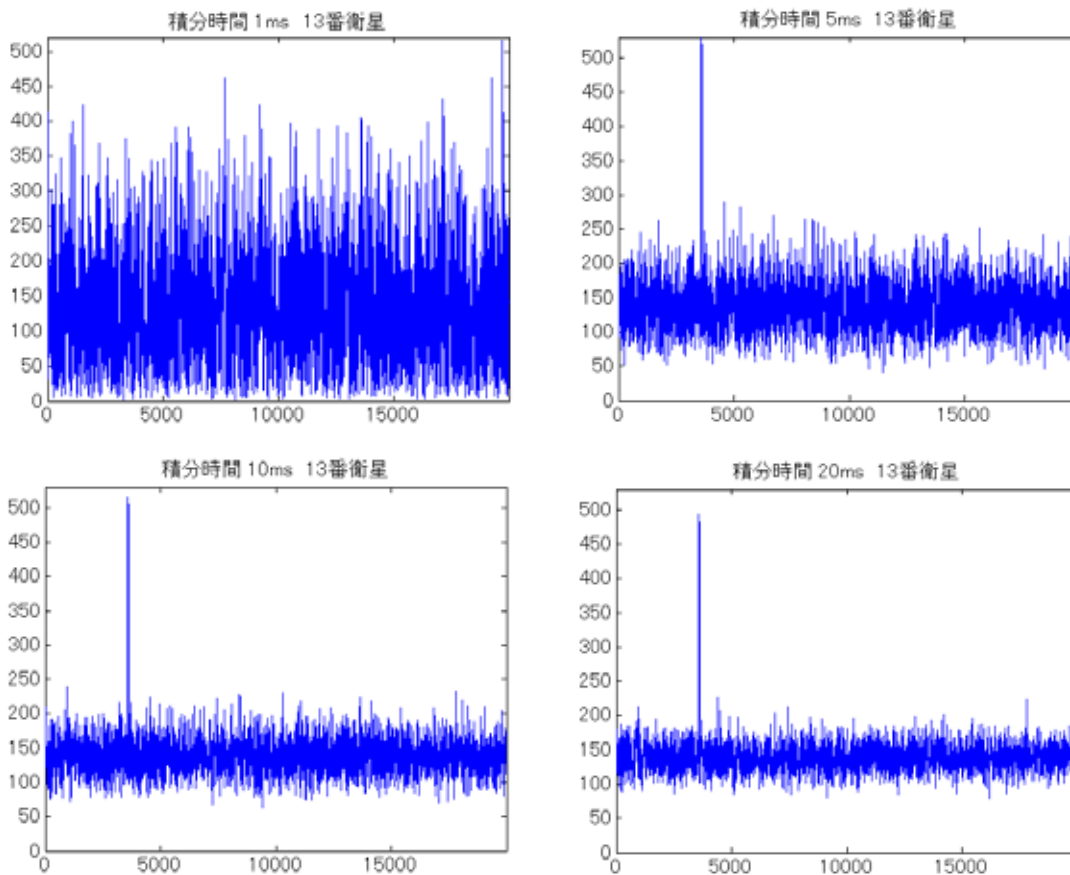


図 3-12 インコヒーレント積分による効果

### 3.4 信号追尾

#### 3.4.1 信号追尾の概念

信号は一度捕捉されると、航法メッセージを得るために追尾される。信号追尾プログラムは信号捕捉から得られた2つのパラメータを用いる。それは入力信号のコード到達点と搬送波周波数である。GPS衛星の信号を追尾するには2つのループが必要とされる。1つはコードループと呼ばれ、入力信号に含まれるC/Aコードの位相を追尾するループである。もう1つはキャリアループであり、搬送波周波数の位相を追尾する。これら2つのループは図3-13で示されるように連結して使用される。

コードループはearly、lateと呼ばれる2つのC/Aコードレプリカを使い入力信号のC/Aコードとpromptコードレプリカの位相誤差を検出し、位相誤差の大きさに応じてコードをシフトする。キャリアループは局部発振信号と入力信号（搬送波周波数）の位相誤差を検出し、2つの信号の位相を同期させる。入力信号は、promptコードによってC/Aコードが取り除かれ、局部発振信号と相関がとられると航法メッセージの波形となる。また、コード位相誤差の検出により正確に刻まれたコード到達点は擬似距離の測定において重要な要素となる。本研究のプログラムでは、キャリアループは2次のPLL（位相ロックループ）、コードループはDLL（遅延ロックループ）と搬送波支援DLLで設計した。

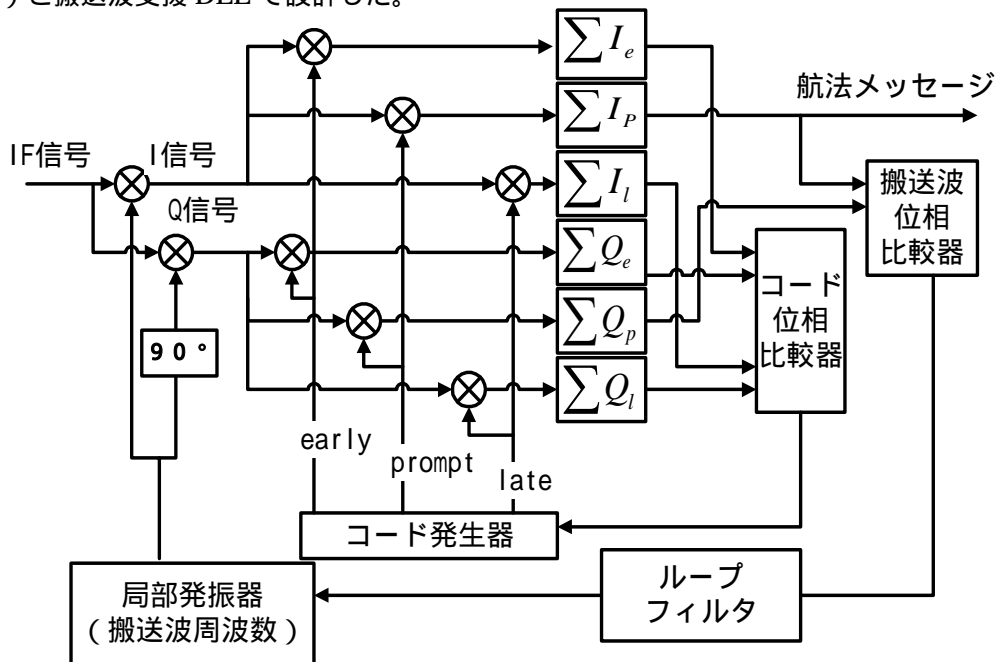


図3-13 コードループとキャリアループ

#### 3.4.2 DLL

DLL（遅延ロックループ）は検出したコード位相誤差でコードを追尾し、コード到達点（到達時間）を分解能より細かい精度で推定する。コード追尾（コード到達点）の情報は擬似距離測定で重要な要素となるため、細かい精度が要求される。入力信号が20MHzのサンプリング周波数でデジタル化されていれば、時間分解能は50ns、距離分解能は約15mとなるが、この距離分解能は測位を行うには十分な精度とは言えない。またGPS信号と受信機のデジタルクロックは同期していないため、入力信号のC/Aコードとコードレプリカのデータポイント（分解能）は完全に一致することはない。DLLの位相誤差の検出は時間の経過に伴うコードの追尾だけではなく、測

位精度にも影響を与えることになる。

この節では、DLL の解説とコード位相誤差の検出方法を紹介する。

前節でも述べたように、DLL では入力信号の C/A コードと一致させる prompt コードと、それを左右にシフトした early と late コードを使用する。サンプリング周波数を 20MHz、early と late の相関間隔を 0.1chip とするならば、C/A コード 1 つは 1ms なので、20,000 個分のデータポイントで生成される。コードの 1chip は 977.5ns ( 1/1.023MHz ドップラ除く ) なので、データポイント約 20 個分に相当する。よって prompt コードのデータポイントをそれぞれ左右に 1 個分シフトすることで約 0.1chip 間隔の early、late コードが生成される。prompt コードのデータポイントは 1, 2, ..., 19,999, 20,000、early コードは 20,000, 1, 2, ..., 1,9999、late コードは 2, ..., 20,000, 1、となる。図 3-14 はこの 3 つのコードと入力信号を表したものである。

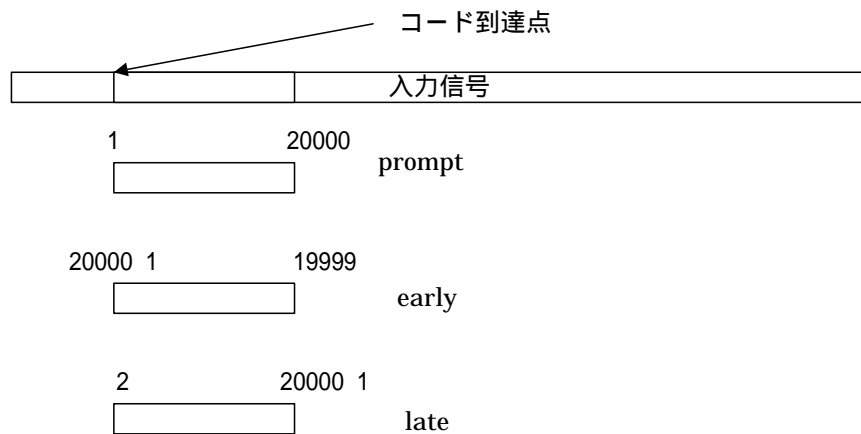


図 3-14 入力信号とコードレプリカ

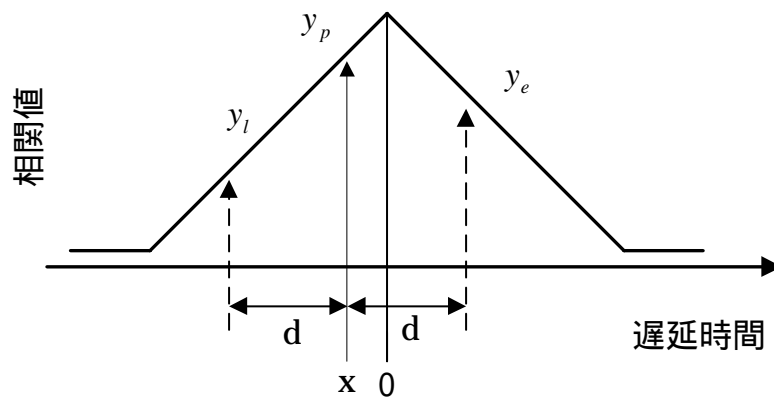


図 3-15 入力信号の C/A コードとコードレプリカの相関値

図 3-15 はコードレプリカと入力信号の C/A コードの相関を表している。prompt コードの相関値が  $y_p$ 、early が  $y_e$ 、late コードが  $y_l$  である。d は early, late と prompt の時間差であり、この場合  $d=0.511\text{chip}(50/977.5\text{ns})$  となる。そして  $y_p$  は理想のピークから  $x$  chip 離れていると考える。この位相誤差  $x$  は 2 つの相関値  $y_e$  と  $y_l$  を使って計算する。

$y_p$ 、 $y_e$ 、 $y_l$  の値は次式で表現される。

$$\begin{aligned}
y_p &= 1023(1 - |x|) \\
y_l &= 1023(1 + x - d) \\
y_e &= 1023(1 - x - d)
\end{aligned}
\tag{3-3}$$

位相誤差  $x$  は 2 つの相関値  $r$  ( $y_e/y_l$ ) で表すことが出来る。

$$r \equiv \frac{y_e}{y_l} = \frac{1 - x - d}{1 + x - d}
\tag{3-4}$$

$$x = \frac{(1 - r)(1 - d)}{1 + r}$$

次に時間誤差 ( $x \times 977.5\text{ns}$ ) が時間分解能の半分 ( $\pm 25\text{ns}$ ) の範囲を超えていれば 3 つのコードレプリカのデータポイントを 1 個シフトする。prompt は真値から  $-25\text{ns}$  以上離れている場合はコードレプリカを右へ、 $+25\text{ns}$  以上離れている場合には左へシフトし、コード追尾の制御を行う。そして  $x$  を加算することでコード到達点は分解能より細かい精度の値となる。

このコード追尾は雑音成分の削減のため、 $10\text{ms}$  毎に行う。つまり  $1\text{ms}$  毎に出力される  $y_e$  と  $y_l$  の  $10\text{ms}$  分の平均値を使って計算することになる。

コード追尾の精度は early ,late の相関間隔に依存し、通常の相関器の間隔は  $1\text{chip}$  である。 $0.1\text{chip}$  の相関器は Narrow Correlator と呼ばれており、遅延距離の長いマルチパスの影響を受けずにコード位相追尾ができるため、通常より高い精度を提供できる。

### 3.4.3 搬送波支援 DLL

搬送波支援 DLL は、ドップラ周波数からコードの動きを推測し前節で検出された位相誤差に修正するというものである。そもそも、C/A コード到達点が変わる原因は、ドップラ周波数によってコードの長さが僅かに変化していることにある。長さが変化するというのは、本来  $1\text{ms}$  の長さの C/A コードが、 $1\text{ms}$  より短い時間、もしくは長い時間に収まって受信されるということである。図 3-16 が示すように、ドップラ周波数がプラスであれば C/A コードは  $1\text{ms}$  より短い時間に収まり、ドップラ周波数がマイナスであれば  $1\text{ms}$  より長くなる。

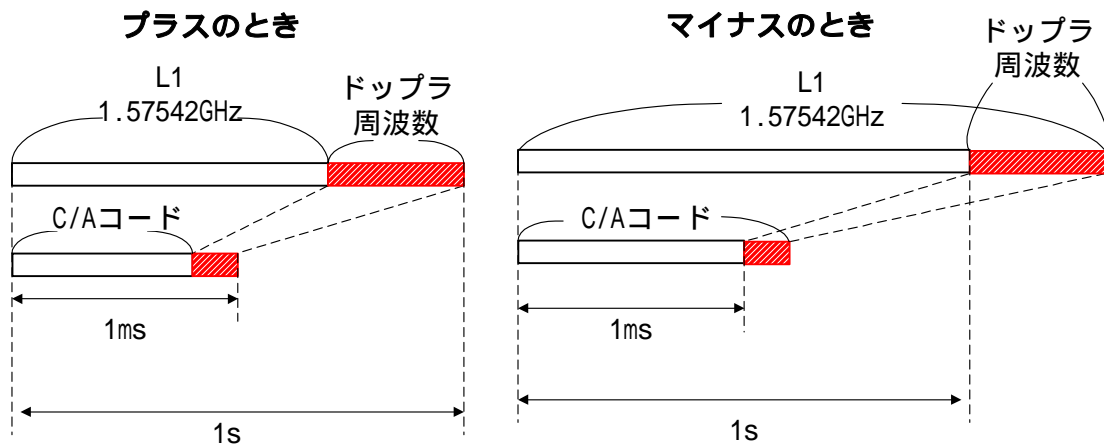


図 3-16 ドップラ周波数によるコード長の変化

重要なのはコード長の変化量が何 chip 分、何 ns に相当するのかを計算することである。ドップラ周波数 1kHz であった場合、コード長の変化量は次式によって求まる。

$$\begin{aligned}
 x_2 &= 1023 \times \frac{f_d}{f_{L1}} \\
 &= 1023 \times \frac{1000}{1.57542 \times 10^9} \\
 &= 6.4935 \times 10^{-4}
 \end{aligned}
 \tag{3-5}$$

ここで  $x_2$  は変化量、 $f_{L1}$  は L1 周波数、 $f_d$  はドップラ周波数を表している。この結果から、C/A コードは 0.00065chip、0.65ns 短くなっていることが分かる。前節のように 10ms 毎にコード追尾を行うのであれば、位相誤差  $x$  は次のように修正される。

$$x = x + x_2 \times 10 \tag{3-6}$$

後は前節と同様で、 $x \times 997.5\text{ns}$  が  $\pm 25\text{ns}$  の範囲を超えていればコードを左右にシフトし、データポイント数に変換した値がコード到達点に加算される。搬送波支援がなくてもコード追尾は可能だが、支援を受けることでダイナミック特性が。

### 3.4.4 PLL

PLL (位相ロックループ) は図 3-13 に示されているように、局部発振の I 信号と Q 信号を使って入力信号との位相差を検出し、入力信号と I 信号の位相を同期させる働きを持っている。入力信号と I 信号の相関値を I、入力信号と Q 信号の相関値を Q とすると入力信号と I 信号の位相差は次式で表される。

$$\theta_d = \arctan(Q/I)$$

3-7

$\theta_d$  だけ位相をシフトすれば入力信号と I 信号の位相は同期し、2 つの信号の相関値は大きくなる。一方、Q 信号との相関値は 0 へと近づいていく。このプロセスで、入力信号は I 信号と相関がとられることで航法メッセージ(バイナリー)の波形へと復調される。図 3-17 は航法メッセージによって変調された入力信号と I 信号との相関を示した図である。入力信号は航法メッセージの 1 のときと -1 のときで  $180^\circ$  反転位相がしている。入力信号と I 信号の位相差が  $0^\circ$  のときの相関値(積)はプラスに、位相差  $180^\circ$  の相関値はマイナスになる。つまり、これらの相関値が航法メッセージのバイナリーデータ(±1)になるのである。図 3-18 は入力信号と I 信号の相関値を示したグラフである。この図から信号追尾で航法メッセージが復調されていることが分かる。

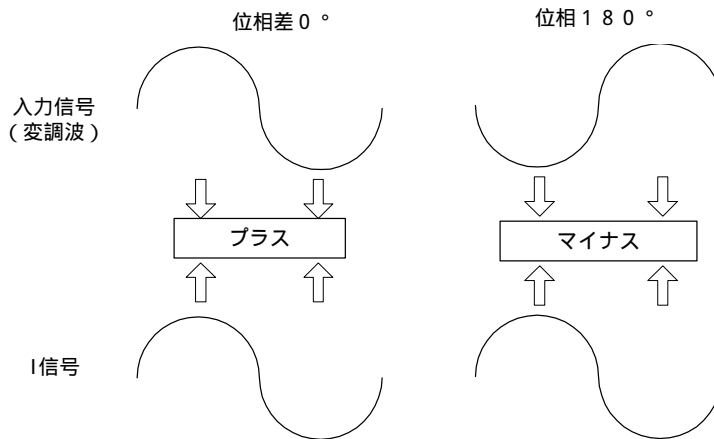


図 3-17 変調信号と局部信号の相関

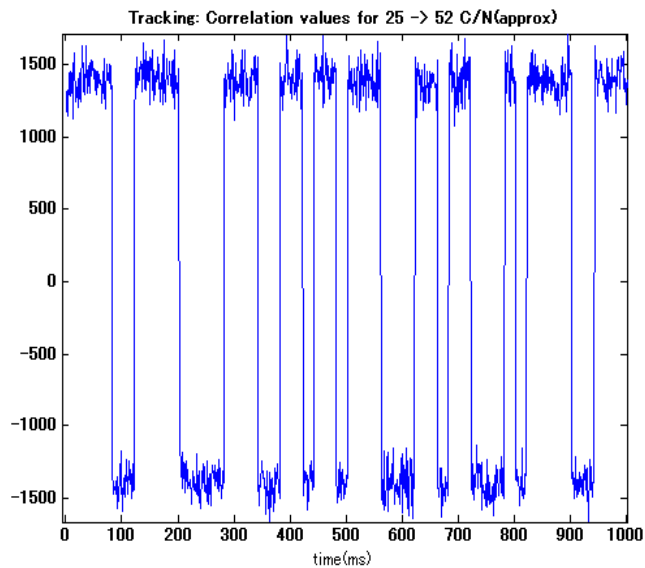


図 3-18 入力信号と局部信号の相関値(航法メッセージの波形)



キャリアループの構成は位相誤差を追尾する PLL (位相ロックループ) と周波数誤差を追尾する FLL (周波数ロックループ) の 2 種類がある。PLL は高い信号追尾精度を提供し、FLL はで雑音や動的特性に強いという特徴がある。2 つを組み合わせたキャリアループもあるが、PLL のみで構成されることが多く、本研究では PLL のみを使用した。

PLL は以下のようなプロセスで行われる。

- (1) Prompt コードによって C/A コードの取り除かれた入力信号と局部発振の I 信号と Q 信号の積が計算される
- (2) atan(Q/I) で位相比較がされ、位相差が検出される
- (3) ループフィルタで位相雑音が最小限に抑えられる
- (4) 位相をシフトし I 信号、Q 信号を出力する

ループフィルタの設計は PLL のループの次数によって決まる。2 次ループはドップラー周波数の変化率を追尾し、3 次ループは加速度を追尾できる。従来の GPS 受信機では 2 次の PLL を使用するのが一般的であり、本研究でも 2 次ループを使用した。2 次ループのループフィルタのフィルタ関数は次式のように表現される。

$$F(z) = \frac{(C_1 + C_2) - C_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad 3-7$$

$$C_1 = \frac{8\zeta\omega_n t_s}{K \cdot [4 + 4\zeta\omega_n t_s + (\zeta\omega_n t_s)^2]}$$

$$C_2 = \frac{4(\zeta\omega_n t_s)^2}{K \cdot [4 + 4\zeta\omega_n t_s + (\zeta\omega_n t_s)^2]}$$

ここで  $K$  (ループゲイン) 400、 $\zeta$  (:減衰係数) 0.707、 $\omega_n$  (自然角周波数) 190Hz、 $t_s$  (サンプリング間隔) 1ms となる。

### 3.5 擬似距離計算

#### 3.5.1 航法メッセージとサブフレームの探索

信号追尾で出力された 2 つの CW 信号の相関値は航法メッセージ (±1 の値) へと変換される。第 2 章でも一度述べているが航法メッセージは、50bps であり 1 フレームが 1,500bit ある。従って、1 フレームを受信するには 30 秒かかることになる。この 1 フレームはさらに、5 つのサブフレームから構成されている (1 サブフレームは 6 秒、300bit)。図 3-19 はサブフレーム 1~5 を表したものである。各サブフレームの頭に TLM (Telemetry Word) が 1 ワードと HOW (Hand Over Word) が 1 ワードある。TLM の最初の 8bit が同期用プリアンブルであり、HOW の最初の 17bit が TOW (time of week : 週初めからの時刻)、20~22bit がサブフレーム ID、となっている。図 3-20 は TML と HOW の図である。

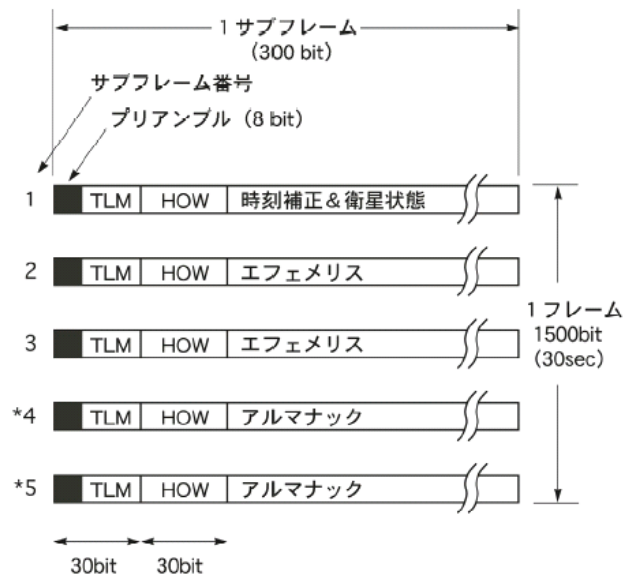


図 3-19 サブフレーム 1~5

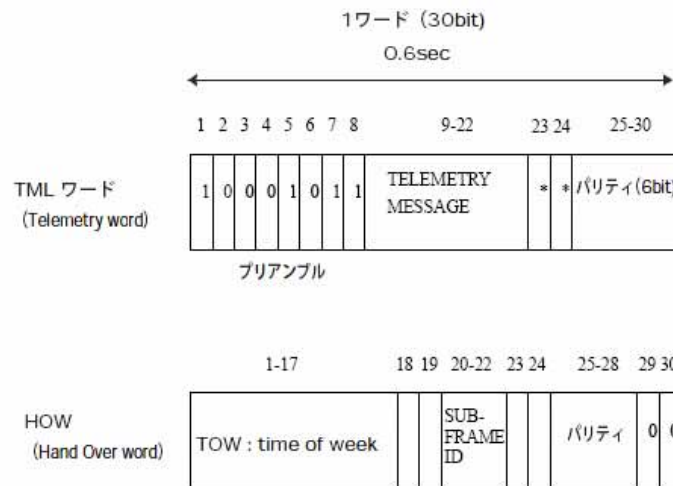


図 3-20 TML と HOW の構成

航法メッセージの復号化はサブフレームの頭を見つけ出すことから始まり、この情報は擬似距離計算で重要な要素となる。同期用プリアンブルは (10001011) HOW の最後の 2bit は(00)と常になっているのだが、ワードの極性が反転している可能性があることに注意しなくてはならない。したがって、1bit ずつ相関を取ることによってサブフレームを探すことになる。プリアンブルと同期させるコードは (1 - 1 - 1 - 1 1 - 1 1 1) となり、±1 の航法メッセージと相関が取られる。極性が正しいかどうかは分からないので、同期結果は±8 になる可能性がある。一度同期するプリアンブルがあれば、300bit 先でもプリアンブルは存在するはずである。もしないのであれば、最初の同期はプリアンブルによるものではない。

プログラム上では、以下の順序で行っている。

- ( 1 ) 最初の 360bit からプリアンブルを見つける
- ( 2 ) 一度プリアンブルをつけた後、300bit 先、600bit 先でも同期するか確認をする
- ( 3 ) 同期しない場合は他のデータへ移り、同期すれば 3 つのサブフレームのプリアンブルが確認できたと判断する
- ( 4 ) HOW の 29,30bit の和 + 2 であるか - 2 であるか確認する 和が + 2 である場合、ワードの極性が反転しているため、- 1 を掛けて修正、- 2 であれば極性は正常であると判断する
- ( 5 ) サブフレーム ID の確認をする

このあとパリティビットを使ったパリティチェックが行われ、航法メッセージは復号化される。

### 3.5.2 相対的擬似距離の測定

取得されたデジタルデータには絶対的な時間情報はサンプリング周波数しか存在しない。つまり、取得したデータの受信時間を GPS 時刻や UTC で表現出来ないのである。結果として、後処理において擬似距離は相対的な方法 ( 図 3-21 ) でしか測定できない。図に示されたポイントは信号追尾プログラム ( 3.4.2 ) から得られたコード到達点であり、それぞれのサブフレームの先頭は同じ GPS 時刻 ( 衛星クロック誤差除く ) に衛星から発信されている。つまり、この 2 点の時間差は伝搬時間の差に相当し、その差はデジタルデータの分解能より細かい精度で推定することができるのである。そして、この時間差に光速を掛けた値が相対的擬似距離と呼ばれる。擬似距離がバイアスを持っていたとしても測位計算の最小乗法の段階で消えてしまうため、この相対的擬似距離が正確に分かっていれば測位は可能となる

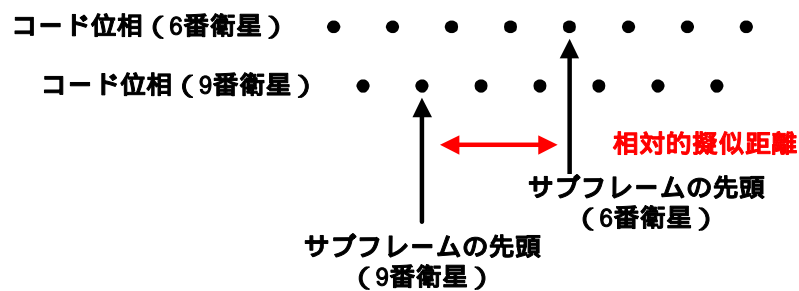


図 3-21 相対的擬似距離

相対的擬似距離の測定 ( 図 3-22 ) は以下の順序で実行される。

- ( 1 ) 各衛星のサブフレームの先頭を見つけ、コード到達点からファイル上での位置を求める
- ( 2 ) 各衛星の位置から平均値を計算する
- ( 3 ) 平均値の伝搬時間を 75ms と仮定し、各衛星の伝搬時間と擬似距離を計算する
- ( 4 ) 1 秒間のコード位相の変化量を加算し 1 秒後の擬似距離を計算する

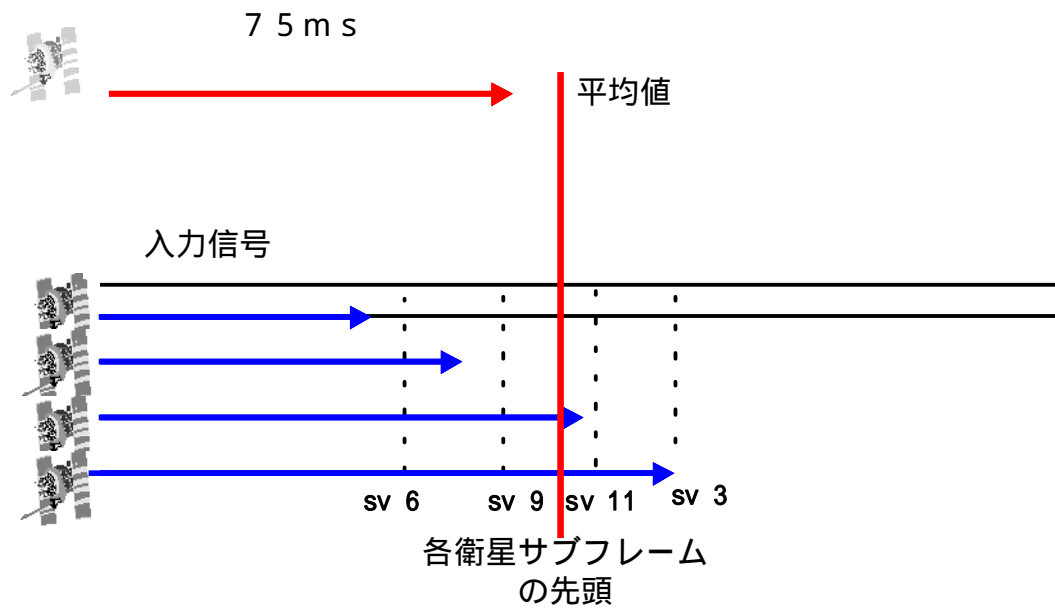


図 3-22 相対的擬似距離測定

GPS 衛星の信号は 67 ~ 86ms で伝搬されるため 75ms という伝搬時間を用いたが、このような任意の値を加算しなくても測位に影響はない。

## 第4章 実験

### 4.1 実験1

#### 4.1.1 実験1の目的

本研究ではコード追尾のアルゴリズムに DLL と搬送波支援 DLL の2つがある。実験1では、受信機の測位精度の評価とコード追尾アルゴリズムの違いを調査するため、マルチパスの少ない2つの環境でデータを取得し単独測位の結果から、DLL と搬送波支援 DLL の違いを、それぞれの単独測位結果から比較した。コード追尾で刻まれたコード到達点（到達時間）が擬似距離測定の精度を左右させることは2章で述べた通りであり、測距精度は測位精度に直接影響をもたらす。実験の目的は、開発したソフトウェア GPS 受信機がどの程度の測位精度を提供できるか、コード追尾アルゴリズムは2つのうちどちらが妥当であるか、を調査することである。

#### 4.1.2 実験概要

データの取得位置、取得日時、取得時間、サンプリング周波数、アンテナを表4-1に、取得位置の地図を図4-1に、信号処理プログラムの設定を表4-2に示す。GPS Signal Tap のサンプリング周波数は分解能の最も高い20MHzを選択した。また、GPS Signal Tap には取得時間に制限があり、サンプリング周波数20MHz のとき最大取得時間は24秒となる。取得位置は本研究室のある第4実験棟屋上の北、南を選択し、アンテナの絶対位置は精密測位ソフトウェアによってあらかじめ求まっている。アンテナはどちら Novatel 社製 GPS702 である。

表4-1 取得条件

	データ1	データ2
取得位置	東京海洋大学 第4実験棟屋上(北)	東京海洋大学 第4実験棟屋上(南)
取得日時	2004年9月14日 17時31分	2005年1月21日 22時54分
取得時間	24秒	24秒
サンプリング周波数	20MHz	20MHz
アンテナ	Novatel GPS702	Novatel GPS702

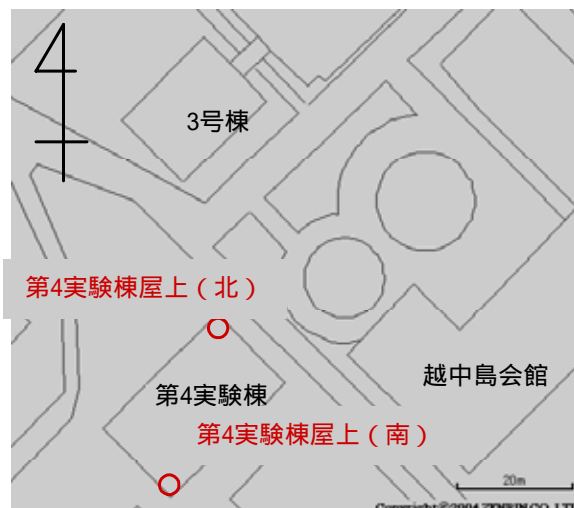


図4-1 取得位置



図 4-2 屋上北のアンテナ



図 4-3 屋上南のアンテナ

FFT 方式の信号捕捉はコヒーレント積分とインコヒーレント積分を併用し積分時間 20ms (コヒーレント積分 2ms × 10) としている。コード追尾アルゴリズムには DLL と搬送波支援 DLL の 2 つを使用。24 秒の信号にはエフェメリスデータ (衛星の軌道情報) が全て含まれていない可能性があるため、電子基準点提供のエフェメリスデータを用いて単独測位を行った。また取得時間が短いため測位点は 50Hz で出力した。

表 4-2 信号処理プログラムの設定

信号捕捉	FFT 方式 (積分時間 20ms)
コード追尾	DLL DLL + 搬送波支援ループ (相関器幅 0.1chip 積分時間 1ms)
搬送波追尾	2 次 PLL
測位計算	単独測位

#### 4.1.3 実験結果

データ 1 (屋上北) 1,3,13,15,16,19,21,23,25 番衛星の信号を捕捉、追尾し、擬似距離を計算した。単独測位の水平方向誤差を図 4-2 に示す。この誤差は精密測位ソフトウェアから求めたアンテナの位置を絶対位置 (真値) としている。ピンク色のポイントは DLL の結果、紺色は搬送波支援 DLL の結果である。表 4-3 は測位結果の標準偏差、平均値、2drms を示している。標準偏差の値から、どちらの測位結果も緯度方法の測位分布の範囲がやや大きいことが確認できる。DLL の結果は経度方向誤差の平均値も大きく、測位の確度が低い。しかし、搬送波支援 DLL の結果は緯度、経度方向誤差の平均値がともに小さくなり、測位の確度が高くなっている。また標準偏差、2drms の値も僅かに小さくなっていることが分かる。しかし、精度の改善は僅かであり、搬送波支援 DLL の結果はドップラのオフセットによって測位点がシフトしたように見受けられる。

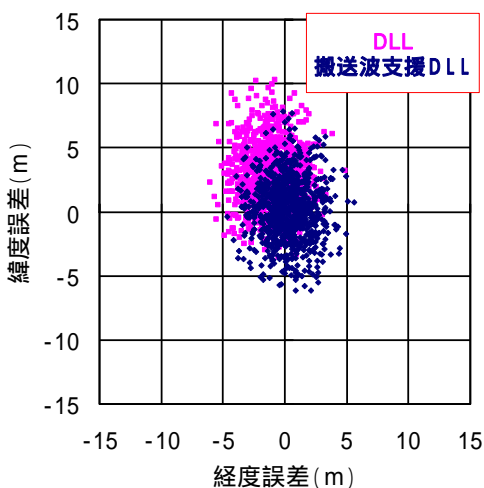


図 4-4 データ 1 の水平方向誤差

データ 1 の取得時間での衛星配置を図 4-3 に、DLL と搬送波支援 DLL の各衛星の擬似距離差（搬送波支援 DLL - DLL）を表 4-4 に示す。擬似距離の差は 24 秒間の平均値である。この各衛星の擬似距離差を水平方向ベクトルにした和が、経度方向 2.23m（ ）緯度方向で 7.81m（ ）となり、これは図 4-2 で示した測位点のシフト方向と一致していた。

表 4-3 データ 1 の標準偏差、平均値、2drms

	DLL (m)	搬送波支援 DLL (m)
経度 標準偏差	1.66	1.64
緯度 標準偏差	2.41	2.35
経度 平均値	- 1.14	0.27
緯度 平均値	3.00	0.24
2drms	5.86	5.74

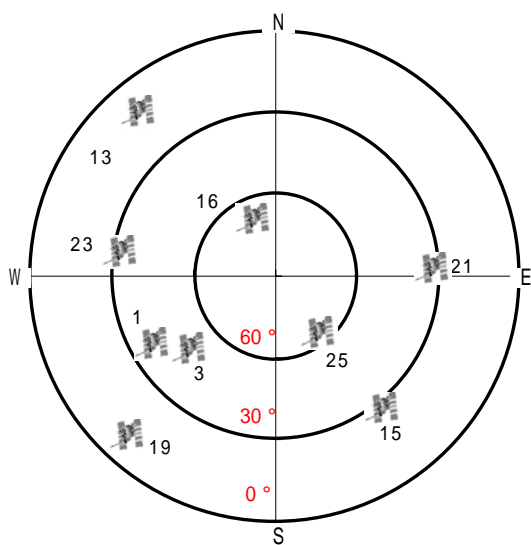


図 4-5 データ 1 の衛星配置

表 4-4 データ 1 の擬似距離差 (DLL - 搬 DLL)

衛星番号	擬似距離差 (m)
1	1.69
3	2.68
1 3	1.88
1 5	- 3.58
1 6	2.44
1 9	- 7.27
2 1	- 1.41
2 3	- 0.00
2 5	1.63

続いて、データ 2（屋上南）では、8,9,10,17,21,28,29 番衛星の信号を捕捉、追尾し、擬似距離を測定した。単独測位の水平方向誤差（ピンク色は DLL、紺色は搬送波支援 DLL）を図 4-4 に、誤差の標準偏差、平均値、2drms は表 4-5 に示す。データ 2 の結果はデータ 1 のときとは対照的に経度方向の測位分布の範囲が大きくなっている。DLL の結果は経度方向誤差の平均値が大きく、測位の確度を下げている。搬送波支援 DLL のときには経度方向誤差の平均値は小さくなり、測位の確度が高くなっていることが確認できる。緯度方向には搬送波支援 DLL による改善はあまり見られない。データ 1 と同様に測位点がシフトしているように見受けられ、標準偏差、2drms から測位分布の範囲が僅かに小さくなっていることも確認できる。

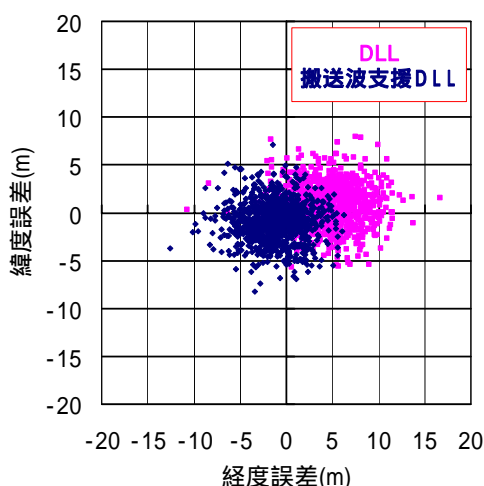


図 4-6 データ 1 の水平方向誤差

データ 2 の取得時間での衛星配置を図 4-5 に、DLL と搬送波支援 DLL の各衛星の擬似距離差（搬送波支援 DLL - DLL）を表 4-6 に示す。各衛星の擬似距離差を水平方向ベクトルにした和は、経度方向 8.45m（ ）緯度方向で 5.20m（ ）となり、先と同様に測位点シフト方向と一致する。やはり搬送波支援 DLL によって与えられたオフセットがこのようなシフトを起こしたのだと考えられる。

表 4-5 データ 2 の標準偏差、平均値、2drms

	DLL (m)	搬送波支援 DLL (m)
経度 標準偏差	2.91	2.67
緯度 標準偏差	2.12	2.07
経度 平均値	4.81	- 1.21
緯度 平均値	0.79	- 0.94
2drms	7.21	6.76

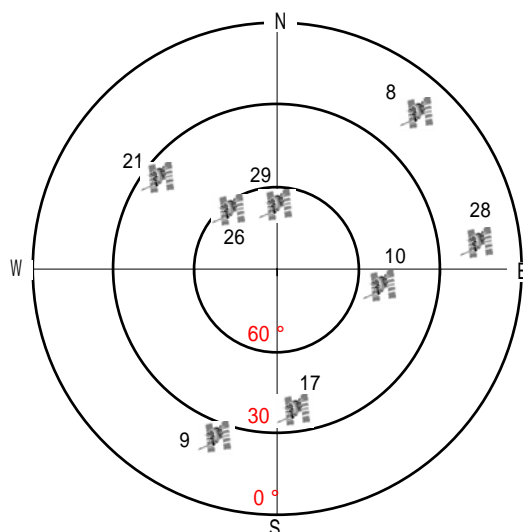


図 4-7 データ 2 の衛星配置

表 4-6 データ 1 の擬似距離差 (DLL - 搬 DLL)

衛星番号	擬似距離差 (m)
8	7.74
9	-12.22
10	2.63
17	7.83
21	- 6.47
26	- 0.64
28	- 7.42
29	0.10

#### 4.1.4 実験 1 の考察

実験 1 の結果から、現段階の搬送波支援 DLL はオフセットを与え、測位点のシフトさせる働きを持っていると考えられる。搬送波支援 DLL は動的特性に強いコードループであり、移動体のデータで効果を発揮する。そのため静止のデータでは DLL との違いは大きく見られなかった。僅かに精度や確度が改善した現象も、異なる時間帯や大きな誤差要因のある環境のデータで同じように現れるとは言えない。また随時更新されたドップラ周波数を使用しなければ、搬送波支援 DLL は完全な機能を持ったとは言えず、移動体のデータを扱うことも困難である。搬送波追尾のアルゴリズムから修正が必要である。

受信機が提供できる測位精度は 2drms : 6 ~ 7m と単独測位としては良好である。しかし、短時



間のデータでここまで測位分布が大きいことは問題であり、擬似距離に白色雑音がついていることが原因であると思われる。擬似距離変化率を滑らかにし測位誤差の標準偏差、 $2drms$  が小さくするにはスムージングを行う必要がある。

## 4.2 実験 2

### 4.2.1 実験 2 の目的

実験 2 はマルチパスの多い環境と少ない環境でデータを取得し、単独測位の結果の比較を行った。これは環境の違いから生まれる信号品質の劣化とそれによる測位に精度の変化を調査し、受信機が信号品質を評価する上で有用性を持っているかどうかを検証することが目的である。

### 4.2.2 実験概要

表 4-7 に取得条件を、図 4-6 取得位置の地図示す。マルチパスの多い環境には越中島会館を選んだ。また同じ衛星配置になるように両データの取得日時の調整を行った。図 4-7 は両データの衛星配置であり、2 つの取得日時における衛星の仰角、方位角は  $1^\circ$  以内に一致している。取得日時以外は実験 1 と同じ条件である。信号処理のコード追尾は搬送波支援 DLL のみを使用し、他の機能の設定はすべて実験 1 と同じである。

表 4-7 取得条件

	データ 3	データ 4
取得位置	東京海洋大学 第 4 実験棟屋上 (南)	東京海洋大学越中 島会館前
取得日時	2005 年 2 月 03 日 21 時 49 分	2005 年 2 月 02 日 21 時 53 分
取得時間	24 秒	24 秒
サンプリング周波数	20MHz	20MHz
アンテナ	Novatel GPS702	Novatel GPS702



図 4-8 取得位置

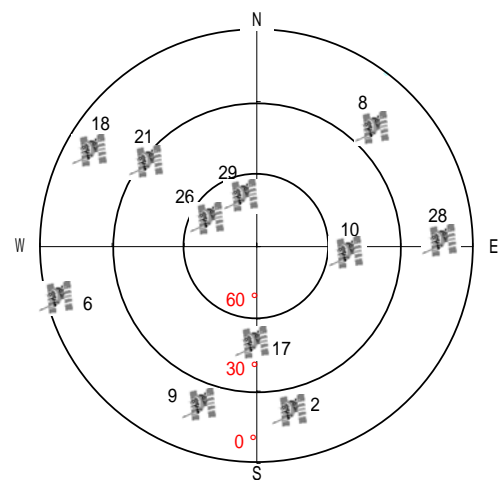


図 4-9 衛星配置



図 4-10 越中島会館前の写真

図 4-7 は越中島会館前の環境を撮影した写真である。このように 8~10m の壁がありマルチパス波の発生しやすい環境となっている。

#### 4.2.3 実験結果

データ 3 では図 4-9 に示した 11 個の可視衛星うち、2,6,8,9,10,17,21,26,29 の衛星を、データ 4 では 10,17,21,26,29 の衛星を捕捉、追尾した。衛星の捕捉数だけ見ると環境の違いは歴然としている。データ 4 で捕捉できなかった衛星信号は建物に遮られ減衰していると思われ、また補足できた信号も建物による反射で遅延時間を持ったマルチパス波や回折を受けている可能性がある。4-11 図はデータ 3, 4 それぞれの 21 番衛星の C/A コード相関 (200ms の平均値) である。データ 4 の相関値の振幅はデータ 3 よりも大きく、直接波の相関に加えマルチパス波の相関が含まれていると思われる。このマルチパス波によって相関器はピークの位置を誤って捕らえる。つまりコード位相誤差の検出にエラーが入り、擬似距離測定の精度が落ちる。これがマルチパス誤差と呼ばれている。

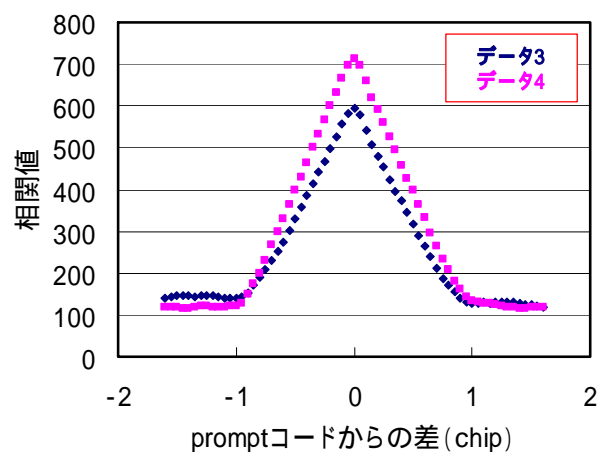


図 4-11 21 番衛星の相関波形

データ3 (マルチパス少) の単独測位の水平方向誤差を図4-12に、データ4 (マルチパス多) の水平方向誤差を図4-13に、それぞれの誤差の標準偏差、平均値、2drmsを表4-7、表4-8に示す。データ3のアンテナの位置はデータ2と同じ値である。データ4では、Novatel社製 oem4で取得したデータを精密測位ソフトウェアで解析した結果からアンテナの絶対位置を求めている。データ3の結果では、経度誤差の平均値の大きさが目立つが、緯度の平均値や標準偏差、2drmsは同じ場所で取得したデータ2の結果とほぼ同じような結果となっている。マルチパスの多い環境で取ったデータ4の測位結果は経度誤差の平均値以外、すべてデータ3の値より大きくなっている。データ4は捕捉衛星数が減少しているのに対してHDOPはあまり大きくないため、測位精度の劣化はマルチパス誤差によるものだと考えられる。しかし、データ時間が短いため測位結果から環境による大きな違いは見られなかった。

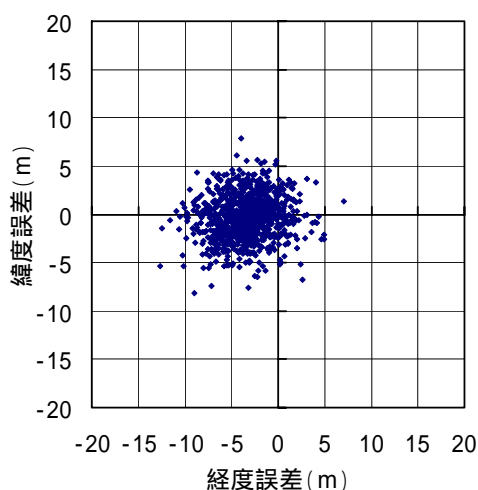


図4-12 データ3 (マルチパス少) の水平誤差

表4-7 データ3の標準偏差、平均値、2drms

経度	標準偏差(m)	2.75
緯度	標準偏差(m)	2.23
経度	平均値(m)	-3.40
緯度	平均値(m)	-0.30
2drms(m)		7.09
HDOP		1.02

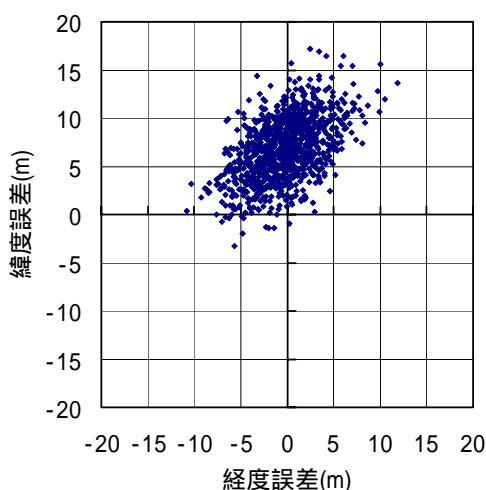


図4-13 データ4 (マルチパス多) の水平方向誤差

表4-8 データ4の標準偏差、平均値、2drms

経度	標準偏差(m)	3.30
緯度	標準偏差(m)	3.20
経度	平均値(m)	-0.26
緯度	平均値(m)	-6.83
2drms(m)		9.20
HDOP		1.86

#### 4.1.4 実験2の考察

実験2では、捕捉衛星数に環境の違いがみられたものの、測位結果ではそれほどの違いは見られなかった。しかし、データ4の結果はコード相関の波形、2drms、HDOPを見てみるとマルチパス誤差を受けていると考えられる。マルチパス誤差は相関値の振幅が上下に変動(遅延波が同

相、逆相に変化)する際に大きく現れる傾向があるため、誤差を削減するアルゴリズムを検討するには長時間のデータが必要である。しかし、コードの相関波形の情報を提供できる機能は従来の受信機のほとんどが持っておらず、これはソフトウェアで信号処理を行うことで得られる情報である。この波形からマルチパス誤差の推定ができる可能性はある。

## 5章 結論

### 5.1 まとめ

実験 1 の結果から、本研究で開発した受信機は誤差要因の少ない環境において単独測位で  $2\text{drms} : 6 \sim 7\text{m}$  という精度を提供できることが分かった。そして現状での搬送波支援 DLL の働きはコード位相誤差にオフセットを与えることによって測位点をシフトさせるという働きを持っていた。実験 1 のデータでは通常の DLL に比べ測位精度が向上しているように見受けられたが、異なる環境、時間帯において同じ傾向がでるとは判断できない。搬送波支援 DLL は動的特性に強いコードループであり、通常の DLL との比較を行うのであれば移動体のデータを使用すべきであった。しかし、現状の搬送波支援 DLL はドップラ周波数の初期値のみを使っているため、移動体のような大きな周波数の変動に対応させるのは困難である。キャリアループにドップラ周波数の更新機能を持たせた上で今の搬送波支援 DLL と連結させ、本来定義されている搬送波支援 DLL の機能を持たせなくてはならない。

実験 2 ではマルチパスの多い環境でデータを取得し信号の劣化を確認したが、データが短時間であるためにマルチパス誤差があまり大きく見られなかった。マルチパス誤差は相関値の振幅が上下に変動（遅延波が同相、逆相に変化）する際に大きく現れる傾向があるため、誤差を削減するアルゴリズムを検討するには長時間のデータ取得しなくてはならない。それには長時間のデータを取得できる GPS RF front-end が必要となる。

実験 1,2 の結果を踏まえた上で、本研究のソフトウェア GPS 受信機には多々修正が必要である。また従来の受信機に比べ精度が劣っており、処理速度が遅いことも大きな問題である。20MHz でサンプリングされた 24 秒のデータから擬似距離を出すには約 20 分の時間を要する。PC 上で複数の衛星信号を並列処理していないため、捕捉衛星数が 9 個の場合 3 時間かかる計算になる。そのためアルゴリズムの修正とプログラム言語の変更がまだ必要と考えている。しかし、コードの相関波形やそれ以外の処理情報の視覚化が可能であり、今回の実験で従来の受信機にはない柔軟性があることを示すことが出来た。これからも、この受信機を利用した研究を行っていく予定である。

### 5.2 今後の課題

今後の課題としては第 1 にキャリアループ、コードループのアルゴリズムの修正による測位精度の改善である。ドップラ周波数を随時更新し搬送波支援 DLL の機能を向上させ、搬送波位相を使った擬似距離のスージング（キャリアスージング）も可能にすることが目標である。また DLL の位相比較器の前後にロウパスフィルタやループフィルタを設けることで雑音を取り除くことも考えている。現在のプログラムは処理時間を多く費やしているため、第 2 の課題はプログラムを C 言語に書き換え、計算処理速度を向上させること。第 3 は受信機の機能を改善させた上で、長時間のデータを取得し解析、評価を行うこと、誤差削減のアルゴリズムを検討することである。

#### 参考文献

- 1 ) J. B.Y. Tsui 「Fundamentals of Global Positioning System Receiver A software Approach」, p133-p209, A John Wiley & Sons, Inc. Publication, 2000
- 2 ) 呉 癸林, 「Development of a Prototyping Platform for Software GPS Receiver」 日本航海学会論文集 111 号 p193 p200, 2004
- 3 ) Pratap Misra and Per Enge : 「GLOBAL POSITIONING SYSTEM Signals , Measurements , and Performance」: Ganga-Jamuna Press, 2001
- 4 ) 坂井 丈秦, 「GPS 技術入門」, 東京電機大学出版局, p57 p140, 2003
- 5 ) 田中慎二, 「ネットワーク RTK 測位に関する研究」, 東京商船大学修士論文 p4 p26 , 2003