

平成 22 年度

卒業論文

ソフトウェア受信機による

GPS/QZSS の解析

学科名 海洋工学部 流通情報工学科

学籍番号 0723053

氏名 新宮望

指導教員 久保信明 准教授

目次

第1章 序論.....	4
1.1 研究背景.....	4
1.2 目的.....	4
1.3 GPS 概要.....	4
1.4 GPS 測距信号.....	6
1.5 スペクトル拡散方式について.....	12
第2章 GPS 受信機.....	16
2.1 GPS 受信機概要.....	16
2.2 GPS 受信機の構成.....	16
2.3 信号の前処理.....	17
2.3 信号補足.....	18
2.4 信号同期追尾.....	21
2.5 航法メッセージ.....	24
2.6 擬似距離測定.....	26
第3章 GPS ソフトウェア受信機の精度評価.....	28
3.1 DGPS.....	28
3.1.1 衛星クロック.....	29
3.1.2 衛星位置.....	29
3.1.3 電離層遅延.....	30
3.1.4 対流圏遅延.....	30
3.1.5 マルチパス.....	30
3.1.6 受信機熱雑音.....	30
3.2 干渉測位の概要.....	30
3.3 二重位相差の結果.....	32
3.4 DGPS による精度評価.....	34
3.5 マルチコリレータ（相関波形）の様子.....	35
第4章 QZSS の概要.....	36
4.1 QZSS 信号の全般特性.....	37
4.2 QZSS 信号構成.....	38
4.2.1 L1 補完信号の信号構成.....	39
4.2.3 L5 信号の信号構成.....	40
4.2.4 L1-SAIF 信号の信号構成.....	40
4.2.5 LEX 信号の信号構成.....	40
4.2.6 周波数.....	41
3.2.7 航法メッセージ.....	41
第5章 QZSS 対応とソフトウェア GNSS 機能の追加.....	42

5.1	信号捕捉	42
5.2	信号追尾 (トラッキングループ)	46
5.3	航法メッセージ	49
5.4	測位結果	49
5.5	GPS ソフトウェア受信機と GPS/QZSS ソフトウェア受信機との精度比較	50
5.6	GPS/QZSS ソフトウェア受信機精度の評価	51
5.6.1	単独測位評価	51
5.6.2	DGNSS (ディファレンシャル) 評価	52
5.6.3	キャリアスムージング結果	53
	まとめと考察	55
	謝辞	55
	参考文献	55
	付録 A	56

第 1 章 序論

1.1 研究背景

GPS(Global Positioning System)は米国政府が開発し運用している全地球測位システムである。このシステムは全世界どこにいても自分の位置を知ることができるシステムである。GPS は当初、米軍のために正確な位置情報、速度情報および時間情報を提供するために米国国防総省によって開発されたものであった。現在 GPS は民政に開放され、測位サービスは携帯電話やカーナビゲーションにも利用されている。

1973 年ごろから開発が始動した GPS 衛星は、第一世代の人工衛星航法システム NNSS (Navy Navigation Satellite System) の改良発展型である。NNSS システムは 1964 年に実用化し、20 世紀末まで利用されていた。NNSS は米海軍と民間の船舶の一部で利用されていたが、民間には公開されてはいなかった。

これまで大学や研究機関において、その複雑さから GPS 受信機内部の開発を行うことは困難であった。しかし、近年の PC における処理能力の飛躍的な向上により、ソフトウェア上で GPS 受信機を開発することや、受信機内部の信号処理を行うことが比較的容易に可能となった。このような受信機を GPS ソフトウェア受信機、または単にソフトウェア受信機と呼ぶ。

2010 年 9 月 11 日に鹿児島県種子島宇宙センターより準天頂衛星システム QZSS「みちびき」(以降、QZSS)の打ち上げが行われた。QZSS は、日本や東アジア、オセアニア地域をカバーする地域測位システムとして、GPS の補完と補強を目指すシステムである。これによって山間部および高層ビル街など、測位に必要な GPS 衛星の数が確保できない場所においても十分な測位精度を目指す。

1.2 目的

本卒業論文では、GPS 受信機内部の動作を理解し、ソフトウェア受信機を制作すること、また同受信機で、2010 年 9 月打ち上げ予定の QZSS の L1C/A 信号に対応し、今後の測距精度の向上を目指すことを目的とする。

1.3 GPS 概要

航空機や船舶の航行において、時刻や現在地、目的地を定める作業や方法論を航法(Navigation)と呼び、そのうち、現在位置を知ることが測位(Positioning)と呼ぶ。航法には様々な種類があり、山や地上の目標物を視認する地文航法、六分儀、コンパスを用いる天文航法、無線技術を用いた電子航法などが挙げられる。GPS は人工衛星を使用する航法であり、衛星航法と呼ばれる。衛星航法は従来の電子航法と比べ精度よく測位でき、受信機も小型かつ軽量にでき、面倒な操作も不要であるなど様々な利点が挙げられる。しかし、同時に GPS から放送される指向性の高い信号により、山間部やビル街等ではマルチパス誤差が生じてしまい、測位精度に影響を及ぼす問題も挙げられている。GPS 衛星と受信機による測位の概略イメージを図 1 に示す。また、GPS システム概要の諸元表を以下の表 1 に示す。

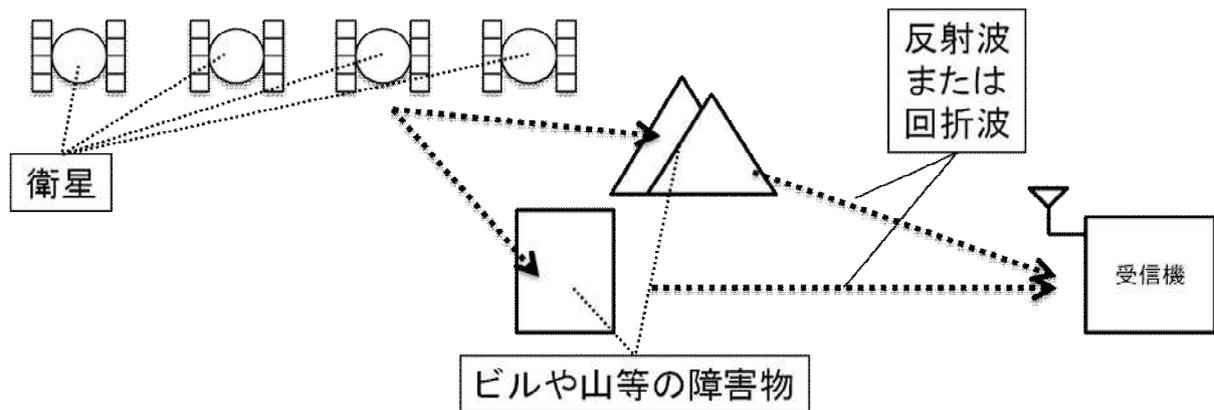


図 1 . GPS 衛星による測位の概略

表 1 . GPS システム諸元

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

GPS の開発の目的は、米国国防総省 DoD (Department of Defence) が、米軍に対して高精度な位置、速度、時刻を提供することにあった。その後、GPS は民生ユーザに提供され、その誤差は水平位置で約 100m 以下までに許容された。国防総省はこのサービスを平和的な民生利用のための標準測位サービスと位置付け、対して国防目的に利用する国防総省が認めたユーザのみに提供するサービスを精密測位サービスと位置付けられ、選択利用性 SA(Selective Availability)として差別化が図られていた。SA は利用者に不評であり、1996 年当時の米国大統領クリントン大統領の PDD (Presidential Decision Directive:大統領政策指令)により、10 年以内の SA を解除する方針が示された。

2000 年 5 月 2 日に SA は停止され、それまで水平での測位誤差が約 100m であったのに対し、数十 m から数 m に改善されるなど測位精度が向上することとなる。

GPS は周回衛星であり、合計で 24 ~ 30 機程度が地上約 2 万 km 付近で周回しながら信号を放送している。使用する信号は、民生利用目的である L1 信号帯で 1575.42MHz と、強い直進性を持つマイクロ波である。したがって受信機は、地平線以下の衛星からは測位できない。

GPS と類似している衛星航法システムには現在ロシア連邦が運用している GLONASS (Global Navigation Satellite System), 欧州が開発を行っている GALILEO がある . 我が国でも日本本土及びオセアニア諸国を , 図 2 に示すような 8 の字型に周回する準天頂衛星システム (以下 , QZSS) が計画されており , 2010 年 9 月 11 日に打ち上げが予定されている . QZSS の仕様を以下の表 2 に示す . なお , QZSS の諸元については本稿の第 3 章以降に述べる .



図 2 . QZSS の軌道

表 2 . QZSS の仕様

送信信号 概略仕様	信号名称	周波数
	L1C/A	1575.42Mhz
	L1C	
	L1-SAIF	
	L2C	1227.60Mhz
	L5	1176.45MHz
	LEX	1287.75Mhz
時刻系	UTCに準拠し , GPS時刻とのオフセットが管理されている	
座標系	JGS	

1.4 GPS 測距信号

GPS 衛星からの測距信号には , 搬送波 , 擬似雑音符号 (pseudo-random-noise : PRN) コード (スペクトル拡散コード , 擬似ランダム雑音 , または単にコードとも呼ぶ . 本稿では以下 PRN コードとする .) , 航法メッセージが含まれている . これらの信号成分は次のように表される . 各衛星は 3 つの類似した信号成分を送信する .

$$\begin{aligned}
S_{L1} &= \sqrt{2P_c} D(t)x(t) \cos(2\pi f_{L1}t + \theta_{L1}) + \sqrt{2P_{Y1}} D(t)x(t) \sin(2\pi f_{L1}t + \theta_{L1}) \\
S_{L2} &= \sqrt{2P_{Y2}} D(t)x(t) \sin(2\pi f_{L2}t + \theta_{L2})
\end{aligned}
\tag{1.1}$$

これらの項は、信号電力（振幅） $\sqrt{2P}$ 、航法メッセージ $D(t)$ 、スペクトル拡散コード $x(t)$ 、無線周波数搬送波 $\cos(2\pi ft + \theta)$ あるいは $\sin(2\pi ft + \theta)$ の積で表される。なお、 θ は衛星信号の搬送波位相である。GPS 信号の概要を図 3 に示す。

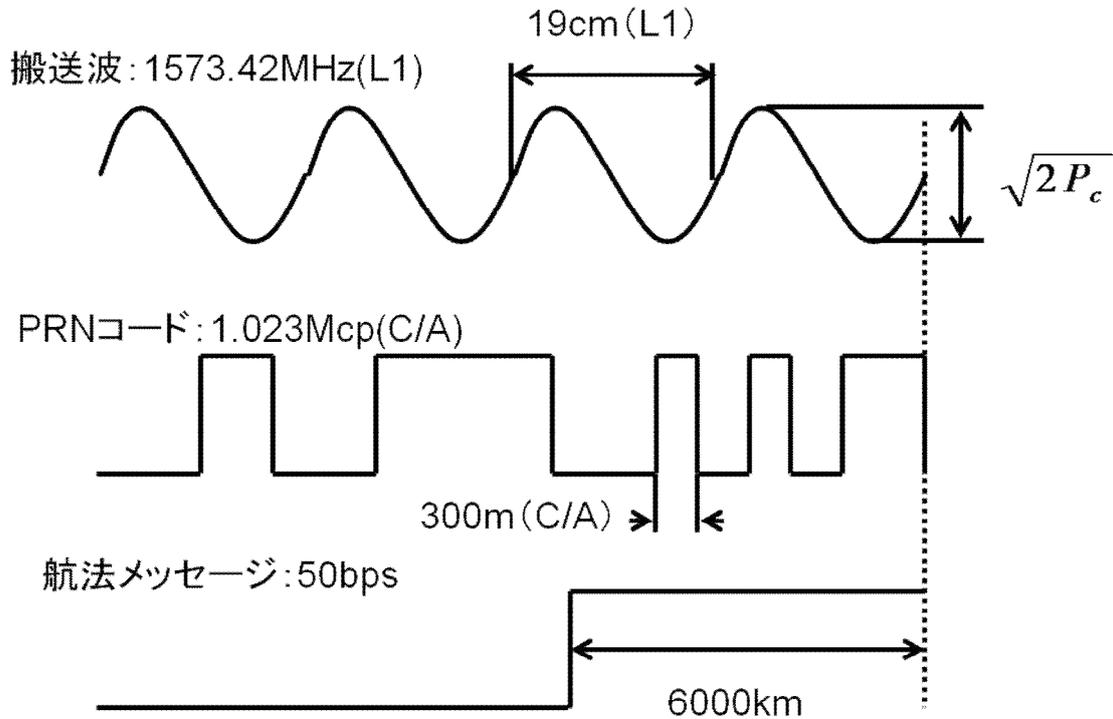


図 3 . GPS の信号成分

各信号の概要を以下に示す。

- **搬送波**：L1 信号と L2 信号が存在する。各周波数はそれぞれ $f_{L1} = 1575.42\text{MHz}$ 、 $f_{L2} = 1227.60\text{MHz}$ の正弦波信号である。これらの周波数は、無線周波数スペクトルの UHF(Ultra-high frequency)帯に位置する。対照的に FM ラジオ放送は VHF(very-high frequency)帯の周波数で自動車や家庭に信号を送っている。FM ラジオ放送の周波数は GPS で使用されるものの 1/10 以下である。また、AM ラジオ放送は 680×10^3 から $1260 \times 10^3 \text{ Hz}$ までの周波数を使用している。これら AM ラジオ周波数は MF(medium frequency)帯で、GPS の 1/1000 以下である。

式に示されるように、GPS はこれらの 3 つの項で表現される搬送波を使用し、図 3 の一番上に示される波形を持つ。この搬送波は、周波数 f および位相オフセット θ により完全に規定できる。また、2 つの信号が同じ搬送波周波数 f_{L1} を使用することも分かる。民生用信号は

$\cos(2\pi f_{L1}t + \theta_{L1})$ を変調し，軍用信号は $\sin(2\pi f_{L1}t + \theta_{L1})$ を変調する．余弦波が正弦波より位相的に 90 度進むので，これらの信号は直交位相である．よって，受信機側では位相差と強度差で容易にこれらの 2 つの信号を分離することができる．

無線搬送波はそれらの波長で規定することもできる．電波の波長は以下の式で定義されている．

$$\lambda[m] = \frac{c[m/sec]}{f[Hz]} = \frac{3 \times 10^8}{f} \quad (1.1)$$

λ は周波数 f に反比例することより GPS の波長は $\lambda_{L1} \approx 19[cm]$ または $\lambda_{L2} \approx 24[cm]$ となる．

データおよびコードは共に変調には二値位相変調(以下，BPSK)を用いる．BPSK はもとの正弦波である搬送波よりも低い周波数で変化し，+1 または -1 を交互にとるものとする．このような信号を方形波と呼ぶ．搬送波である正弦波に，拡散コード $x(t)$ が乗じられ，これが送信波となる．これはスペクトル拡散方式に基づく通信方式である．スペクトル拡散方式についての詳細は 1.5 スペクトル拡散方式にて述べる．受信機では送信波に時間遅れが加わった受信波から方形波成分を取り出し，この時間遅れ分を求める．この搬送波成分を除いた方形波成分のみをベースバンド信号 (Baseband signal) と呼ぶ．概要図を以下に示す．

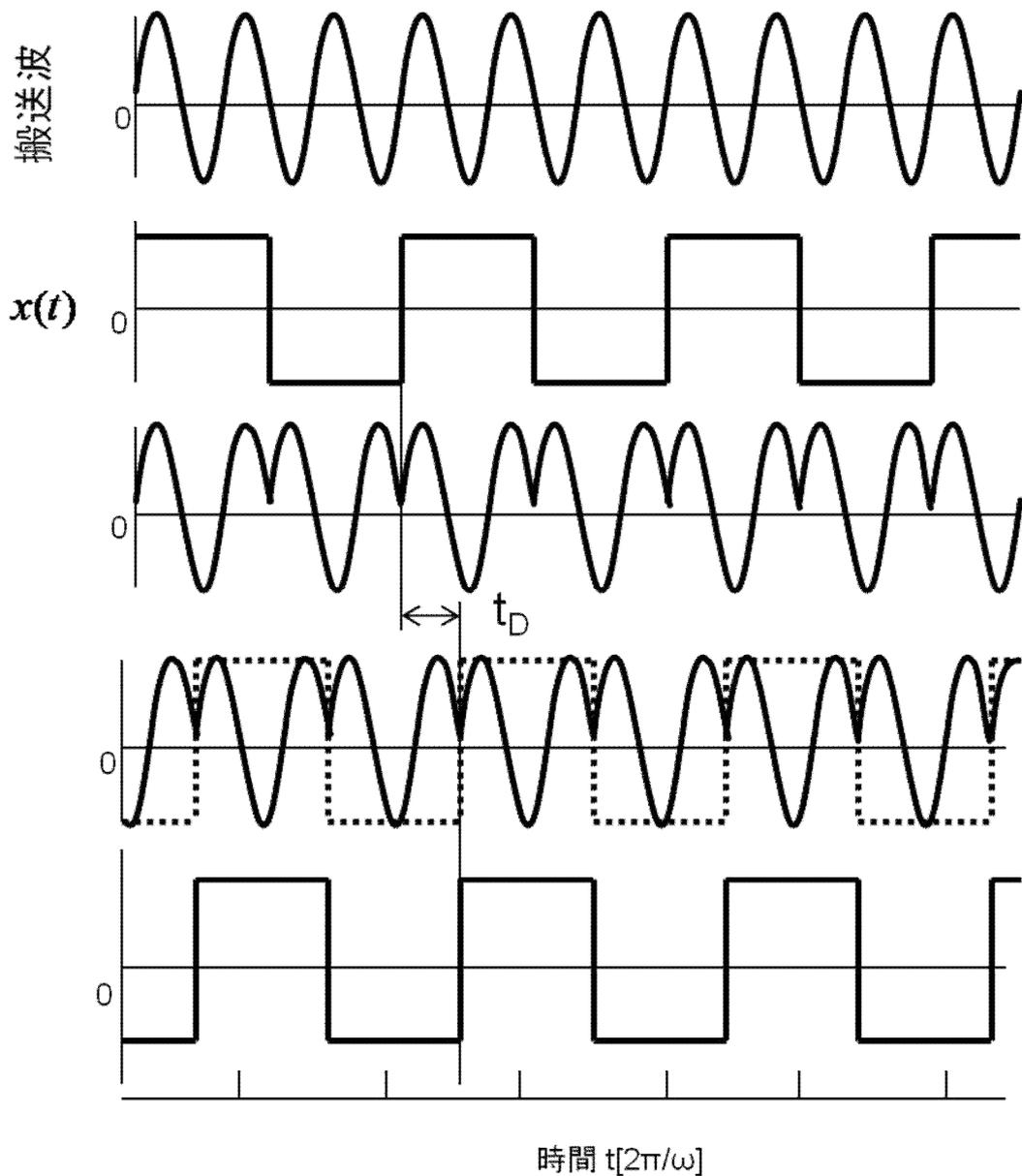


図 4 . BPSK による変調

二値コードによって搬送波を変調すると、初め単一周波数に集中していた信号エネルギーが、搬送波周波数を中心にして、C/A コードでは 2MHz、P(Y)コードでは約 20MHz の広い周波数帯域にわたって拡散する。信号電力は変化しないが、この方法は電力スペクトル密度を、雑音 R F 放電電力以下に減少させる。また、コードが既知であれば、信号エネルギーは受信機で「逆拡散」できる。この搬送波周波数を中心に拡散する信号の様子を図 5 に示す。

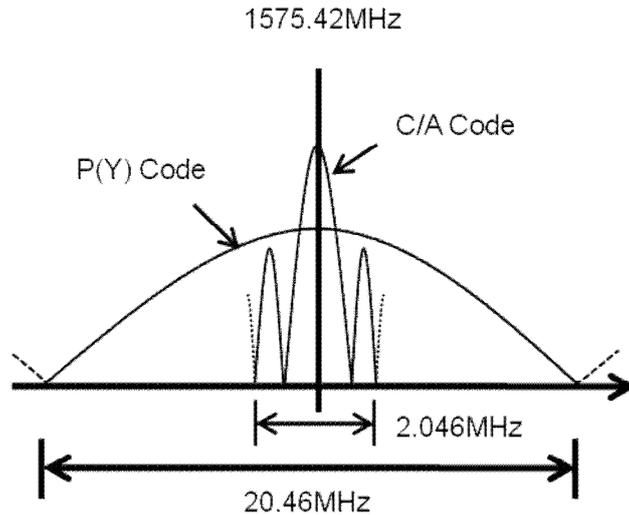


図 5 . L1 搬送波のスペクトル拡散による電力スペクトル

- **PRN (pseudo-random-noise) コード**：一般に擬似拡散コードと呼ばれているものである。各衛星に割り当てられており、-1 と 1 の固有の系列である。この系列は Gold 系列と呼ばれ、数学的によく配慮されており、すべての衛星がお互いに干渉することなく同一の周波数で送信できるような特性を持っている。

各衛星は、二つの異なるコードを送信している。C/A コード (coarse/acquisition code) と、P(Y)コード (precision (encrypted) code) である。C/A コードは 1023 チップの固有の系列であり 1ms 周期で同じパターンを繰り返す。チップの速度であるチップレートは 1.023MHz(もしくは Mcps)でチップ幅は 300m である。P コードは極めて長い PRN 系列(約 10^4 チップ)を抜き出したものである。チップレートは 10.23Mcps で、C/A コードの 10 倍であり、チップ幅は 30m である。C/A コードに比べ波長が短いので距離測定はより精密になる。

P コードの周期は約 1 週間である。このコードは実際には暗号化され、Y コードと呼ばれており、限定されたユーザのみに信号を送信している。

PRN 系列はお互いにはほぼ直交している。すなわち、二つの系列の項ごとの積の和は、互いに任意にずらしてもほぼ 0 である。衛星 k と l に対して、C/A コード $x^{(k)}$ および $x^{(l)}$ と呼ばれる固有の PRN 系列が割り当てられているとき、以下の相互相関関数を定義する。

$$\sum_{i=0}^{1022} x^{(k)} \cdot x^{(l)}(i+n) \approx 0, \text{ for all } n, k \neq l \quad (1.1)$$

PRN 系列同士は、すべてのシフトに対しほとんど無相関である。P(Y)コードの PRN 系列も同様に互いに直交している。これらのコードが直交しているので、全ての衛星がお互いに干渉することなく同一の周波数で同時に放送できる。

また、もう一つの特性として、PRN 系列が零シフトを除いて、それ自身もほとんど無相関であるということである。ある C/A コードに対して、

$$\sum_{i=0}^{1022} x^{(k)} \cdot x^{(k)}(i+n) \approx 0, \text{ for all } |n| \geq 1$$

(1.2)

である。式(1.2)の左辺は、シフト n の自己相関関数を定義している。鋭いピークを持つ零シフトを除いて、PRN 系列の自己相関関数はほとんどゼロである。信号の捕捉と追尾に、これらの PRN の相互相関関数と自己相関関数が利用されている。

- **航法メッセージ**：自衛星の健康状態、軌道情報（エフェメリス）を二進数 50bps で放送している。航法メッセージ 1 サイクルは 1 フレームと呼ばれる。1bit の長さは 20ms であり、1 フレーム当たり 1500bit 単位のデータである。1 フレーム分送信するために 30 秒時間がかかる。フレームは 5 組のサブフレームに分かれ、サブフレーム 1~3 に各衛星固有のエフェメリスが含まれている。これに対してサブフレーム 4, 5 はすべての衛星に対する軌道情報（アルマナック）や電離層補正情報が含まれる。これらはデータ量が多いため、さらにそれぞれ 1~25 ページ単位で分割される。すべての内容を送信するには 25 フレームを必要とするため、航法メッセージの全情報を得るには 12 分 30 秒を要する。
航法メッセージの構成を図 6 に示す。

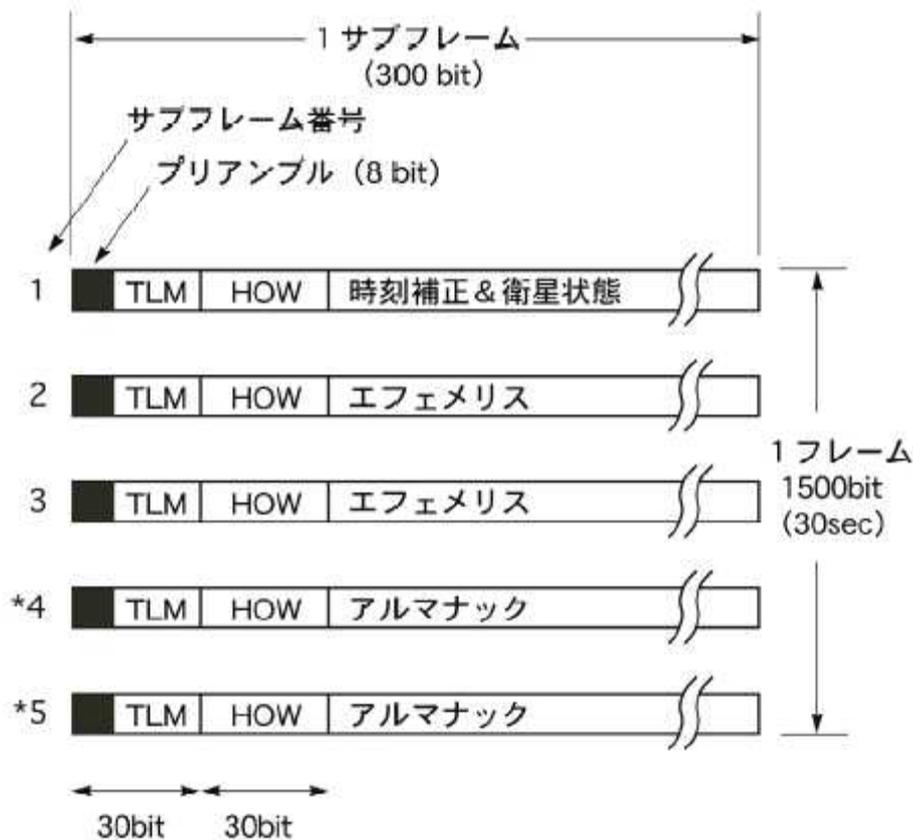


図 6 . 航法メッセージの構成

1.5 スペクトル拡散方式について

コードおよび搬送波を拡散符号によって変調を行い送受信する方式はスペクトル拡散 (Spread spectrum) 通信と呼ばれる。スペクトル拡散通信にも様々なバリエーションがあるが、GPS/QZSS ソフトウェア受信機で用いられるものは直接拡散方式 (Direct Sequence Spread Spectrum) というタイプである。スペクトル拡散通信方式による通信は拡散符号により変調されているため一見ランダムな雑音のように見え、探知・傍受されにくいという特徴がある。近年では移動通信に適していることから携帯電話や無線 LAN 等で多く採用されている。また、同一周波数を複数の送信機で共用でき、受信タイミングの正確な測定ができる特徴を持つ。

直接拡散方式では送信データに対して拡散符号を乗じ、送信データよりも広い帯域にエネルギーを拡散させ送信する。拡散に使用されるデータのビット単位はチップと呼ばれる。受信側では送信側の拡散符号から逆拡散符号を作り、この演算により送信データを復号する。逆拡散符号はレプリカとも呼ばれる。拡散符号は自己相関が小さい符号系列である擬似ランダム雑音のパターン (Direct Sequence Spread Spectrum ;PN) が使われ、Gold 系列や M 系列 (Maximal Length Linear Shift Register Sequence ;最大長線形シフトレジスタ系列) といった拡散符号が用いられる。GPS のコードでは主に、M 系列二段を排他的論理和 (XOR) をとった Gold 系列を用いる。

スペクトル拡散方式の基本構成を以下の図に示す。

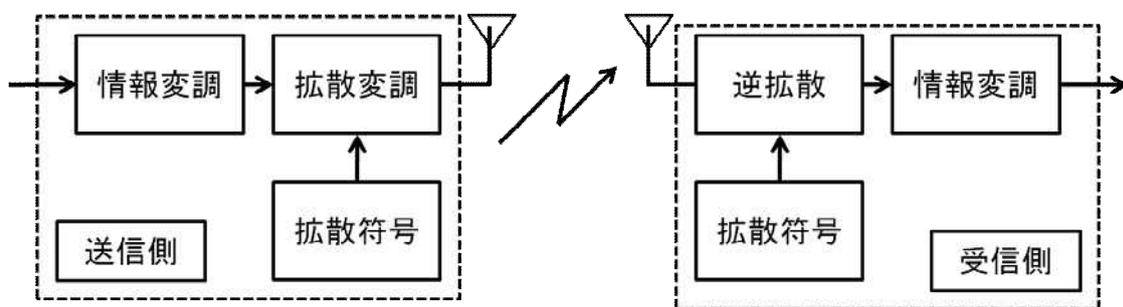


図 7. スペクトル拡散方式基本構成図

M 系列による PN はシフトレジスタ回路と排他的論理和によって生成される。ビットは各々のレジスタに格納され循環シフトを行う。これによって m ビットから $2^m - 1$ 長の符号を生成する。ただし、シフトレジスタ中間部分から取り出された接続は特定の位置でなければならない。この排他的論理和をとる接続は帰還タップとも呼ばれる。GPS のコードはこれを 1023 チップ繰り返す。図 8 に M 系列発生回路の概要図を示す。概略の M 系列は 31 チップを繰り返すものとする。なお、各々の $D1 \sim Dm$ はビットを保持するレジスタを表す。

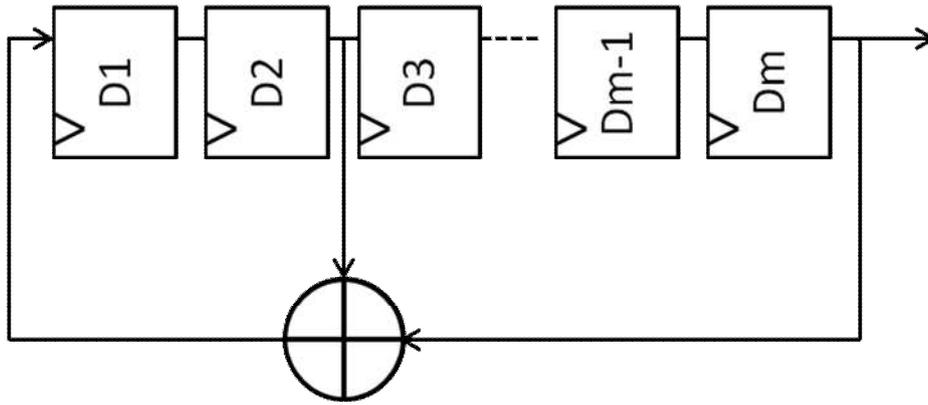


図 8 . フィードバック付きシフトレジスタ

このようにして発生した M 系列にはランダム性，優れた自己相関性等の特徴を持つ．5 段のシフトレジスタを用いた M 系列発生機を例に挙げてみる．帰還タップの位置を(5,2)とし，初期値は(1,1,1,1,1)である時に発生された周期 31 ビットの M 系列は

1111100110100100001010111011000 | 1111100110100100001010111011000

となる．図にこの M 系列を発生させるシフトレジスタを示す．

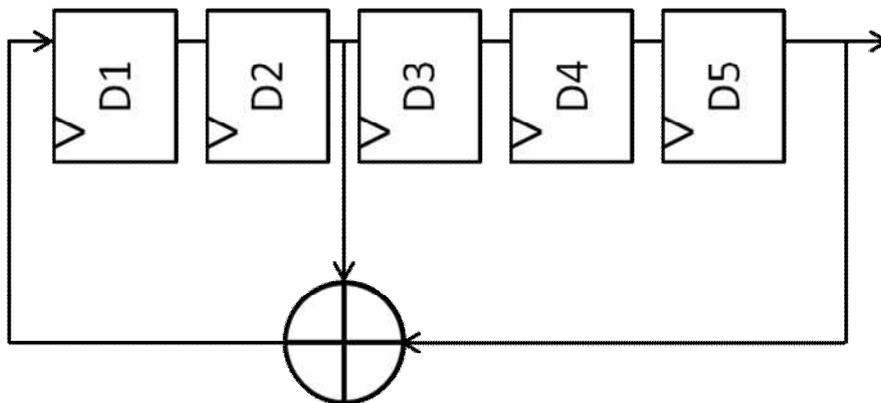


図 9 . M 系列発生シフトレジスタ (5 段)

M 系列の自己相関関数はメインローブだけで，サイドローブは存在していない．また，メインローブ以外のところの値は系列周期分の 1 になるので 0 に近い．図に M 系列の自己相関の様子を示す．

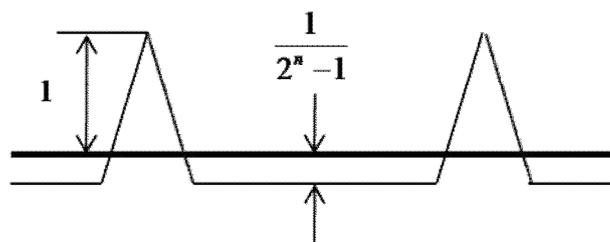


図 10 . M 系列の自己相関

発生した M 系列には，ランダム性と優れた自己相関性等の特徴を持つ．

GPS で用いる Gold 系列は，注意深く選ばれた長さ 1023 の 2 つの M 系列を使用する．Gold 系列は $m \neq 0 \text{ Mod } 4$ でいかなる長さ $N = 2^m - 1$ である巡回系列を生成できることが特徴である．つまり長さ 1023 の 2 つの M 系列の対は長さ 1025 個の系列を生成できる．GPS 衛星はの数に限られているので，この系列から一つの固有の系列を各衛星に提供できる．

Gold 系列の最初の 2 個は基本となる 2 つの M 系列である．残りの N 個は，基本となる一つの系列を，もう一つの基本となる系列を N 回巡回的にシフトした系列に加算することで作られる．結局，基本となる系列は長さ N であり，したがって基本となる系列の何れかも N 回の異なるシフト状態を持つ． \underline{u} と \underline{v} とがゴールドファミリを生成することができる 2 つの系列と仮定し，長さ N の Gold 系列の状態をを以下式のように記述する．

$$\begin{aligned} \underline{u} &= \{u_m\}_{m=0}^{N-1} \\ \underline{v} &= \{v_m\}_{m=0}^{N-1} \\ \{\underline{u} \oplus S^k \underline{v}\}_{m=0}^{N-1} \end{aligned} \tag{1.3}$$

ここで， $S^k \underline{v}$ は \underline{v} を k 回巡回的にシフトしたものであり，次の式で表される．

$$\underline{u} \oplus S^k \underline{v} = \{u_m \oplus v_{m-k}\}_{m=0}^{N-1} \tag{1.4}$$

この系列は送信においてあらかじめ計算されていて，コンピュータに格納して使用する．あるいは， $N=31$ の全ての Gold 系列を生成するために図 11 に示されるような M 系列生成シフトレジスタ二段を使用する．系列を生成するために必要なレジスタの数 m は $N=31$ より以下より 5 個必要だと分かる．

$$\begin{aligned} 2^m &= N + 1 \\ \text{仮定 } N = 31 \text{ より } &\Rightarrow 2^m = 32 \\ \Rightarrow \log_2 2^m &= \log_2 2^5 \\ \Rightarrow m &= 5 \end{aligned} \tag{1.5}$$

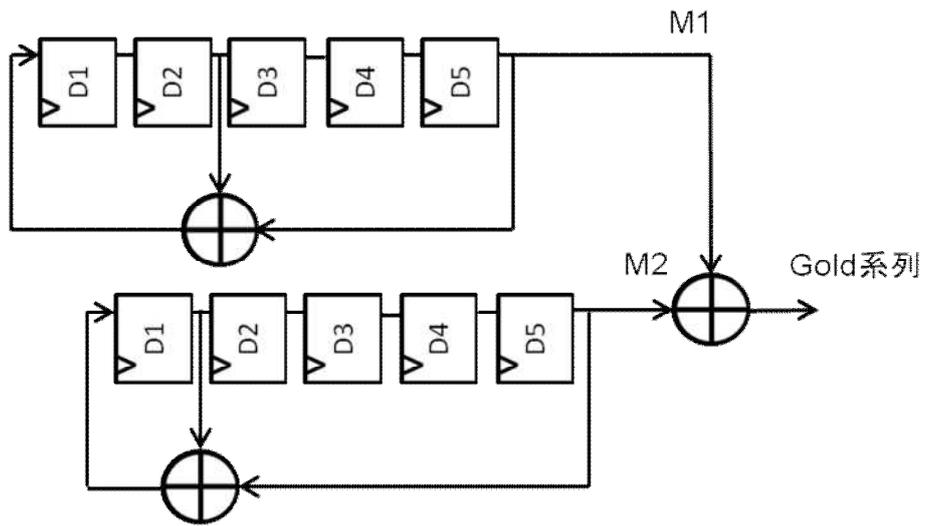


図 11 . Gold 系列生成シフトレジスタ

第 2 章 GPS 受信機

2.1 GPS 受信機概要

GPS 受信機の基本的な機能は以下の通りとする。

- 上空を飛行する衛星から送信された RF 信号を補足する。
- 可視衛星から信号を分離する。
- 信号の伝搬時間とドップラシフトの測定を行う。
- 衛星の位置、速度、時計パラメータを決定するために、航法メッセージを解読する。
- ユーザーの位置・速度・時間 (PVT) を推定する。

2.2 GPS 受信機の構成

GPS 受信機は以下の図 12 に示すブロック図で構成される。受信機の役割は GPS 衛星から送信される信号を処理し、ユーザ位置を求めるものである。

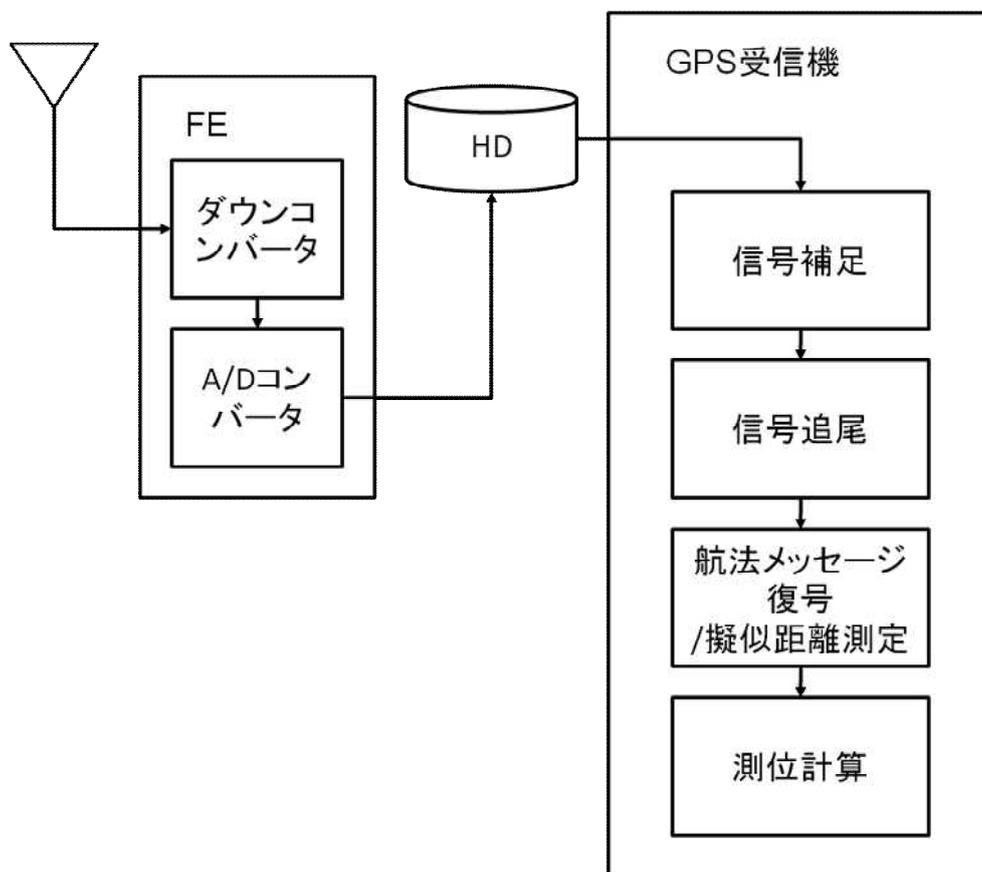


図 12 . GPS 受信機の構成

受信機はまず GPS 衛星から送られてくる電波をアンテナで捕える。GPS 信号の電波は非常に微弱なアナログ信号である。この信号は FE(Front End)内の低雑音増幅器 LNA(Low Noise Amplifire)

によって増幅される。また, GPS から発信される信号は 1575.42Mhz と高速であるため, ダウンコンバータにより IF (中間周波数) へダウンコンバートし, その後 A/D コンバータにより A/D 変換を行いデジタル信号に置き換える。これにより信号はバイナリデータに変換され, ソフトウェア上での信号処理が可能となる。

2.3 信号の前処理

受信された GPS 信号はそのままではコンピュータ処理できない。具体的には以下の処理が必要である。

- 信号電力の 10^{10} 倍 (100dB) 増幅
- 雑音の除去
- コンピュータ処理可能な周波数への搬送波のダウンコンバート (down convert)

周波数のダウンコンバージョン (frequency down conversion) は, 以下に示す三角関数の公式に基づく。

$$\cos x \sin x = \frac{1}{2} [\cos(x+y) + \cos(x-y)] \quad (2.1)$$

この式を基本に, 受信信号に基準信号を乗算する。よってダウンコンバートの結果は以下の式となる。

$$\begin{aligned} & \sqrt{2P_C} D(t-\tau)x(t-\tau) \cos(2\pi(f_{L1} + f_D)t + \theta) \\ & \quad \times \sqrt{2P_C} D(t-\tau)x(t-\tau) \cos(2\pi(f_{L1} - f_{IF})t + \theta_{IF}) \\ = & \sqrt{2P_C} D(t-\tau)x(t-\tau) \\ & \quad \times [\cos\{2\pi(2f_{L1} + f_D - f_{IF})t + \theta + \theta_{IF}\} + \cos\{2\pi(2f_{IF} + f_D)t + \theta - \theta_{IF}\}] \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで $\sqrt{P_C}$ は信号電力, t を GPS 時刻, τ を伝搬時間, $t-\tau$ は受信機時刻を表す, D は航法メッセージ, x を PRN コード (ここでは C/A コード), f_D はドップラ周波数, f_{IF} は中間周波数, θ は搬送波位相, θ_{IF} は局部発振器と GPS 信号との位相差である。局部発振器の周波数は $f_{L1} - f_{IF}$ となる。振幅に係る係数 $\sqrt{2}$ は, 続く計算を簡単にするため用いるが, 一般性は失われない。

式 (2.2) の乗算により 2 つの項が現れる。第一項は, 入力周波数の和に等しいため, 和の項と呼ばれる。第二項は, 入力周波数に等しいため, 差の項と呼ばれる。 f_{IF} 付近の周波数だけを通過させる帯域通過フィルタ (bandpass filter: BPF) により和の項が取り除かれる。残りの信号は次式のようになる。

$$\begin{aligned} & \sqrt{P_c} D(t - \tau) x(t - \tau) \cos(2\pi(f_{IF} + f_D)t + \delta\theta_{IF}) \\ & \delta\theta_{IF} = \theta - \theta_{IF} + \theta_{BPF} \end{aligned} \tag{2.3}$$

この信号は周波数を下方へ移動した受信信号と等しい．乗算および処理はミキシングと呼ばれる．位相は帯域通過フィルタによってずれるが，前衛性の受信信号に等しくずれるため位置の推定に影響を与えない．ドップラ周波数を残したまま L1 周波数は中間周波数 IF へと変換される．

2.3 信号補足

前項で得られたアナログ信号をデジタルへ変換する．これをサンプリングと呼ぶ．受信信号は，連続的な値であり，すべての瞬間において定義できる．サンプリング後，アナログ信号はサンプリング波形とかけあわせられ，出力信号は，時間軸において離散的で，時間軸において連続的になる． サンプル信号は次式のようになる．

$$\begin{aligned} S_l &= \sqrt{P_c} D(t_l - \tau) x(t_l - \tau) \cos(2\pi(f_{IF} + f_D)t_l + \delta\theta_{IF}) \\ t_l &= lT_s, l = 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \tag{2.4}$$

また，A/D（アナログデジタル）変換器で受信機で数値を作成できるレベルに増幅をおこなう．ここで，サンプリング周期を T_s ，サンプリング時間を t_l と示すことにより，これが離散時間信号であることを明示する．実際のサンプル信号は複数の衛星信号を含んでおり，各衛星信号は固有のコード位相 τ とドップラ周波数 f_D を持っている．

ソフトウェア受信機では，HD（ハードディスク）に保存されたバイナリデータから信号を補足する．得られたデジタル信号から，到着時刻 τ の推定，ドップラシフト f_D の推定，搬送波位相のオフセット $\delta\theta$ の推定を行う処理が必要となる．これら一連の処理を信号補足(Acquisition)と呼ぶ．これらはユーザ位置および時刻オフセット，ユーザ速度とクロック周波数の計算に伴う擬似距離変化率の推定に必要な処理である．具体的には，スペクトル拡散信号を逆拡散し，元の搬送波信号を復元するものである．スペクトル拡散については第章に詳細を述べる．この信号補足処理によって各衛星信号の有無を確認する．

信号捕捉では受信信号と局部発振器から出力された基準信号とコードレプリカの相関を取ることによってコードの位相とドップラ周波数を探索する．一度信号をとらえることができれば，コード位相とドップラ周波数は信号追尾モジュールへ受け渡され，コード位相の追尾情報から擬似距離，ドップラ周波数からは搬送波位相が出力される．

信号補足には数分の時間を要する．事前情報が無い場合コールドスタートとなり，補足まで数分を要する．事前情報はエフェメリス情報と呼ばれ，衛星の位置演算に使用する衛星の正確な位置情報を示す軌道データであり，各衛星固有のものである．

一般の受信機では，受信信号と基準信号，コードレプリカの相関を応答時間での乗算によって計算している．同位相および直行チャネルの基準信号は次式で表される．

$$\begin{aligned} & 2\cos[2\pi(f_{IF} + \hat{f}_D)t + \hat{\theta}] \\ & 2\sin[2\pi(f_{IF} + \hat{f}_D)t + \hat{\theta}] \end{aligned} \quad (2.5)$$

ここで \hat{f}_D は受信機が推定した最良のドップラ周波数と $\hat{\theta}$ はその位相である．乗算した結果，同相・直交チャネルから出力される二つの周波数の差の項は，次式のようになる．なお，同時に出力される和の項については無視する．

$$\begin{aligned} & \sqrt{P_c} D(t_l - \tau)x(t_l - \tau)\cos[2\pi(f_D - \hat{f}_D)t_l + \delta\theta - \hat{\theta}] \\ & \sqrt{P_c} D(t_l - \tau)x(t_l - \tau)\sin[2\pi(f_D - \hat{f}_D)t_l + \delta\theta - \hat{\theta}] \end{aligned} \quad (2.6)$$

この信号は搬送波の成分を持っていないことから，これらの処理は搬送波ワイプオフと呼ばれる．

この搬送波ワイプオフの後に，コードワイプオフを行う．相関器出力における信号成分は，次式のようになる．

$$\begin{aligned} I &= \frac{\sqrt{P_c} D}{L} \sum_{l=1}^L x(t_l - \tau)x(t_l - \hat{\tau})\cos[2\pi(f_D - \hat{f}_D)t_l + \delta\theta - \hat{\theta}] \\ Q &= \frac{\sqrt{P_c} D}{L} \sum_{l=1}^L x(t_l - \tau)x(t_l - \hat{\tau})\sin[2\pi(f_D - \hat{f}_D)t_l + \delta\theta - \hat{\theta}] \end{aligned} \quad (2.7)$$

ここで $\hat{\tau}$ は受信機で推定したコード位相である．この式では T_s 秒間隔に配置された L 個のサンプルを平均していることと，この区間における航法メッセージ D は $+1$ もしくは -1 であることを仮定している．そして， I と Q の二乗和 $I^2 + Q^2$ が相関器の最終的な出力となる．これらの一連の処理は一組みの相関器で行われ，一般の受信機では異なる複数の位相 $\hat{\tau}$ のコードレプリカを持った相関器を並べることでコード位相を並列に探している．しかし，このような処理は膨大な計算量を生むため，本稿の受信機では PC 上での計算に適した FFT（高速フーリエ変換）を用いた信号捕捉アルゴリズムを実装している．

一連の処理の流れの相関器のブロック図を以下に示す。

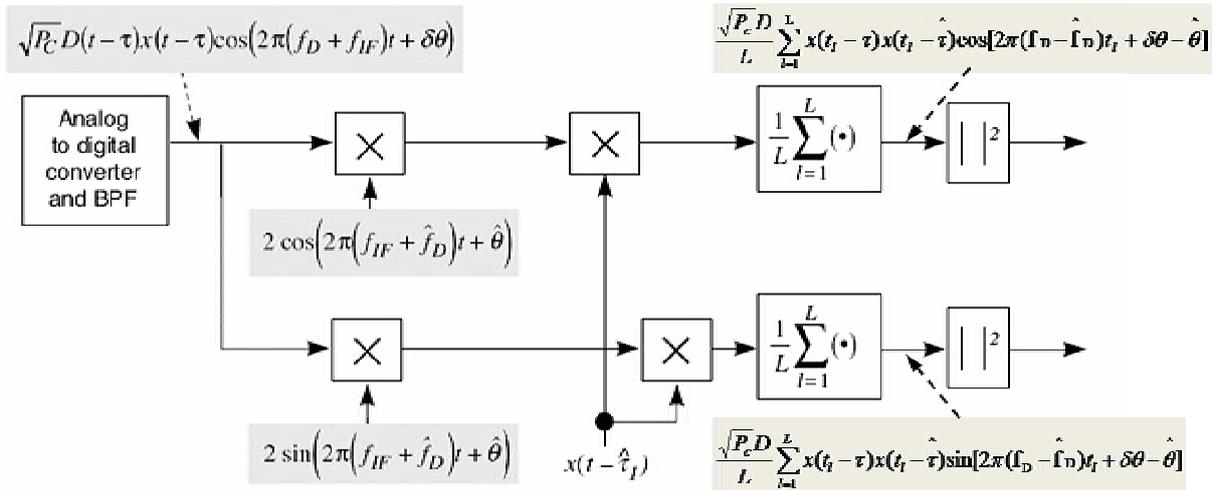


図 13 . 相関器のブロック図

FFT 方式はコード相関を FFT による巡回相関で実行することである。巡回相関は円形状にコードレプリカをシフト（回転）することで受信信号と相関をとる。コードの自己相関の式を以下とする。

$$z(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} x(t_l + \tau) \cdot x(t_l) \tag{2.8}$$

この自己相関 $z(\tau)$ の周波数応答 $Z(k)$ は、フーリエ変換によって以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} Z(k) &= \sum_{\tau=0}^{L-1} \sum_{l=0}^{L-1} x(t_l + \tau) \cdot x(t_l) \cdot e^{-j2\pi k\tau / L} \\ &= \sum_{\tau=0}^{L-1} x(t_l + \tau) \cdot e^{-j2\pi k\tau / L} \sum_{l=0}^{L-1} x(t_l) \cdot e^{-j2\pi k\tau / L} \\ &= X^*(k)X(k) \end{aligned} \tag{2.9}$$

ここで*は複素共役を示す。このように、時間応答による自己相関の式は周波数応答における乗算に置き換えることができる。また $Z(k)$ は最終的に逆フーリエ変換によって $z(\tau)$ になる。図にイメージを示す。

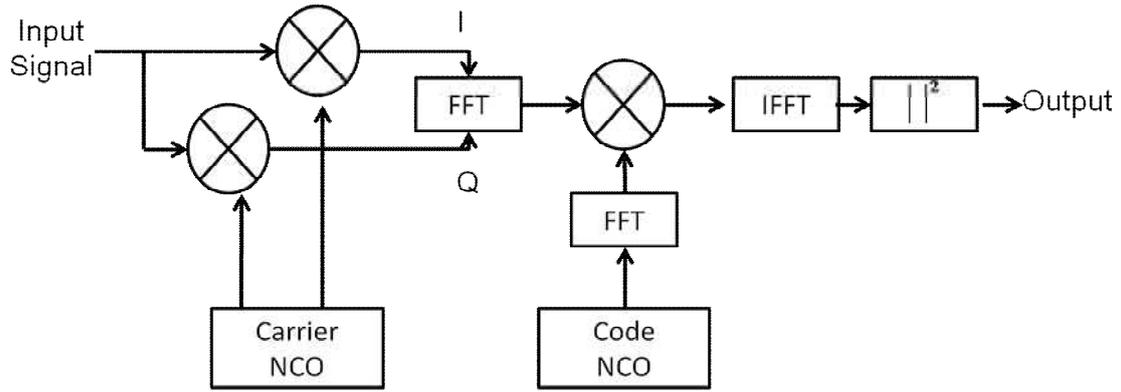


図 14 . FFT 方式ブロック図

2.4 信号同期追尾

信号補足によって信号のコード位相とドップラ周波数が得られると、航法メッセージと観測量（擬似距離，搬送波位相）を得るために信号追尾が開始される。GPS 衛星の信号を追尾するためには 2 つのループが必要とされる。信号同期追尾処理は相関器とフィードバックループによって構築され、これらは遅延ロックループ（以下，DLL）および搬送波位相追尾ループ（以下，PLL）から成る。DLL は入力信号の C/A コードおよびコードの位相差を検出し、位相誤差の大きさにおおじてコード位相を制御する。また、PLL は得られたスペクトル拡散信号の到着時間およびドップラ周波数を追尾する。PLL がロックすると航法メッセージは直ちに復調される。

制御ループのイメージを図に示す。構成図において、PC は位相比較器，LPF はフィルタ，NCO は数値制御発振器を表す。

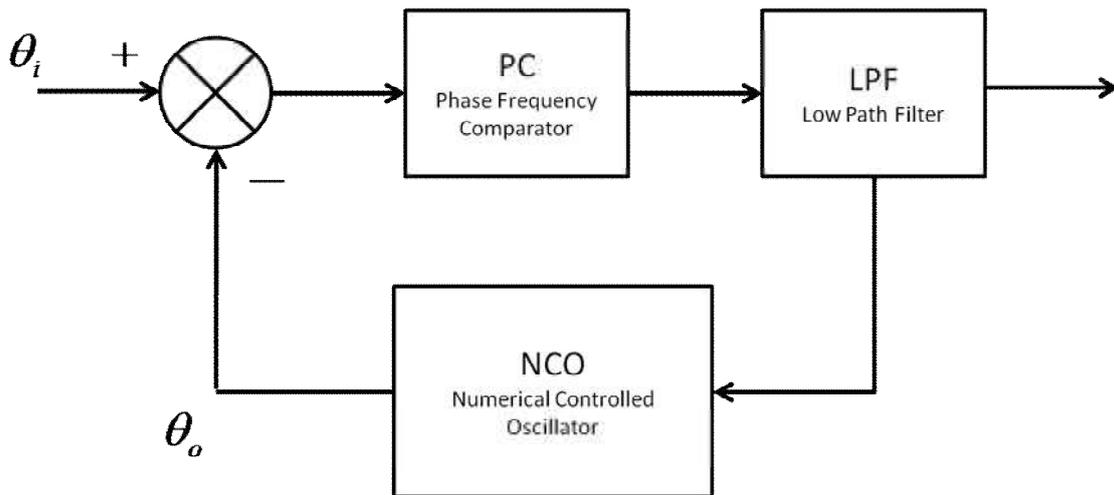


図 15 . 制御ループの構成図

位相比較器のゲインを k_d ，フィルタの伝達関数を $H(s)$ ，発振器のゲインを k_o とするとループ全体の伝達関数は以下の式で表すことができる。

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{k_o k_d F(s)}{1 + k_o k_d F(s)} \quad (2.10)$$

閉ループ追尾回路の周波数応答は、 s を $j\omega$ に置き換えることで導かれる。よって、閉ループ伝達関数は次式のようなになる。なお、ソフトウェア受信機で用いられている閉ループ内の位相比較器および数値制御発信機の係数は自由に変更可能である。

$$H(j\omega) = \frac{\theta_o(j\omega)}{\theta_i(j\omega)} = \frac{k_o k_d F(j\omega)}{1 + k_o k_d F(j\omega)} \quad (2.11)$$

DLL はコード誤差を測定するため、立ち上がりと立下りにそれぞれ一つずつ相関器を配置する。これらの相関器は early (進み) 相関器, late (遅れ) 相関器と呼ばれる。またその時間差は相関器幅と呼ばれる。図に示すように広い相関器幅は 1 チップの幅を持ち $d=1$ と記述する。一方、狭い相関器幅の方は $d=0.5$ 程度である。また d の単位はチップ長である。相関器幅に対応する時間は dT_c と表す。

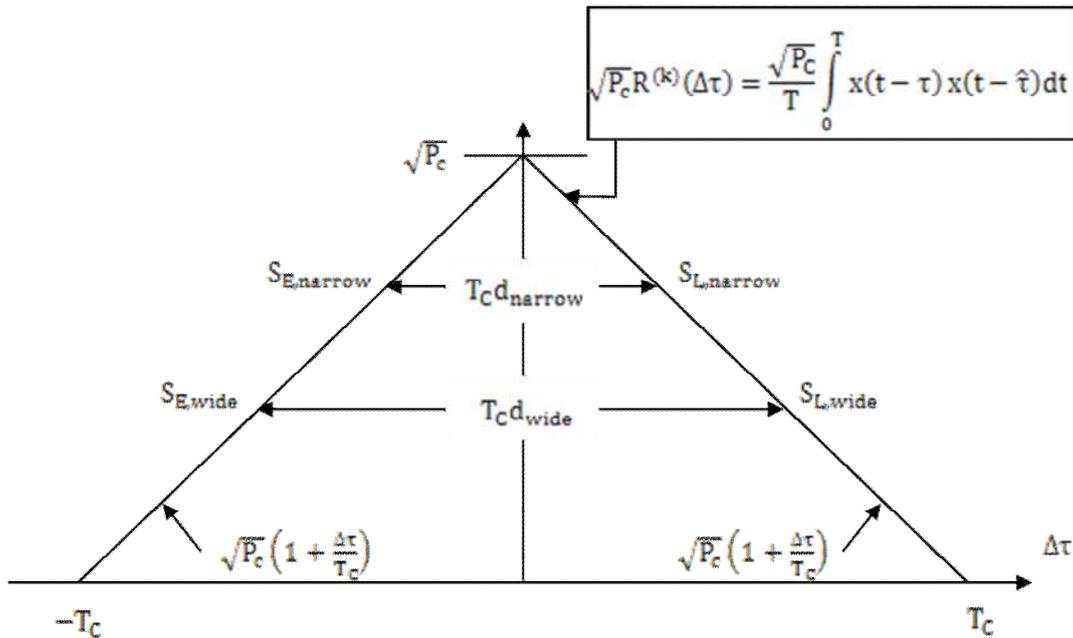


図 16 . 相関ピークと、位相の early (進み), late (遅れ) 相関器のサンプル位置

遅延ロックループはこれら 2 つの相関器から生成される C/A コードレプリカを使い、入力された C/A コードと prompt コードとの位相誤差を検出し、位相誤差の大きさによってコードをシフトする。また、搬送波位相追尾ループは局部発振信号 (NCO) 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 コードにより C/A コードが取り除かれ，局部発振信号と相関が取られると航法メッセージの形となる．

それぞれの信号追尾ループの構成図のイメージを図に示す．

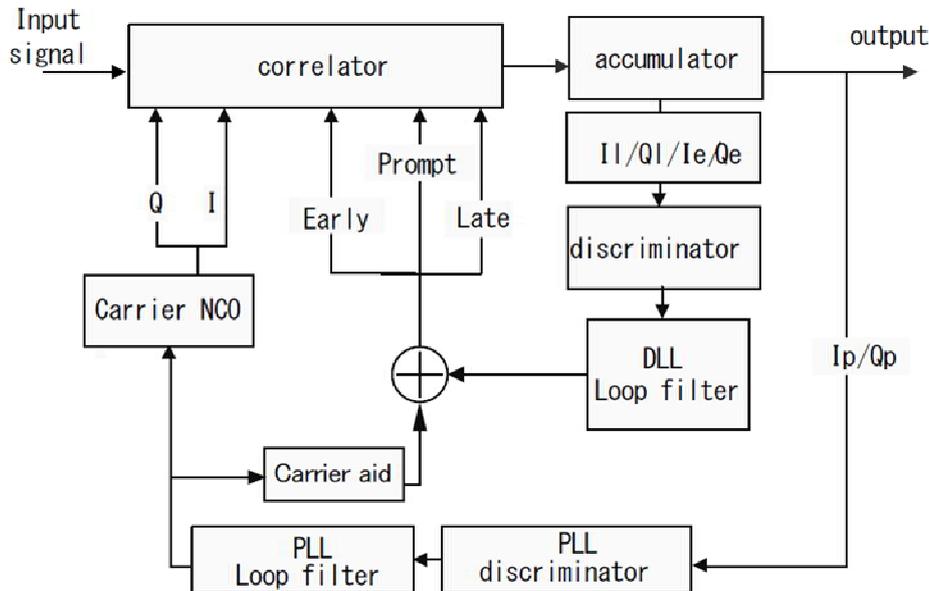


図 17．信号追尾ループの構成図

図．信号追尾ループの構成図で示される early と late の相関器の各サンプル値は以下のように表される．

$$\begin{aligned} Z_E &= S_E + N_E \\ Z_L &= S_L + N_L \end{aligned} \tag{2.12}$$

ここで S_E と N_E はそれぞれ位相進みのサンプル値に含まれる信号と雑音を表す． S_L と N_L は位相遅れのサンプル値に含まれる信号と雑音を表す．観測雑音には自然界の雑音や人口の妨害波，マルチパス等が含まれる．

以下の式は入力信号を表す． $x(t)$ は衛星の PRN コードで P_c は信号電力である．また入力端では外乱項 $n(t)$ が加えられるとする．

$$\sqrt{P_c} x(t - \tau) + n(t)$$

このような搬送波を無視した信号モデルは baseband モデルと呼ばれる．また，early と late のサンプル値から成る信号要素は以下の式で与えられる．

$$\begin{aligned}
S_E &= \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{P_c} x^{(k)}(t-\tau) x^{(k)}(t-(\hat{\tau}-dT_c/2)) dt \\
&= \sqrt{P_c} R^{(k)}(\Delta\tau - dT_c/2) \\
S_L &= \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{P_c} x^{(k)}(t-\tau) x^{(k)}(t-(\hat{\tau}+dT_c/2)) dt \\
&= \sqrt{P_c} R^{(k)}(\Delta\tau + dT_c/2)
\end{aligned}
\tag{2.13}$$

ここで $\Delta\tau = \hat{\tau} - \tau$ は伝搬遅延時間の推定誤差である．式(2.13)では，受信機の前段部で行われるフィルタ処理が無視されている．

2.5 航法メッセージ

信号追尾で得られた Prompt 相関器の積算値 I_p によって，信号は航法メッセージ (± 1 の値) に変換される．各サブフレームの頭には 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 (10001011) であり，HOW の最初の 17bit が TOW (time of week)，20 ~ 22bit がサブフレーム ID となっている．TLM と HOW の構成を図に示す．

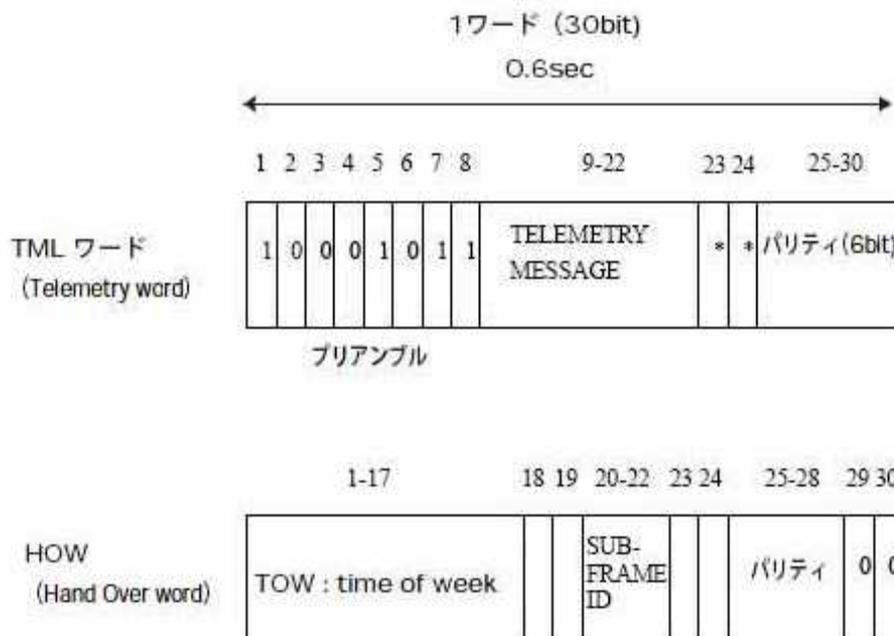


図 18 . TLM ワード，HOW ワードの構成

航法メッセージは 30bit (1 ワード) 間隔で 6bit のパリティビットを持っている．このパリティビットは航法メッセージの復調の誤り検出 (パリティチェック) に利用される．また，航法メッセージのサブフレーム 2，3 から衛星の軌道歴パラメータが得られる．

航法メッセージのサブフレーム 1, 2, 3 のパラメータを以下の表に示す。なお、ワードはサブフレーム先頭からのワード番号、ビット位置はサブフレーム先頭から数えたビット位置、スケールは航法メッセージとして格納されている数値から本来の数値に変換するための係数を表す。これはスケールが n の時、メッセージである値に 2^n を乗じることにより変換を行う。

表 3. 航法メッセージ (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	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	0	
	73	4	URA 測距精度		
	77	6	Svhealth 衛星健康状態	0	
	83	2 MSB	IODC クロック情報番号		
7	197	8	T_{qd} 群遅延	-31	s
8	211	8 LSB	IODC クロック情報番号	0	
	219	16	T_{qc} エポック時刻 (クロック)	4	s
9	241	8	a_{f2} クロック補正係数	-55	s/s ²
	249	16	a_{f1} クロック補正係数	-43	s/s
10	271	22	a_{f0} クロック補正係数	-31	s

表 4. 航法メッセージ (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	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	IODE 軌道情報番号	0	
	69	16	C_{rs} 軌道補正係数	-5	m
4	91	16	Δn	-43	sc/s
	107	8 MSB	M_0 平均近点角	-31	sc
5	121	24 LSB			
6	151	16	C_{us} 軌道補正係数	-29	rad
	167	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	\sqrt{A} 軌道半径	-19	m ^{1/2}
9	241	24 LSB			
10	271	16	T_{qe} エポック時刻 (軌道)	4	s
	287	1	FIT フィット間隔		

表 5. 航法メッセージ (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	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_{i_e} 軌道補正係数	-29	rad
	77	8 MSB	Ω_0 昇交点赤径	-31	sc
4	91	24 LSB			
5	121	16	C_{i_s} 軌道補正係数	-29	rad
	137	8 MSB	i_0 軌道傾斜角	-31	sc
6	151	24 LSB			
7	181	16	C_{r_e} 軌道補正係数	-5	m
	197	8 MSB	ω 近地点引数	-31	sc
8	211	24 LSB			
9	241	24	Ω Ω_0 の変化率	-43	sc/s
10	279	14	i i_0 の変化率	-43	sc/s

航法メッセージのサブフレーム 1 には衛星自身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。またサブフレーム 2, 3 には各衛星の軌道情報が格納されている。これはエフェメリス (ephemeris) 情報、あるいは放送軌道暦 (broadcast ephemeris) と呼ばれる。衛星軌道はこれらの軌道の 6 要素というパラメータによって表される。

2.6 擬似距離測定

ユーザが測位計算を行う為には、GPS 衛星の正確な位置を把握していなければならない。GPS 受信機が測定する衛星と受信機との距離は擬似距離と呼ばれている。これは GPS 衛星と受信機の間には両方のクロック誤差が混入していることによる。この誤差は航法メッセージにより補正係数が提供されているため、計算して除去することが出来る。

仮に GPS 衛星 i と受信機との擬似距離を r_i [m] とする。これは正確な距離 ρ_i [m] に受信機の時計の進み δ [s] の誤差が加わっているため、以下の関係となる。ここで電波の速度は光速 c [m/s] で表す。

$$r_i = \rho_i + c\delta \quad (2.14)$$

衛星と受信機との正確な距離 ρ_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、三角測量の定理より

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} \quad (2.15)$$

と表すことが出来る。ここで擬似距離 r_i は以下の式のようになる。

$$r_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} + c\delta \quad (2.16)$$

これによって、4つの未知数 x, y, z, δ を求めることで解を得られる。これを解くには最低4本の連立方程式を要する。したがって、測位には最低4機以上の衛星の擬似距離を計測することが必要となる。

この式は非線形の連立方程式であるため、ニュートン法による逐次近似によって解を得る。なお本稿では、ニュートン法の計算および解説は割愛する。

第 3 章 GPS ソフトウェア受信機の精度評価

東京海洋大学構内で測位した 2010 年 5 月 29 日の静止データを利用し、従来のソフトウェア GPS 受信機の精度評価実験を DGPS (ディファレンシャル GPS) を用い行った。実験概要を図 19 に示す。

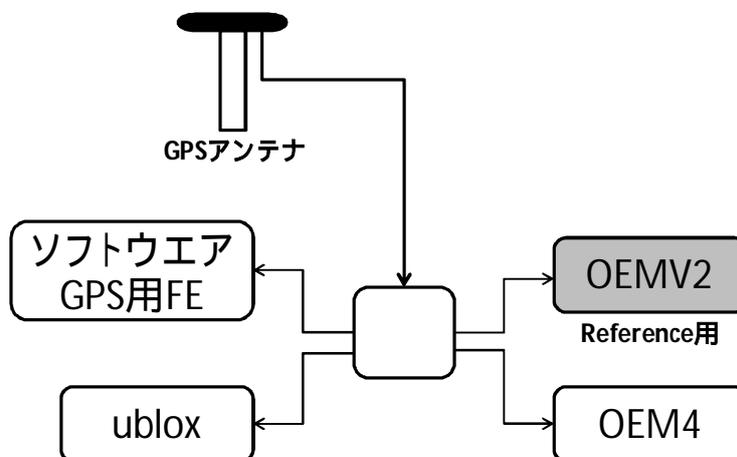


図 19. 精度評価実験の概要図

3.1 DGPS

GPS の誤差要因は様々な要因から生じる。これらの誤差を補正するための技術が DGPS (ディファレンシャル GPS) 方式である。大部分の誤差要因は受信機によらず同じような誤差として現れる。つまり、2 つの受信機を用意し、それほど遠くない範囲で測位を行うとすると、測位誤差に大きな違いは見られない。DGPS はこのような性質の誤差成分を用いて誤差を補正する技術である。これに対して、基準受信局を参照せず 1 台の受信機のみで観測を行う測位計算を単独測位方式と呼ぶ。DGPS の概要図を図 20 に示す。

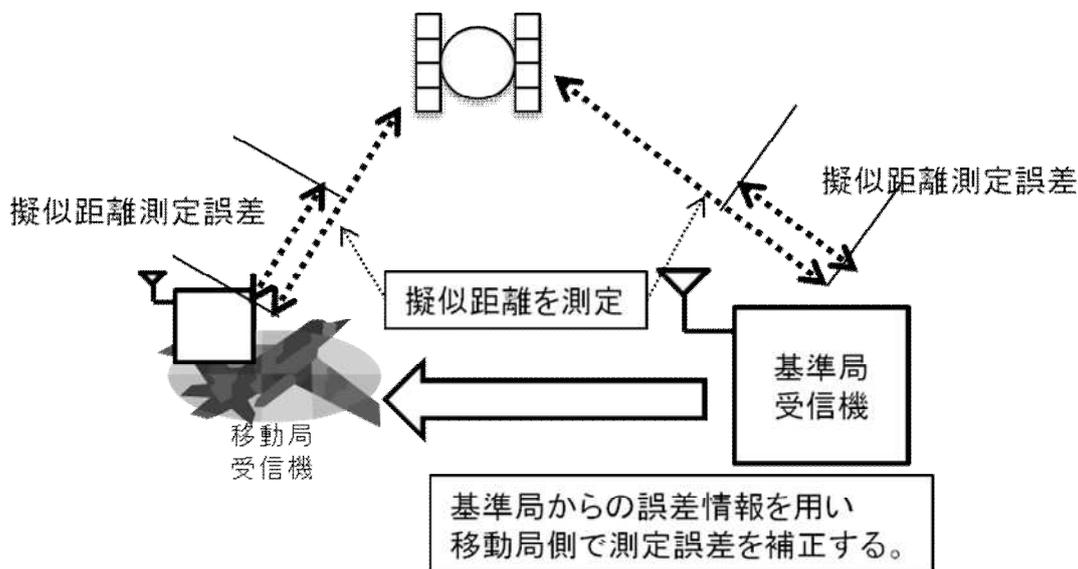


図 20 . DGPS

代表的な誤差要因については以下の6つが挙げられる .

3.1.1 衛星クロック

GPS 衛星は原子時計に基づき正確なタイミングで距離信号を放送している . しかし , 長い期間使用していると少しずつ時刻がずれていく . 原子時計で用いられるセシウム標準クロックの精度は , 一日の間でおよそ 10^{-8} 秒のオーダーで時刻誤差を生じている . これは距離に換算すると約 3m となり , 補正をしないでいると数日のうちにかかなり大きな誤差となってしまう . これらの誤差は , 航法メッセージの $a_{f0} \sim a_{f2}$ の三つのパラメータによって補正される . 具体的には以下の二次式によって補正される . 各項の変数については測距信号の送信時刻を t^T する . これは衛星に搭載されているクロックは b だけ進んでおり , 正しい GPS 時刻は t^t であることを示している .

$$\begin{aligned} t^t &= t^T - b \\ b &= a_{f0} + a_{f1}(t^t - t_{oc}) + a_{f2}(t^t - t_{oc})^2 - T_{DG} \end{aligned} \tag{3.1}$$

GPS 衛星は軌道上を 3km/s 以上の高速で周回しているため , 相対性理論による効果が現れてくる . この効果による時間のずれは僅かではあるが , 10^{-8} 秒レベルの測定では無視できない影響を及ぼす . 特にこの誤差は人工衛星の周回速度が軌道上の位置によって異なるため現れてくる . こうした成分はあらかじめ取り除くことが出来ないため受信機側で補正しなければならない . そこで Δt_r を相対性理論の補正項とする . これは軌道半径 A と離心近点角 E_k の関数となっており , 式 (2.3) は以下の式のように修正される .

$$\begin{aligned} t^t &= t^T - b \\ b &= a_{f0} + a_{f1}(t^t - t_{oc}) + a_{f2}(t^t - t_{oc})^2 + \Delta t_r - T_{DG} \\ \Delta t_r &= -\frac{2\sqrt{\mu_e}}{C^2}(e\sqrt{A} \sin E_k) \end{aligned} \tag{3.2}$$

3.1.2 衛星位置

航法メッセージには , GPS 衛星の位置を計算するためのエフェメリス情報が収められている . GPS 衛星の軌道は正確に予測されて放送されているが , 真の軌道に対して 1~2m 程度の誤差が含まれる . この誤差はユーザ測位誤差となって現れるが , その特徴としては視線方向性が問題となる . よってエフェメリス誤差の大きさは受信局のある場所によって変化する . これは受信機が

測定するのは衛星との間の距離だけであり，例え横方向に衛星がずれていても変化はないことによる．

基準局と受信局との距離が長くなるにつれてディファレンシャル補正の精度は悪くなる．これらの原因はエフェメリス誤差にある．緯度が特に長い場合の誤差要因は精密軌道暦を利用して影響を抑える．

3.1.3 電離層遅延

高度 100km 以上の上空にある電離層には GPS の測距信号の伝搬を遅らせる性質を持つ．これは数十メートル程度の測距誤差となる．

3.1.4 対流圏遅延

地上付近の大気による対流圏遅延は，海面付近において天頂方向に約 2.5m の大きさとなる．この遅延量は気象条件によって左右され，例えば気圧が高いと空気の密度が濃くなり遅延量が増加する．また，高度が上がるにつれて遅延量は減少する．

電離層遅延と対流圏遅延をまとめて大気遅延と呼ぶ．

3.1.5 マルチパス

GPS 衛星の放送信号はマイクロ波であるがこの信号は反射しやすく，建造物の壁面や地面等でも容易に反射する．一方受信機のアンテナはあらゆる方向からの電波を受信する．これによってアンテナは反射波も直接波と同様に受信してしまう．こうして受信される反射波は，衛星から直接届く直接とは異なる経路をたどり到着することからマルチパス波と呼ばれる．

マルチパス波が直接波と同時に受信されると，直接波の波形を崩して受信機の動作に影響を及ぼしてしまい，数メートルから十数メートル程度の測距誤差となってしまう．

3.1.6 受信機熱雑音

受信機熱雑音は受信機内部の動作が要因で起こる誤差である．これは受信機内部のクロックの安定性等による．受信機内部での測定誤差は温度による影響を受けるため，受信機の熱雑音と呼ばれる．高度な処理回路を有する受信機でも，受信機熱雑音による誤差は数十センチメートル程度生じると言われている．

以上の項による誤差要因はディファレンシャル補正の原理を用い，基準局との測定誤差を利用して，受信局側の測定誤差を補正することができる．

3.2 干渉測位の概要

高精度な測位には干渉測位とよばれる測位方法が用いられる．この方法は 2 地点以上で，搬送波の位相を観測し，その位相の差を計算するものである．たとえば衛星 1 と基準受信機 A，衛星 1 とユーザ受信機 B 間の位相差を考える．地表から衛星までの距離は受信機間の距離よりはるかに大きいので 2 つの経路は非常に近接している．これにより位相差を取ることで，衛星軌道のずれや経路上での伝搬遅延はほとんど相殺される．これを一重差と呼ぶ．さらに一重差同士の差を

計算する。これは二重差と呼ばれ、受信機の時計の誤差が完全に相殺される。干渉測位の概要を以下に示す。

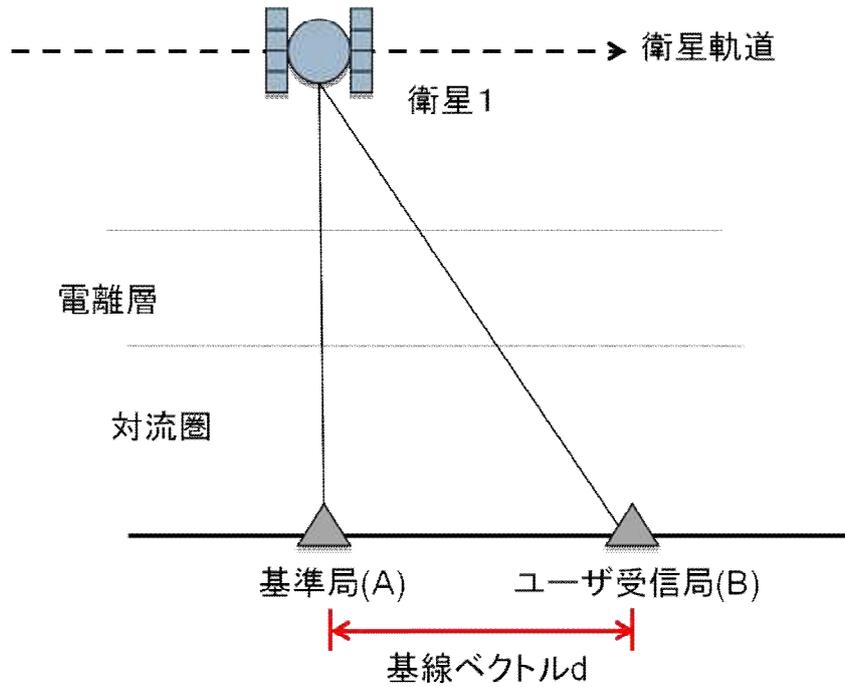


図 21 . 干渉測位 (一重差)

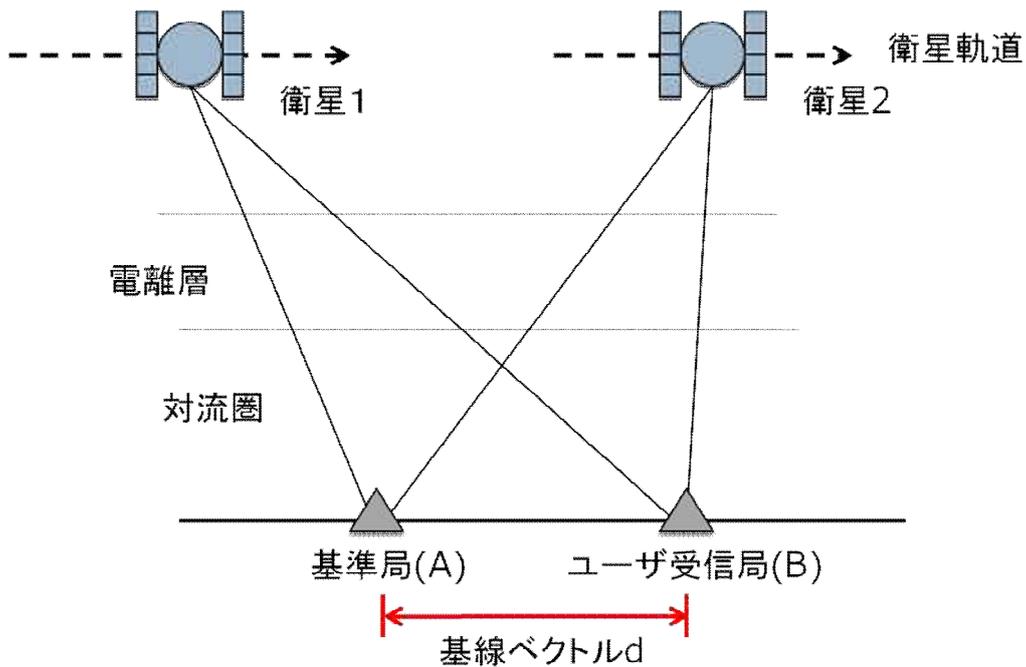


図 22 . 干渉測位 (二重差)

衛星と受信機の時計は同期せず、独自のタイミングで進んでいる。各衛星は衛星に搭載されている時計に応じて信号を生成する。各受信機は自身の時計に応じて信号のレプリカを生成する作業を行っている。ここで擬似距離は真空中の光速 c を伝搬時間を乗じることによって意義される。 ρ を

真の距離とし、 dt_{sv1} を衛星 1 の時計時刻、 dT_{ref} を基準受信機の時計時刻とすると、擬似距離 P は以下のように表される。

$$P = \rho + c(dt_{sv1} - dT_{ref}) + ion + tropo + mp + noise \quad (3.3)$$

この式において、 ion は電離層、 $tropo$ は対流圏を通過する際に生ずる伝搬遅延距離を反映したものである。また、 mp はマルチパス効果、 $noise$ を受信機ノイズとする。

$P_{ref}^{sv1} - P_{rov}^{sv1}$ を衛星 SV1 における基準受信機、ユーザ受信機の擬似距離位相差、 $P_{ref}^{sv2} - P_{rov}^{sv2}$ を衛星 SV2 における基準受信機、ユーザ受信機の擬似距離位相差とすると、コードの二重差は以下のような式で表すことができる。

$$\begin{aligned} & (P_{ref}^{sv1} - P_{rov}^{sv1}) - (P_{ref}^{sv2} - P_{rov}^{sv2}) \\ &= \rho_{ref}^{sv1} + c(dt_{sv1} - dT_{ref}) + ion_{ref}^{sv1} + tropo_{ref}^{sv1} + mp_{ref}^{sv1} + noise_{ref}^{sv1} \\ & - \left[\rho_{rov}^{sv1} + c(dt_{sv1} - dT_{rov}) + ion_{rov}^{sv1} + tropo_{rov}^{sv1} + mp_{rov}^{sv1} + noise_{rov}^{sv1} \right] \\ & + \rho_{ref}^{sv2} + c(dt_{sv2} - dT_{ref}) + ion_{ref}^{sv2} + tropo_{ref}^{sv2} + mp_{ref}^{sv2} + noise_{ref}^{sv2} \\ & - \left[\rho_{rov}^{sv2} + c(dt_{sv2} - dT_{rov}) + ion_{rov}^{sv2} + tropo_{rov}^{sv2} + mp_{rov}^{sv2} + noise_{rov}^{sv2} \right] \\ &= noise_{ref}^{sv1} - noise_{rov}^{sv1} + noise_{ref}^{sv2} - noise_{rov}^{sv2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

これによって二重差によって同じアンテナから分配した場合、時計誤差、電離層誤差、対流圏だけでなく、マルチパスの効果分も削除され、残るのは受信機によるノイズだけとなることが分かる。

3.3 二重位相差の結果

OEMV2 と OEM4 間、OEMV2 と ublox 間、OEMV2 とソフトウェア受信機間の二重位相差の結果をそれぞれ図、図、図に示す。なお、DLL の帯域を 0.01Hz として二重差を求めたものである。OEMV2 と OEM4 間、OEMV2 と ublox 間、OEMV2 とソフトウェア受信機間の擬似距離の精度はそれぞれ約 0.12m、約 0.30m、約 1.72m であった。

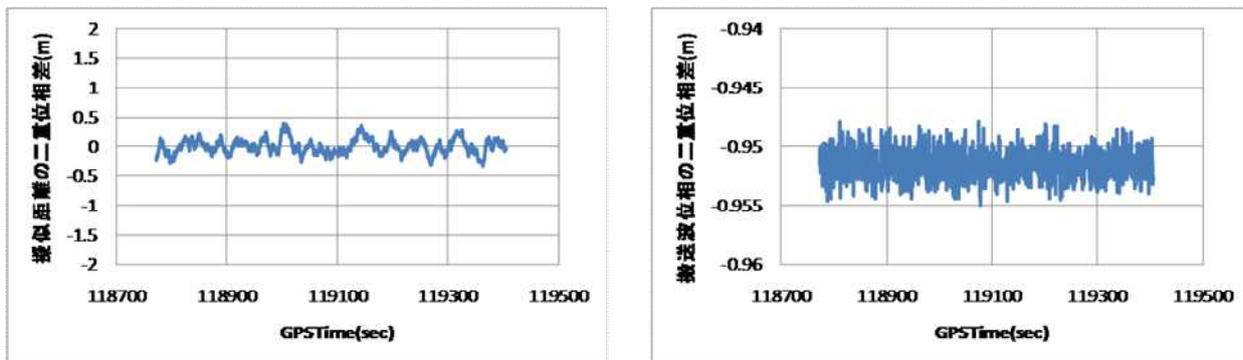


図 23 . OEMV2 と OEM4 間の結果

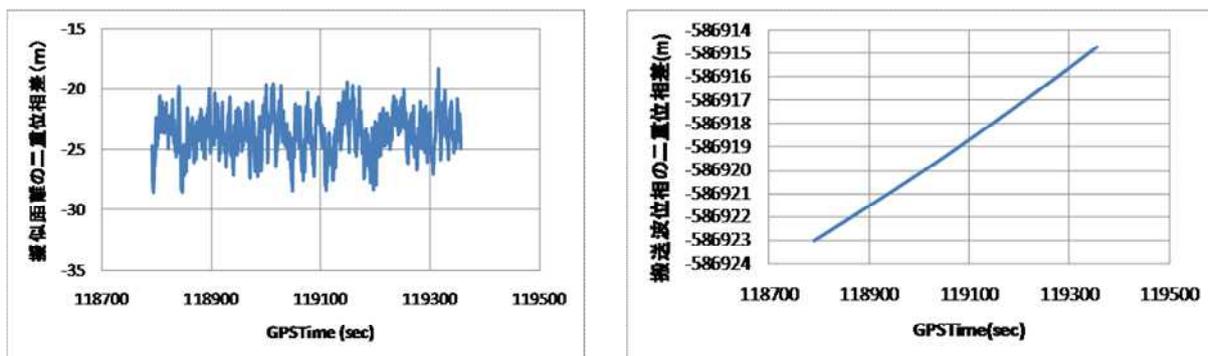


図 24 . OEMV2 とソフトウェア受信機間の結果

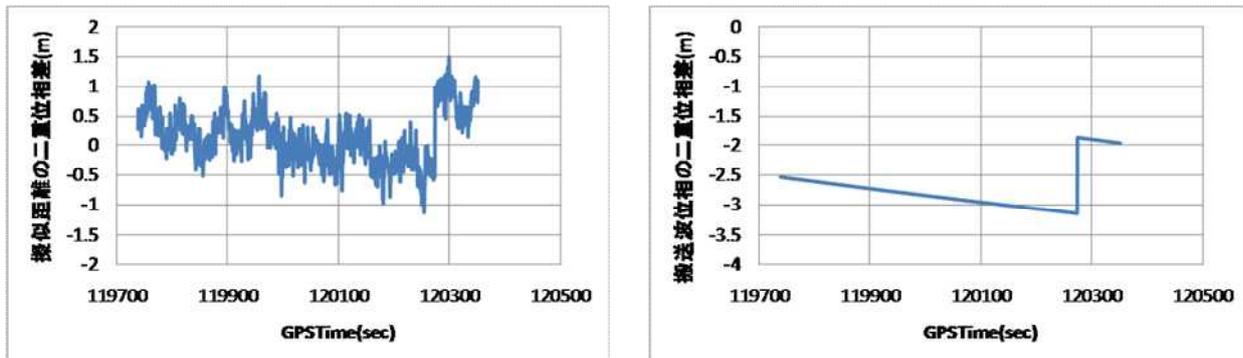


図 25 . OEMV2 と ublox 間の結果

図 25 において観測値がある時刻でオフセットしているが、これは基準局の OEMV2 と ublox 間で GPS 時刻のずれがある為であると予想される。また、OEMV2 とソフトウェア受信機間での結果において、搬送波位相の傾きが大きいのは GPS 時刻の差による。実際に擬似距離出力の GPS 時刻が基準局の受信局と 70ms 前後、搬送波の方が 150ms 以上ずれていたため、ずれを修正することにより以下の図のようなグラフとなった。

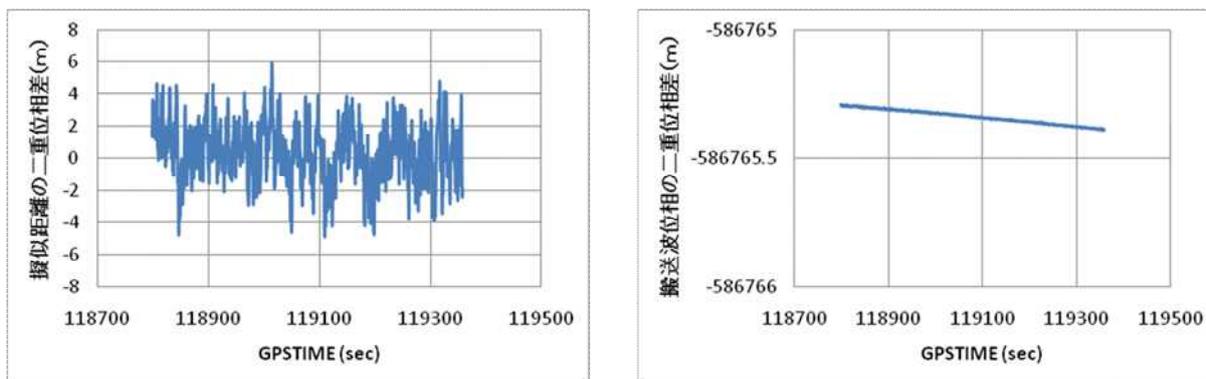


図 26 . OEMV2 とソフトウェア受信機間でタイミング修正

3.4 DGPS による精度評価

DGPS (ディファレンシャル GPS) は受信機がそれほど離れていない距離にあり、位置のわかっている受信機があれば差し引いて誤差成分を補正する技術である。

擬似距離のみの DGPS と速度情報による水平方向の精度評価を DGPS によって表す。水平方向の標準偏差は順に 0.12m, 0.35m, 1.86m となり、それぞれの二重位相差に比例した結果となることが分かった。また、速度情報における水平の標準偏差は順番に 0.22m/s、0.81m/s、0.35m/s となっている。擬似距離のみの場合の結果を図 27 に、速度情報の結果を図 28 に示す。

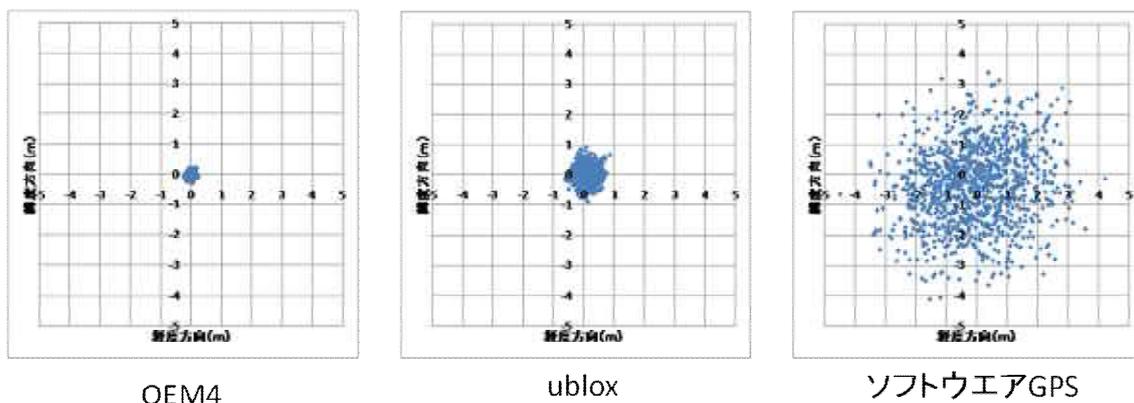


図 27 . 擬似距離の評価グラフ

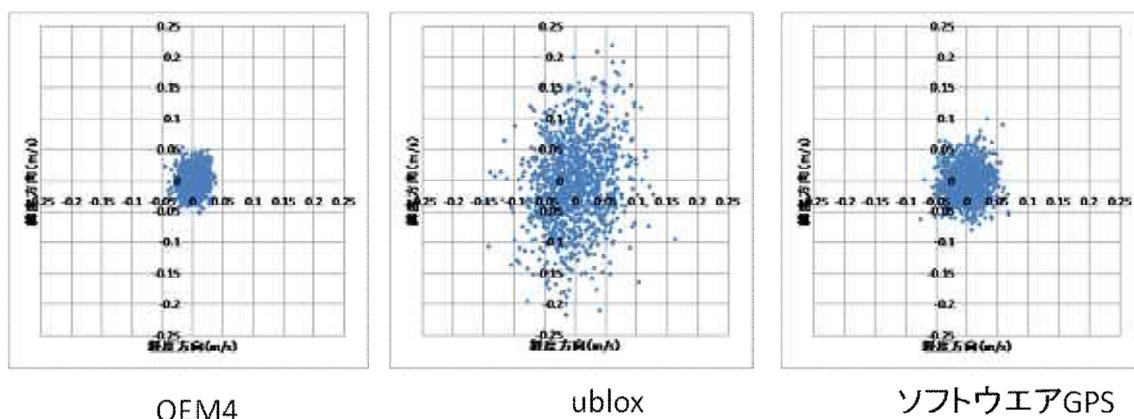


図 28 . 速度情報の評価グラフ

3.5 マルチコリレータ (相関波形) の様子

衛星信号を正しく追尾できているかを把握するために衛星の相関波形をグラフで示した .

図は 2011 年 5 月 29 日における 16 番衛星の early , prompt , late コード相関器のサンプルを示したものである . サンプル周波数が 16.367MHz のため , 式 (1.1) より , 相関波形の波長は約 18m となる .

$$\lambda[m] = \frac{c[m/sec]}{f[Hz]} = \frac{3 \times 10^8}{f}$$
$$f = 16.367 \times 10^6$$
$$\therefore \lambda = \frac{3 \times 10^8}{16.367 \times 10^6} \approx 18$$

(3.5)

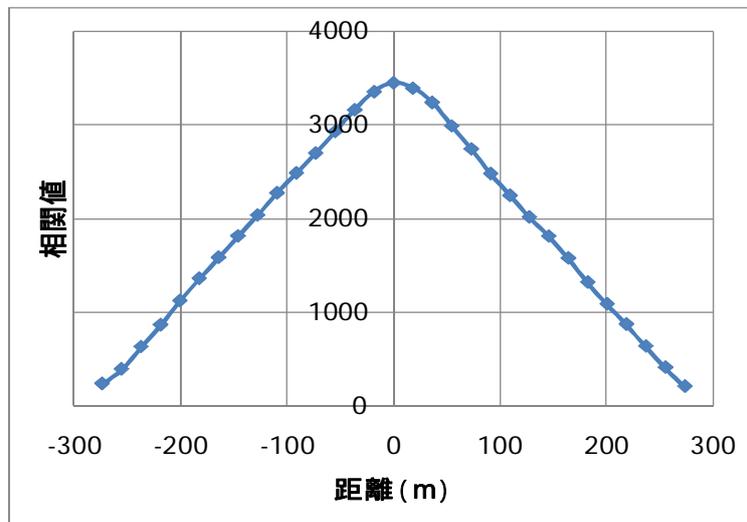


図 29 . 16 番衛星の相関波形

第4章 QZSS の概要

QZSS は、日本のほぼ天頂を通る軌道を持つ衛星で、GPS の補完と補強を目的とした測位システムである。日本や東アジア、オセアニア諸国をカバーし地上軌跡はほぼ八の字を描く。QZSS の軌道概要は前項 1.4GPS 概要の図。QZSS の軌道に示した。

QZSS は、衛星系システムと呼ばれる宇宙空間に配備された QZS と、地上系システムと呼ばれる地上に配備されたモニタ局(以下「MS」(Monitor Station))やマスタコントロール局(以下「MCS」(Master Control Station))、追跡管制局、時刻制御実験局(以下「TMS」(Time Management Station))から構成される。

QZSS 信号は QZS から送信され、MS でモニタされる。MCS は、MS のモニタ結果を集信し、QZS の時刻や軌道を推定予報する。MCS は更に他の情報も集めて航法メッセージを生成し、追跡管制局を介して QZS にアップリンクする。

追跡管制局は、QZS の状態を常時監視しており、必要に応じて MCS と連携しながら適切なサービスを提供するように機能する。また、約半年に 1 回程度の周期で、QZS の軌道位置を常に正しい位置に保持するべく軌道制御する。

システムの概要を以下の図に示す。

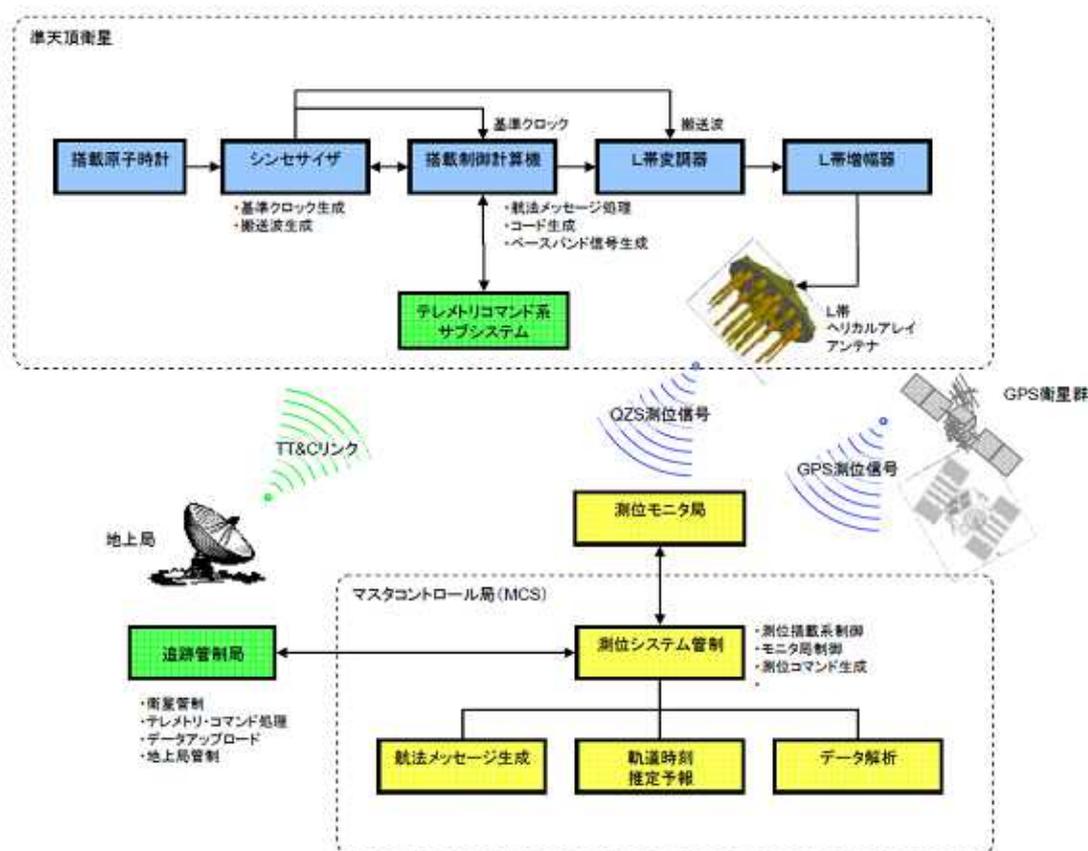


図 30 . QZSS 概要図

また、QZSS は 6 種類の信号をユーザに提供する。本項では QZS 信号に共通する全般特性、QZSS から送信する以下の 6 種類の信号特性、搬送波特性、コード特性および航法メッセージの構成を表に示す。

4.1 QZSS 信号の全般特性

QZSS 信号は以下の表に示す周波数、帯域、信号強度を持つ信号群から構成されている。これらの信号は、搬送波が航法メッセージ及び、PRN コードで変調されたものである。PRN コードは GPS と同属のものを使用しており、Gold 系列に基づく。PRN 番号は 193 番～197 番で、QZSS の一号機は 193 番が割り当てられ、二号機以降は順に 194 番が割り当てられる予定となっている。198 番～202 番は、システムが使用するためユーザは使用できない。なお、2010 年 11 月時点で PRN 番号 183 から時折放送が確認されており、これらの PRN 番号も予備であることが予想される。

QZSS 信号の諸元を表に、PRN コードの概要を表に示す。

表 6. QZSS 信号の諸元

信号名称	搬送波識別	中心周波数	占有帯域幅	最低信号強度	
L1C/A	L1 _{C/A}	1575.42MHz	24.0MHz (± 12.0MHz)	-158.5dBW	
L1C	L1 _{CD}		24.0MHz (± 12.0MHz)	-163.0dBW	-157.0dBW
	L1 _{CP}		24.0MHz (± 12.0MHz)	-158.25dBW	
L1-SAIF	-		24.0MHz (± 12.0MHz)	-161.0dBW	
L2C	-	1227.60MHz	24.0MHz (± 12.0MHz)	-160.0dBW	
L5	L5 _I	1176.45MHz	24.9MHz (± 12.45MHz)	-157.9dBW	-154.9dBW
	L5 _Q		24.9MHz (± 12.45MHz)	-157.9dBW	
LEX	-	1278.75MHz	42.0MHz (± 21.0MHz)	-155.7dBW	

表 7. QZSS の PRN コード概要

PRN Signal No.	C/A	使用衛星
	G2 Delay (chips)	
183	144	予備
184	476	予備
185	193	予備
186	109	予備
187	445	予備
188	291	予備
189	87	予備
190	399	予備
191	292	予備
192	901	予備
193	339	QZSS 1
194	208	QZSS 2
195	711	QZSS 3
196	189	QZSS 4
197	263	QZSS 5
198	537	予備
199	663	予備
200	942	予備
201	173	予備
202	900	予備

4.2 QZSS 信号構成

QZSS の信号構成を以下に示す。QZSS は L1-C/A 信号，L1-SAIF 信号，L2C 信号，L5 信号，LEX 信号の 6 つの測位信号を送信する。この内，L1-C/A 信号，L1C 信号，L2C 信号，L5 信号の 4 つを既存の GNSS を補完するという意味で，補完信号と呼ぶ。また，L1-SAIF 信号，LEX 信号の二つは既存の GNSS のディファレンシャル情報やインテグリティ情報を送信することで補強するという意味で補強信号と呼ぶ。

表 8 . QZSS の信号構成

信号名称		チャンネル識別	PRN符号と拡散方式	航法メッセージ
L1	L1-C/A (QZS-L1)	-	GPSのC/A信号のPRNコードと同一のコード系列。拡散方式はBPSK	GPSのC/A信号と同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
	L1C (QZS-L1C)	L1CD	GPSのPRNコードと同一のコード系列。準天頂衛星初号機の拡散方式はBOC(1,1)。第2段階以降のL1C信号の拡散変調方式をMBOCとするかどうかは現在検討中である。	GPSと同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
		L1CP		GPSのオーバーレイ符号と同一のコード系列で変調される。
	L1-SAIF	-	GPSのC/A信号のPRNコードと同一のコード系列。拡散方式はBPSK。	GPSと同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
L2C	-	GPSのL2C信号のPRNコードと同一のコード系列。拡散方式はBPSK。	L2C(CM)コード	GPSと同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
			L2C(CL)コード	データレス
L5	Iチャンネル	GPSのL5信号のPRNコードと同一のコード系列。拡散方式はBPSK。	GPSと同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様のL5信号の航法メッセージである。	
	Qチャンネル	GPSのL5信号のPRNコードと同一のコード系列。拡散方式はBPSK。	データレス	
LEX	-	Kasami系列。拡散方式はBPSK。2チャンネルは、ショートコードとロングコードを交互に切り替えることで得られる。	ショートコード	2000ビット/フレームであり、フレームの先頭にはプリアンブルに加えてフレームの内容を識別できるタイプIDがある。コードシフトキーイングにより250sps×8=2kbpsであり、リードソロモン符号が付加されている。
			ロングコード	データレス

4.2.1 L1 補完信号の信号構成

L1 信号と呼ぶ信号には、L1-C/A 信号と L1C 信号、L1-SAIF 信号がある。この内、L1-C/A 信号と L1C 信号を総称して「L1 補完信号」と呼ぶ。L1C 補完信号は、互いに直交する 2 つの搬送波を持つ。この内、いわゆる I チャンネルには L1-C/A と L1CD があり、Q チャンネルには L1CP がある。

L1-C/A、L1CD、L1CP はそれぞれ、L1-C/A 信号 L1C 信号のデータチャンネル、L1C 信号のパイロットチャンネルに相当するビット列 $C_{L1-C/A}$ 、 C_{L1CD} 、 C_{L1CP} で BPSK 変調されている。QZSS 初

号機では、L1CDの変調ビットが0の時の搬送波L1CDの位相を0度とする時、L1CDの変調ビットが1の時は搬送波L1CDは180度反転しており、L1CPの変調ビットが1の時は搬送波L1CPの位相は90度進んでおり、L1CPの変調ビットが0の時は搬送波L1CPの位相は90度遅れている。特に、位相に関してQZSS初号機ではL1CDとL1CPが直交しており、L1CDとL1-C/Aは同相にある。これを図に示す。

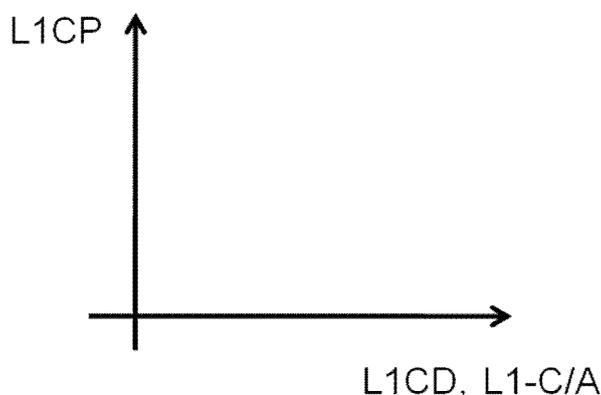


図 31 . QZSS 衛星の信号の位相関係

4.2.2 L2C 信号の信号構成

L2C 信号は、単一の搬送波を持つ。その搬送波は、あるビット列 C_{L2C} で BPSK 変調されている。そのビット列は、2つのチャンネルを意味する2種類のビット列 C_{L2CM} 、 C_{L2CL} が時間的に交互に選択されて生成されたものである。

4.2.3 L5 信号の信号構成

L5 信号は互いに直交する2つの搬送波を持つ。それぞれの搬送波は、それぞれ異なる2つのチャンネルを意味する2種類のビット列 C_{L5I} 、 C_{L5Q} で BPSK 変調されている。L5Iの変調ビットが0の時の搬送波L5Iの位相を0度とするとき、L5Iの変調ビットが1の時は搬送波L5Iは180度反転しており、L5Qの変調ビットが1の時は搬送波L5Qの位相は90度進んでおり、L5Qの変調ビットが0の時は搬送波L5Qの位相は90度遅れている。

4.2.4 L1-SAIF 信号の信号構成

L1-SAIF 信号は、単一の搬送波を持つ。その搬送波は、あるビット列 $C_{L1-SAIF}$ で BPSK 変調されている。

4.2.5 LEX 信号の信号構成

LEX 信号は、単一の搬送波を持つ。その搬送波は、あるビット列 C_{LEX} で BPSK 変調されている。そのビット列 C_{LEX} は2つのチャンネルを意味する2種類のビット列 C_{LEXS} 、 C_{LEXL} が時間的に交互に選択されて生成されたものである。

4.2.6 周波数

QZS の減振周波数 f_s は、QZSS が受ける相対論効果による影響を平均的に保障するために基準

周波数 $f_0 = 10.23\text{MHz}$ に対してオフセットしている。周波数の値は以下の通りである。

$$f_s = \left(1 + \frac{\Delta f}{f_0}\right) \times f_0 = (1 - 5.399 \times 10^{-10}) \times 10230000\text{Hz} \cong 10229999.994476823\text{Hz}$$

(4.1)

6つの測位信号のスペクトルは、それぞれの拡散周波数に応じて図に示すスペクトラムとなる。図は、ユーザ受信アンテナの入力端での受信電力密度である。

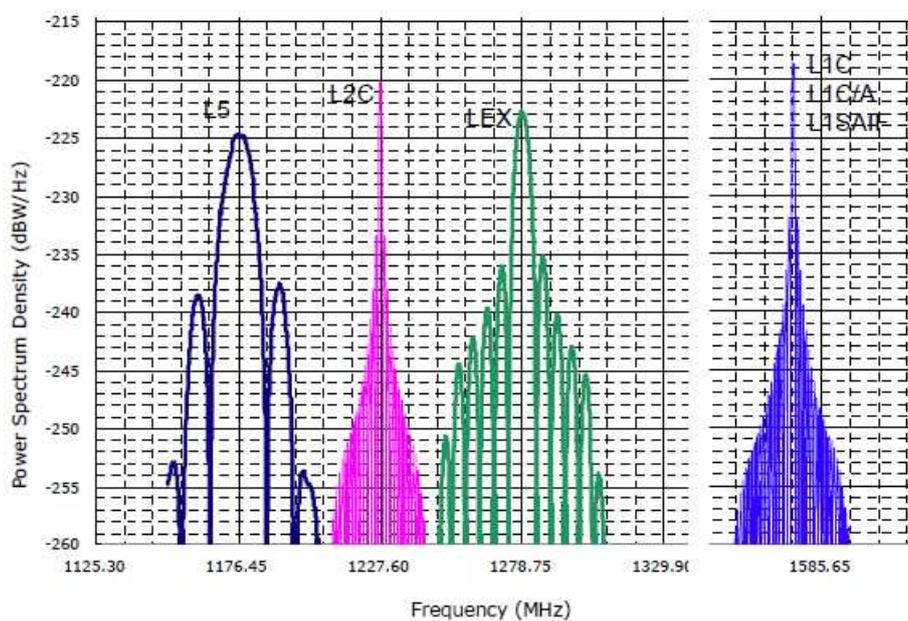


図 32 . 送信信号のスペクトル

出典：IS-QZSS 3.1.32 送信信号のスペクトル

3.2.7 航法メッセージ

L1-C/A における航法メッセージは、GPS のそれと同様に 1 ワードが 30 ビットで構成され、10 ワードで 1 サブフレームであり、5 サブフレームで一巡するという構成である。航法メッセージについては 1.4 GPS 測距信号でその詳細を述べる。

第 5 章 QZSS 対応とソフトウェア GNSS 機能の追加

ソフトウェア受信機の QZSS 対応を確認するため、手始めに QZSS のシミュレーション結果で測位を行った。シミュレーションには、Spirent 社のシミュレータから擬似的に生成された測距信号を用いる。シミュレーションは 2011 年 1 月 1 日という擬似的なシナリオで行った。表 8 . QZSS の信号構成より QZSS の L1-C/A 信号の搬送波及び航法メッセージ、コードは GPS の同信号に準拠しているものとする。そのため、従来の処理アルゴリズムが流用可能であると考え、ソフトウェア受信機の一連の処理を実装した。

また、今後移動体での測位を考慮し、荒い間隔で信号追尾を行うトラッキンググループの制作をソフトウェア上で行い、エフェメリスをデコード出来るか確認を行った。この機能の詳細は 5.2 信号追尾 (トラッキンググループ) に示す。

さらに、GPS のみ場合と GPS + QZSS の測位精度の評価・比較を行った。これは 2010 年 12 月 2 日と 3 日に東京海洋大学構内で取得したライブデータを用いる。なお、精度の評価には全て従来の 1ms トラッキンググループを使用するものとした。

5.1 信号捕捉

新たに QZSS 信号捕捉機能を追加したソフトウェア受信機でシミュレーションデータの測位を行った。信号補足の方法とその詳細については、前項の 2.4 信号捕捉で行った方式に従う。また、コードの位相の探索には FFT 方式を用いた。

具体的には受信機側で PRN コードの Gold 系列に基づくコードレプリカを生成時、二段目の M 系列生成器である G2 コードシフト配列に PRN 番号 193 ~ 197 番に対応した系列を追加した。なお、ソフトウェア受信機では 193 ~ 197 番を仮に 33 ~ 37 番に割り当てている。コードレプリカ生成部分のソースコードを別紙の付録 A に示す。今回、シミュレーションでは GPS7 機 (PRN No.: 4 8 16 19 20 21 22) QZSS3 機 (PRN No.: 193 194 195) を捕捉した。表 9 にシミュレーションデータの信号捕捉結果を示す。また、GPS 衛星である PRN4 ~ 22 番衛星のコード位相を図 33 ~ 46 に、QZSS 衛星である PRN193 ~ 195 番衛星のコード位相と相関結果を示したグラフを図 47 ~ 図 52 に示す。さらに図 53 には天頂の測位結果を可視化したものを載せる。

表 9 . 信号捕捉した衛星のドップラ周波数とコード位相

PRN No.	4	8	16	19	20	21	22	33	34	35
Doppler [Hz]	3187.0	1009.5	1251.5	3717.7	-1675.3	1563.6	-738.7	424.2	1394.1	541.2
codePhase	14287	2547	15354	11074	10903	12380	8813	9302	8541	5179

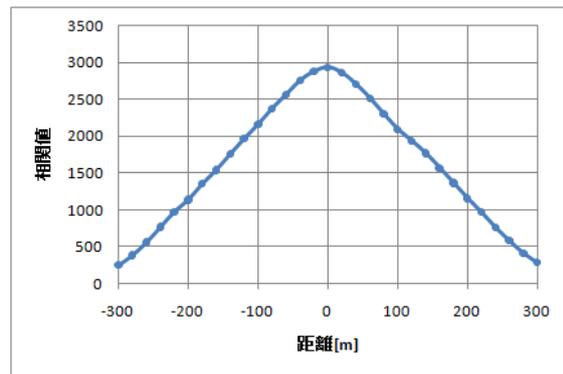
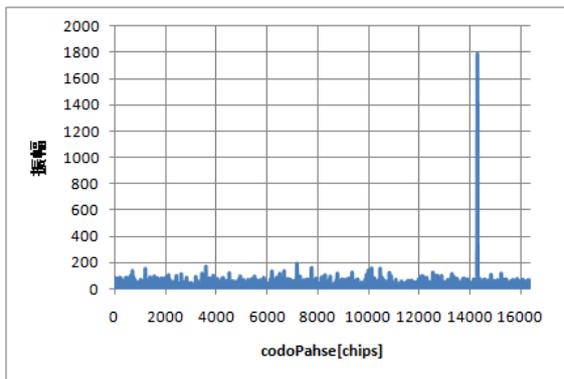


図 33 . PRN4 番衛星のコード位相ピーク 図 34 . PRN4 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

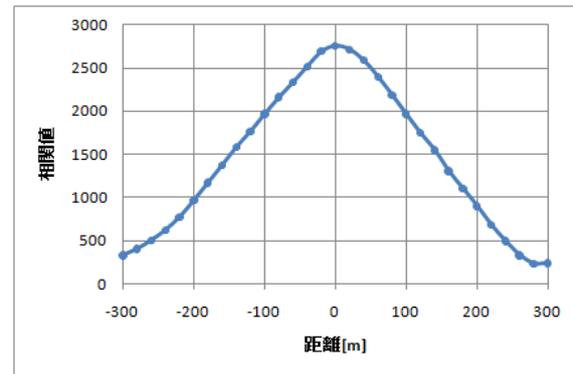
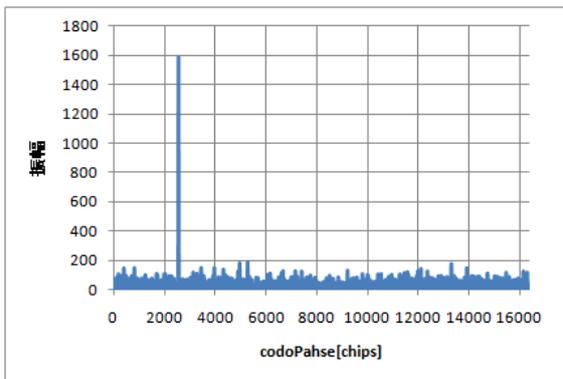


図 35 . 8 番衛星のコード位相ピーク図 36 . 8 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

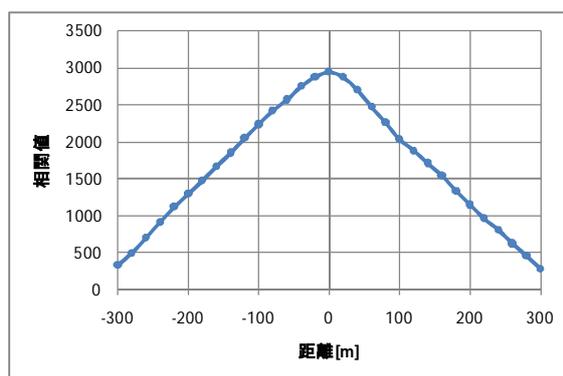
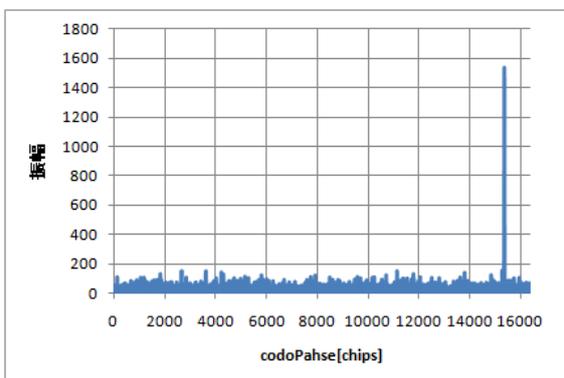


図 37 . 16 番衛星のコード位相ピーク図 38 . 16 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

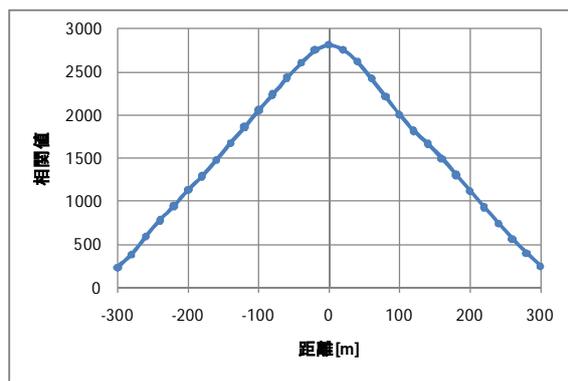
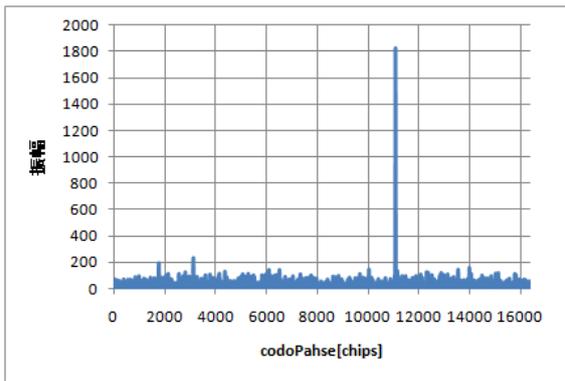


図 39 . 19 番衛星のコード位相ピーク図 40 . 19 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

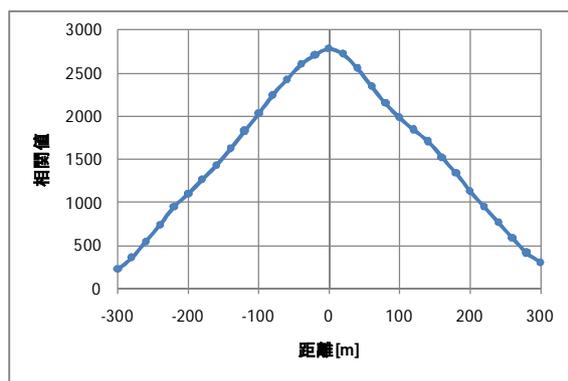
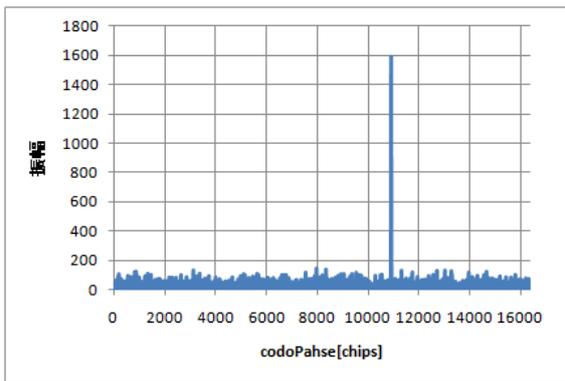


図 41 . 20 番衛星のコード位相ピーク図 42 . 20 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

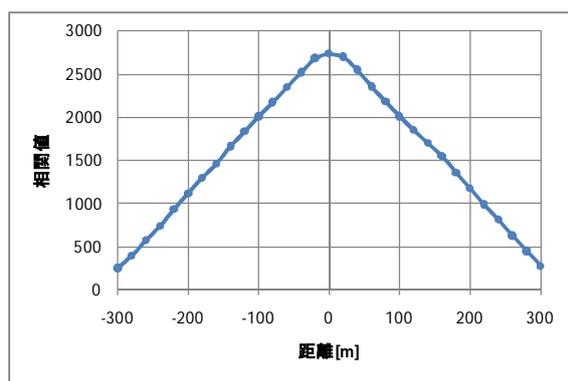
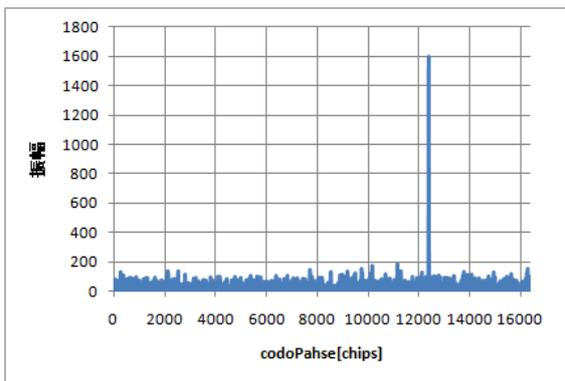


図 43 . 21 番衛星のコード位相ピーク図 44 . PRN21 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

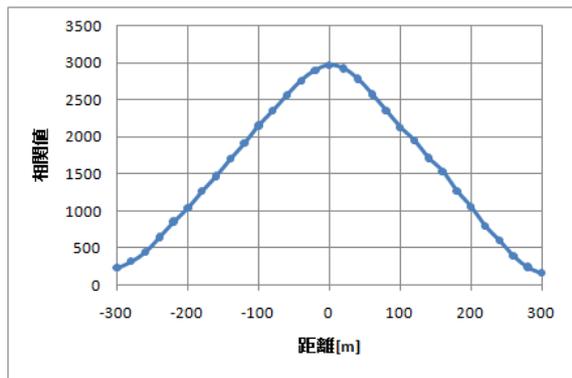
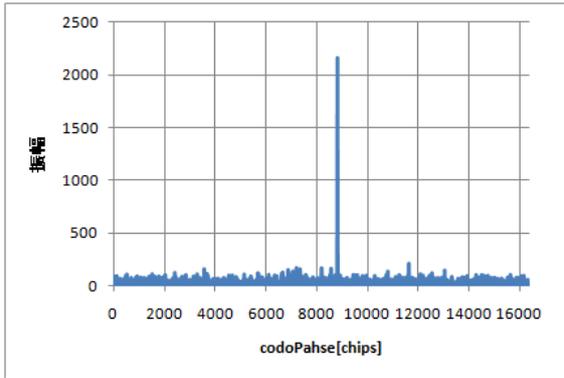


図 45 . 22 番衛星のコード位相ピーク図 46 . 22 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

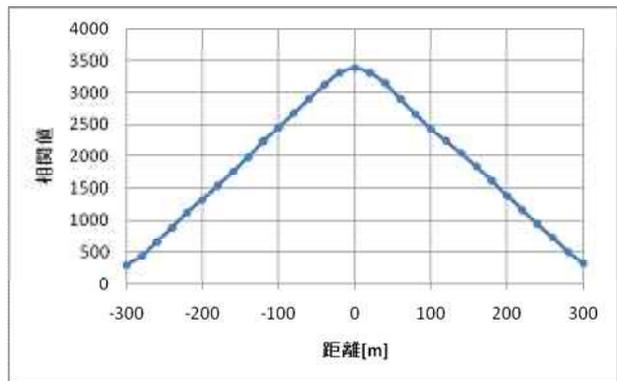
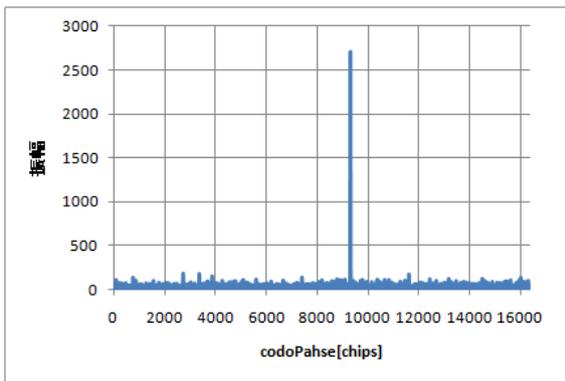


図 47 . PRN193 番衛星のコード位相ピーク図 48 . PRN193 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

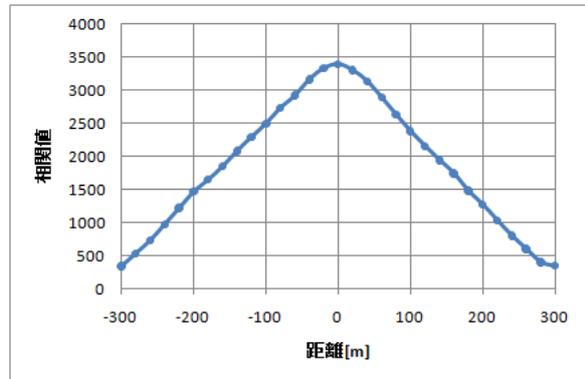
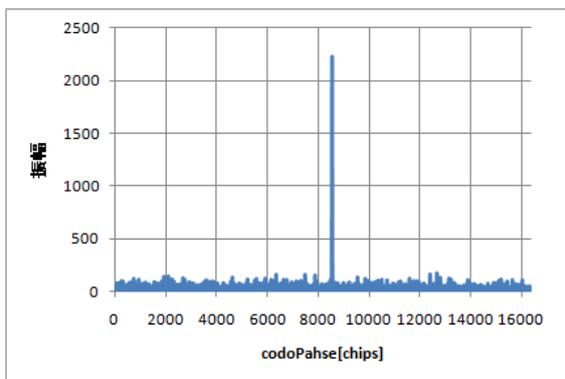


図 49 . PRN194 番のコード位相図 50 . PRN194 番の I_p, I_e, I_l の出力結果

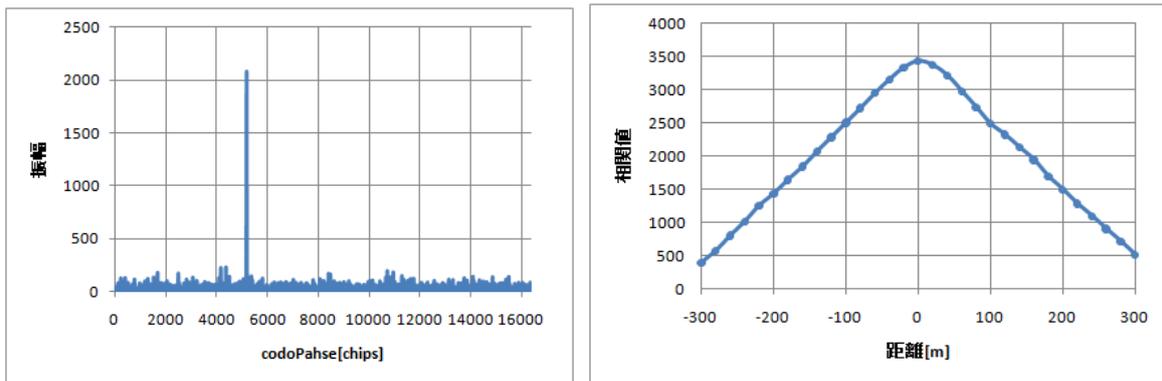


図 51 . PRN195 番のコード位相図 52 . PRN195 番の I_p, I_e, I_l の出力結果



図 53 . GUI ソフトウェア受信機にて天頂の状態を可視化したもの

5.2 信号追尾 (トラッキングループ)

受信機はコードの自己相関を識別し、そのピークを追尾する。これについては、前項 2.4 信号同期追尾で DLL, PLL および信号追尾について詳細の説明を行った。信号追尾の方法については前項での方式に従うものとする。コードのピークはただ一つであるため擬似距離の推定結果は一意に定まる。また、自己相関関数の傾斜が急であるために擬似距離の推定値も正確なものとなる。これにより、受信機は信号の到着時間の小さな変化を弁別する。

新たに実装する信号追尾機能はこれまで移動体での測位に対応させるため 1ms 間隔で行っていたのに対し 10ms に間隔を広げて追尾を行う。航法メッセージ 1 フレームの送信には約 30 秒かかるため、信号追尾には最低 40 秒間必要である。この 40 秒間の内に、各衛星の航法メッセージの先頭ビットを取得し 10ms ごとに PLL および DLL の一連の追尾処理を行う。これにより追尾信号

波形を平滑にし，雑音を除去する．10ms トラッキングに変更したソフトウェア受信機の動作プログラムのフローチャートを以下の図に示す．

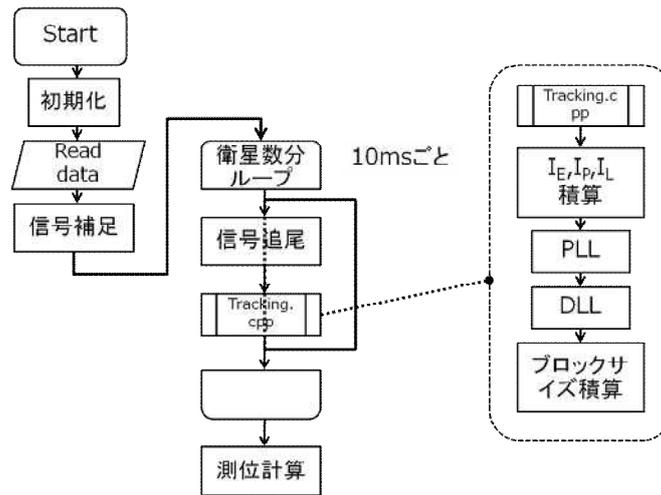


図 54 . 10ms トラッキングのフローチャート

本項では従来の 1ms の場合と間隔を 10ms に広げた場合の出力とのトラッキングループが同一であり，使用可能であるかを確認した．以下に 2010 年 5 月 31 日に東京海洋大学構内で取得した PRN16 番の衛星の I_p の相関値を出力したものを示す．受信機側の PLL ノイズバンド幅は 15Hz に設定し，両波形を比較した．波形の振幅は I_p の積算値を表す．出力された I_p の結果および両波形の絶対値の比較をしたものを以下の図に示す．

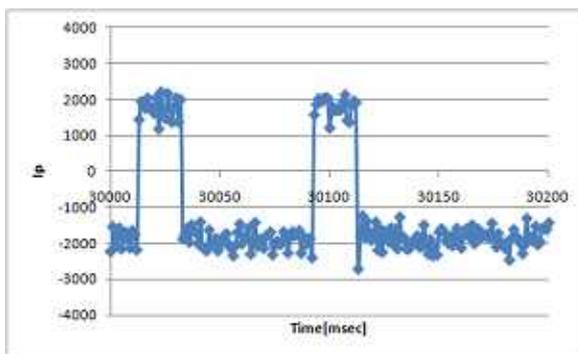


図 55 . 1ms トラッキングの I_p 出力結果

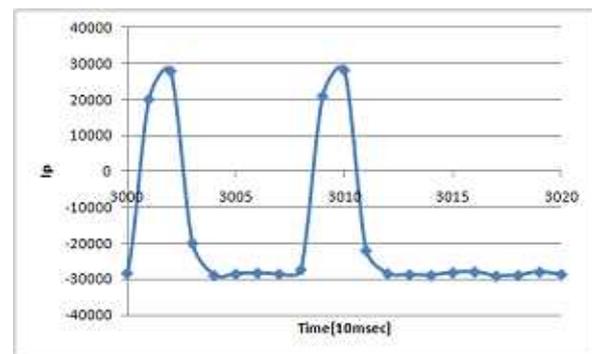


図 56 . 10ms トラッキングの I_p 出力結果

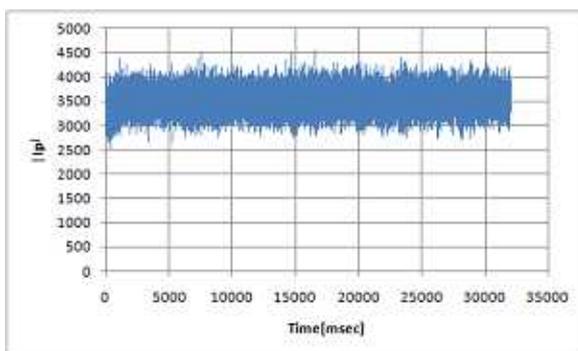


図 57 . 1ms トラッキングの I_p 出力結果

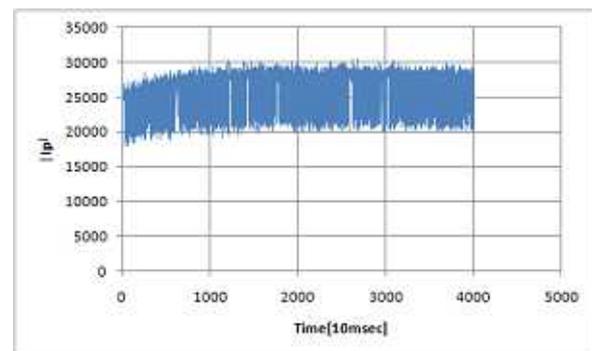


図 58 . 10ms トラッキングの I_p 出力結果

以下の表10に出力されたエフェメリスデータを掲載する。この表より1msトラッキングと10msトラッキングの両結果は一致していることが分かる。また、搬送波周波数を比較した結果も以下の図59、図60に示す。

**表 10 . 2010 年 5 月 31 日における
PRN16 番のエフェメリスデータ比較**

	1ms	10ms
TOW	118788	118788
prn	16	16
WeekNumber	1586	1586
accuracy	0	0
health	0	0
IODE_sf2	32	32
IODE_sf3	32	32
IODC	235	235
IODC_8bit	235	235
T _{GD}	-9.7789E-09	-9.7789E-09
t _{oc}	122400	122400
a _{f2}	0	0
a _{f1}	-3.7517E-12	-3.7517E-12
a _{f0}	-7.6842E-05	-7.6842E-05
C _{rs}	-93.0625	-93.0625
deltan	3.96016E-09	3.96016E-09
M ₀	1.867240478	1.867240478
C _{uc}	-4.7795E-06	-4.7796E-06
C _{us}	8.73953E-06	8.73953E-06
A	5153.777863	5153.777863
t _{oe}	122400	122400
C _{ic}	-1.8626E-09	-1.8627E-09
o	-2.82268735	-2.82268735
C _{is}	4.47035E-08	4.47035E-08
i ₀	0.972403353	0.972403353
C _{rc}	217.5625	217.5625
.	-0.21617003	-0.216170028
.	-7.6875E-09	-7.6875E-09
i.	7.67889E-11	7.67889E-11
e	0.005942139	0.005942139

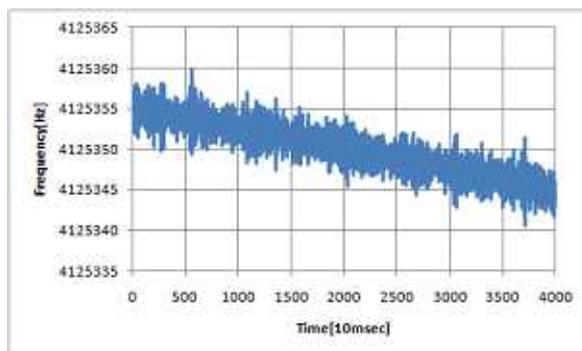
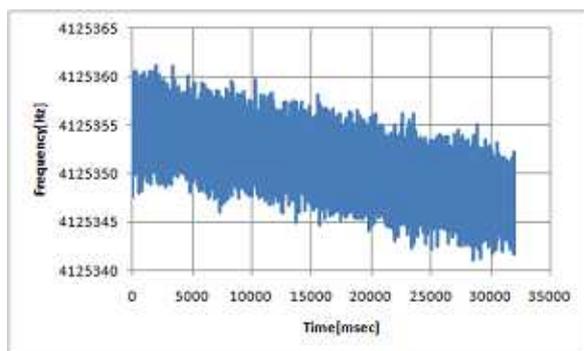


図 59 . 1ms トラッキングの搬送波周波数 図 60 . 10ms トラッキングの搬送波周波数

以上の出力結果より周波数の平滑化が行われていることが分かる。これらの結果から、10ms トラッキンググループでも同様に信号追尾は出来ていることが分かる。

5.3 航法メッセージ

信号捕捉した衛星の航法メッセージを 1 サイクル分復号を行った。Ip の値より ± 1 の二値に弁別を行う。

5.4 測位結果

GPS/QZSS ソフトウェア受信機を用いた 2011 年 1 月 1 日として行ったシミュレーション結果の単独測位結果を以下の図 61, 図 62 に示す。これらは原点, 真値からの誤差を表し, それぞれ 0 点が原点, 100[m]が真値を表している。

GPS の位置計算に使われる座標系は ECEF 直交座標系に基づく。これは原点を地球の重心とし, X 軸をグリニッジ子午線と赤道面の交わる点方向, Y 軸を東経 90 度における子午線と赤道面の交わる点方向, Z 軸を地軸の北極方向とした座標系である。なお, 単位はメートルである。

結果から誤差は現れなかった。これはシミュレータの値から計算した結果であるためだと考えられる。

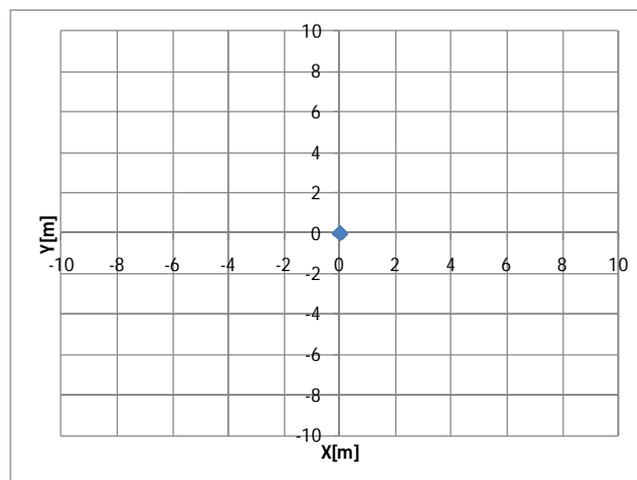


図 61 . 水平方向の原点からの誤差

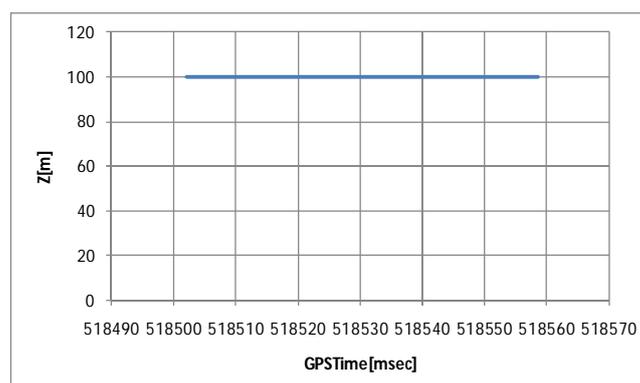


図 62 . 垂直方向の状態

5.5 GPS ソフトウェア受信機と GPS/QZSS ソフトウェア受信機との精度比較

従来の GPS 用ソフトウェア受信機と本 GPS/QZSS ソフトウェア受信機の精度と比較するため、実際に放送されている測距信号による GPS のみの単独測位の結果と、GPS + QZSS を用いた単独測位の結果を示す。なお、垂直方向の真値は 100[m]である。

以下の図 63, 64 に示すグラフは、2010 年 12 月 2 日 12 時 20 分と同年 12 月 3 日 10 時 35 分に東京海洋大学構内で 3 分間 2Hz で従来の GPS ソフトウェア受信機と本ソフトウェア受信機を用いてそれぞれの測位を行った結果である。

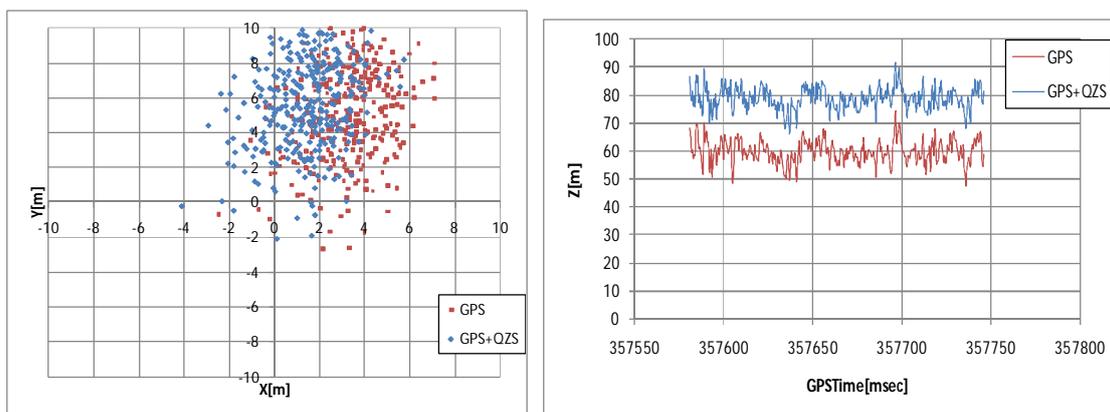


図 63 . 2010 年 12 月 2 日
12 時 20 分の測位結果

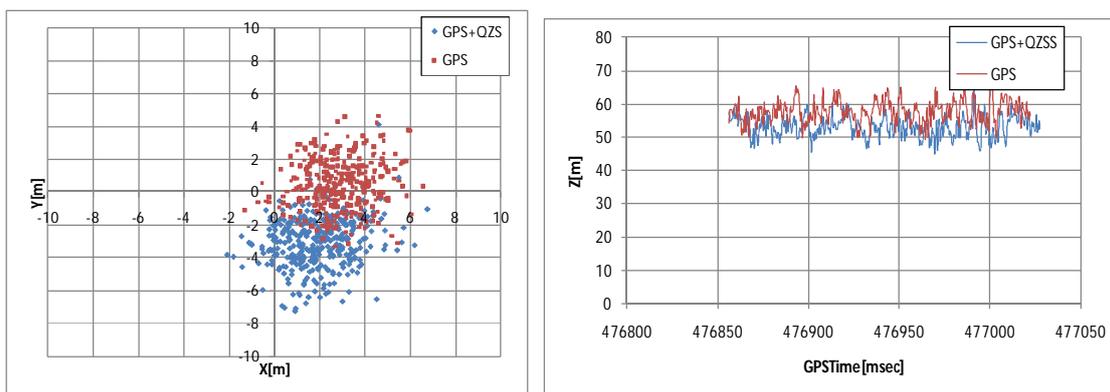


図 64 . 2010 年 12 月 3 日
10 時 35 分の測位結果

赤いプロットが GPS + QZSS の測位結果、青いプロットが GPS のみの測位結果を表している。グラフから分かる通り、水平・垂直方向に関しての精度の誤差に関してはあまり大きな変化はない。12 月 3 日の結果から、若干水平方向の精度が改善されているように見える。

5.6 GPS/QZSS ソフトウェア受信機精度の評価

準天頂衛星から放送されている測距離信号で測位が確認出来たので、準天頂衛星の軌道情報を用い GPS+QZSS の受信機精度を評価を行った。評価方法は第 3 章で行った 5 月 29 日の観測データによる GPS ソフトウェア受信機の精度評価をベースに、大学構内において 2010 年 12 月 12 日（日曜日）の 12 時 54 分から 13 時 4 分まで 10 分間取得を行ったものの単独測位精度およびディファレンシャル方式の評価を行う。具体的には、研究室屋上の同一アンテナを分岐し同機種のプロントエンド 2 台に接続し各評価を行う。

表 11 に測位した衛星番号とその仰角と方位角の表を示す。角度の単位は度数法を用いる。また、表中の 33 番は QZSS の PRN 番号 193 番に対応している。

表 11. 精度評価に利用した衛星

PRN	4番	11番	17番	20番	23番	28番	32番	33番
仰角	27	32	70	56	29	38	27	82
方位角	280	81	327	51	121	213	45	313

5.6.1 単独測位評価

単独測位方式による測位結果を以下の図 65 と図 66 に示す。また、各結果における水平方向の平均値からのずれと標準偏差と高度方向の平均値からのずれと標準偏差を表 12 と表 13 に示す。

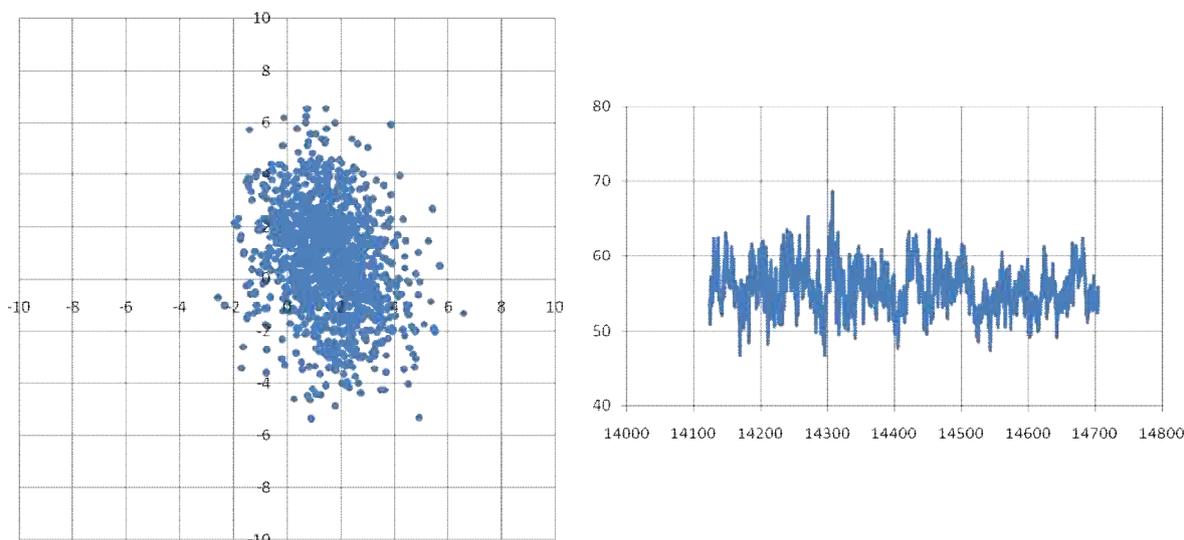


図 65. 基準局側の FE で測位した結果

表 12. 上記条件での平均値からのずれと標準偏差 (1)

	水平方向	高度方向
平均値からのずれ	2.5	3.1
	1.7	4.0

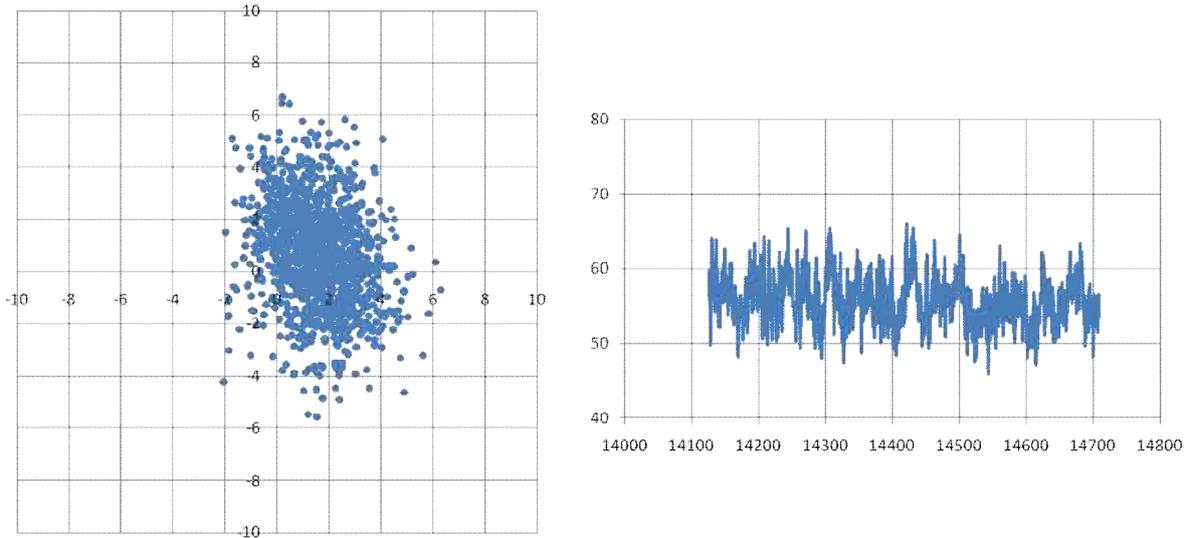


図 66 . ROVER 側の FE で測位した結果

表 13 . 上記条件での平均値からのずれと標準偏差 (1)

	水平方向	高度方向
平均値からのずれ	2.4	3.3
	1.7	3.9

5.6.2 DGNSS (ディファレンシャル) 評価

QZSS 衛星を含むディファレンシャル方式の測位結果を以下の図 67 と表 14 に示す .

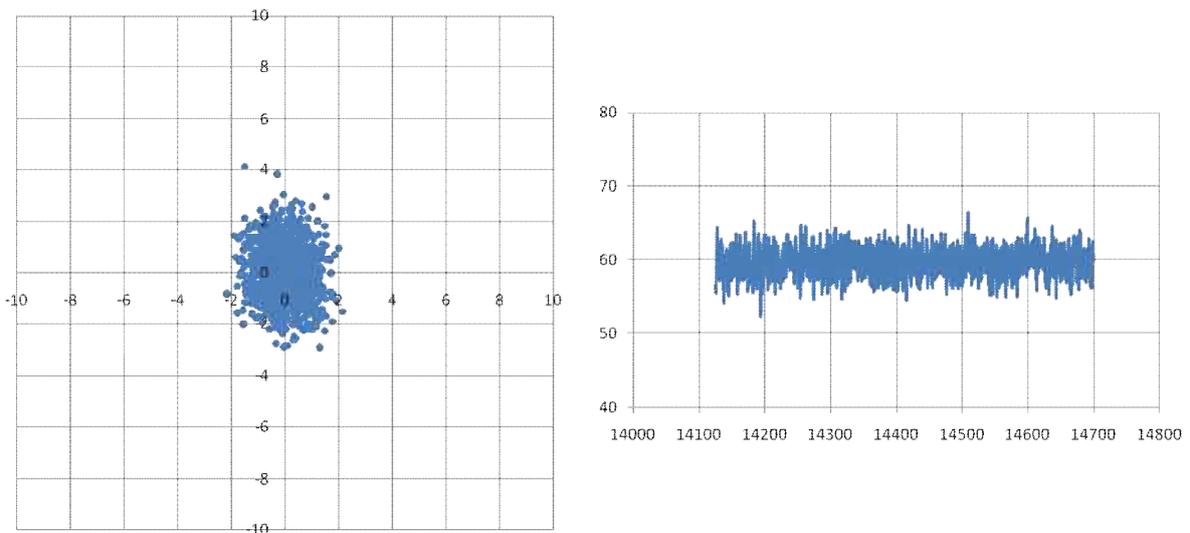


図 67 . DGNSS による測位結果

表 14 . 上記条件での平均値からのずれと標準偏差 (1)

	水平方向	高度方向
平均値からのずれ	1.3	2.1
	0.03	0.12

5.6.3 キャリアスムージング結果

キャリアスムージングは、近年の受信機では標準で行われている技術である。前節 3.1 にてディファレンシャル方式の概要と誤差要因とその補正について述べた。また、式 (3.4) にてユーザと基準局の受信機における衛星からの時刻の一致した測定値の差は、一般的なノイズを相殺することがわかった。ここではさらに擬似距離の差分を搬送波位相測定値の差分で測定誤差の平滑化を行う。これをキャリア（搬送波）スムージングと呼ぶ。

$\bar{\rho}_{ru}$ をスムージングされた擬似距離の値とすると、キャリアスムージングのフィルタは以下の式のように表される。

$$\begin{aligned}\bar{\rho}_{ru}(t_i) &= \frac{1}{M} \rho_{ru}(t_i) + \frac{M-1}{M} [\bar{\rho}_{ru}(t_{i-1}) + \lambda(\phi_{ru}(t_i) - \phi_{ru}(t_{i-1}))] \\ \bar{\rho}_{ru}(t_1) &= \rho_{ru}(t_1)\end{aligned}\tag{5.1}$$

式 (5.1) の ϕ_{ru} はユーザと基準局の受信機において測定される衛星からの搬送波位相の測定値であり、単位はサイクルである。基準局の搬送波を ϕ_r 、ユーザの搬送波を ϕ_u とすると、その位相は以下の式で表される。

$$\phi_{ru} = \phi_r - \phi_u\tag{5.2}$$

キャリアスムージング 10 秒間の DGNSS 結果を以下の図に示す。

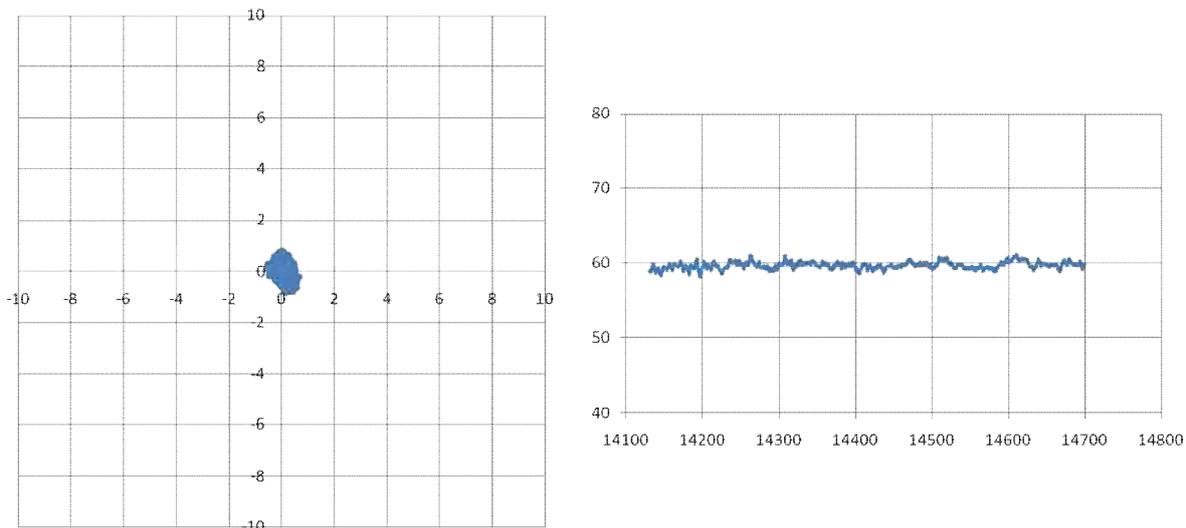


図 68 . フィルタ 10 秒間にてキャリアスムージングを行った DGSS の結果

表 15 . 上記条件での平均値からのずれと標準偏差 (1)

	水平方向	高度方向
平均値からのずれ	0.03	0.12
	0.30	0.48

同様にして、キャリアスムージング 50 秒間の SGSS 結果を以下の図に示す。

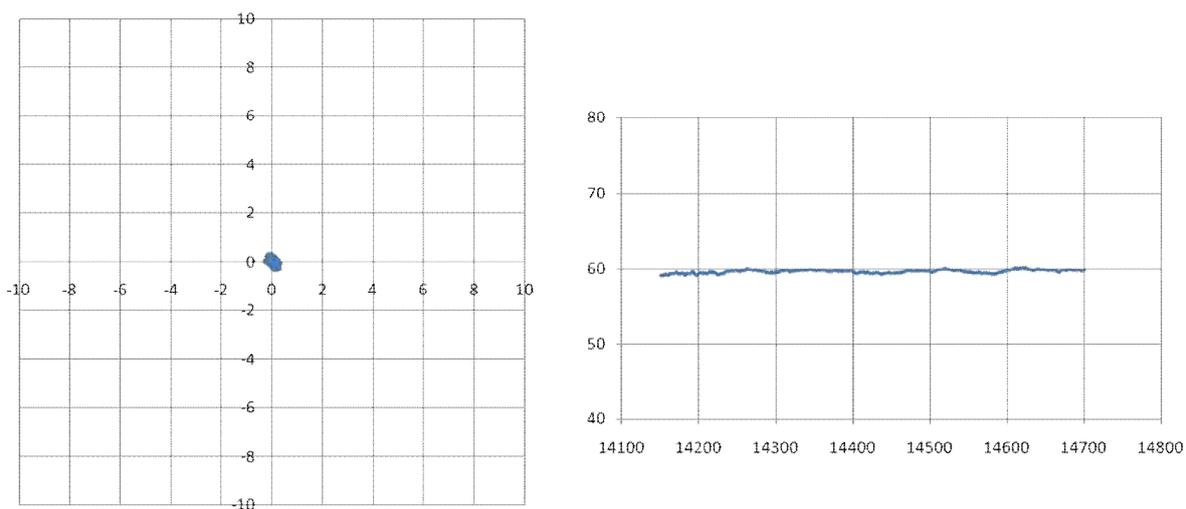


図 69 . フィルタ 10 秒間にてキャリアスムージングを行った DGSS の結果

表 16 . 上記条件での平均値からのずれと標準偏差 (1)

	水平方向	高度方向
平均値からのずれ	0.03	0.13
	0.15	0.23

まとめと考察

従来のソフトウェア受信機に QZSS 測位機能を付加することが出来、単独測位および DGNSS による測位を行うことが出来た。また、DGNSS とキャリアスムージングを組み合わせることによって妥当な測位結果を得る結果となった。これにより GPS + QZSS による測位は DGPS、GNSS による測位精度は大きくは改善しないが、利便性が向上することが容易に予想できる。

謝辞

本稿を作成するにあたり、GPS+QZSS シミュレータを提供して頂いた、株式会社アムテックスの皆様、JAXA 様に感謝いたします。

参考文献

[1]近藤俊一郎：ソフトウェア GPS 受信機の開発と応用，2007.12

付録 A

リスト 1.1 GPS および QZSS の C/A コード生成 generateCAcode.cpp

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <iostream>
#include "global_extern.h"

using namespace std;

const double cs      = 299792458.0;//speed of light
const double pi      = 3.1415926535898;//circular constant

void generateCAcode(int prn)
{
    int j,k;
    int g2shift,saveBit;
    int g1[1024]={0},g2[1024]={0},g2original[1024]={0};
    int reg[10]={-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1};

    ///--- Make the code shift array. The shift depends on the PRN number -----
    ///The g2s vector holds the appropriate shift of the g2 code to generate
    ///the C/A code (ex. for SV#19 - use a G2 shift of g2s(19) = 471)
        int g2s[37] = { 5, 6, 7, 8, 17, 18, 139, 140, 141, 251,
        252, 254, 255, 256, 257, 258, 469, 470, 471, 472,
        473, 474, 509, 512, 513, 514, 515, 516, 859, 860,
        861, 862, 339 /*339*/, 208, 711, 189, 263};
        ///PRN188 -> 291 PRN193 -> 339

        ///--- Pick right shift for the given PRN number -----
        g2shift = g2s[prn-1];

        ///--- Generate all G1 signal chips based on the G1 feedback polynomial -----
        for(j=1;j<=1023;j++){
            g1[j-1]      = reg[9];
            saveBit      = reg[2]*reg[9];
            for(k=9;k>=1;k--){
                reg[k] = reg[k-1];
```

```

        reg[0] = saveBit;
    }

    for(j=0;j<=9;j++)
        reg[j] = -1;
    //--- Generate all G2 signal chips based on the G2 feedback polynomial ----
    for(j=1;j<=1023;j++){
        g2[j-1]      = reg[9];
        g2original[j-1] = reg[9];
        saveBit      = reg[1]*reg[2]*reg[5]*reg[7]*reg[8]*reg[9];
        for(k=9;k>=1;k--)
            reg[k] = reg[k-1];
        reg[0] = saveBit;
    }

    //--- Shift G2 code -----
    //The idea: g2 = concatenate[ g2_right_part, g2_left_part ];
    for(j=1023-g2shift+1;j<=1023;j++)
        g2[j-(1023-g2shift)-1] = g2original[j-1];
    for(j=1;j<=1023-g2shift;j++)
        g2[g2shift+j-1] = g2original[j-1];

    //--- Form single sample C/A code by multiplying G1 and G2 -----
    for(j=1;j<=1023;j++)
        CAcode[j-1] = -1.0*g1[j-1]*g2[j-1];
}

```