

博士論文

ソフトウェア GPS 受信機の開発と応用

平成 19 年度

( 2007 年 12 月 )

東京海洋大学

海洋科学技術研究科

応用環境システム学専攻

近藤俊一郎

# 目次

<b>第 1 章 序論</b> - - - - -	<b>1</b>
1.1 研究の背景	1
1.2 研究の目的	3
1.3 論文の構成	4
<b>第 2 章 GPS・SBAS の概要</b> - - - - -	<b>5</b>
2.1 GPS の概要	5
2.1.1 GPS の構成	5
2.1.2 GPS 信号	6
2.1.2 GPS 近代化計画	7
2.2 SBAS (MSAS)	8
2.2.1 SBAS (MSAS) の概要	9
2.2.2 SBAS (MSAS) の機能	10
2.2.3 保護レベル	11
<b>第 3 章 ソフトウェア GPS 受信機</b> - - - - -	<b>13</b>
3.1 受信機の構成	13
3.2 ダウンコンバージョン	14
3.3 AD 変換	15
3.4 信号捕捉	16
3.5 信号追尾	23
3.5.1 制御ループの構成	24
3.5.2 PLL	26
3.5.3 DLL	28
3.6 復調とパリティチェック	30
3.7 衛星位置計算	33
3.8 ユーザー位置計算	35
3.8 まとめ	39
参考文献	39
<b>第 4 章 L2C 信号を利用した 2 周波電離層遅延推定の評価</b> - - - - -	<b>40</b>
4.1 GPS L2C 信号	40
4.1.1 拡散コード	40
4.2 CNAV メッセージ	41
4.3 L2C 信号補足	42

4.3.1	FFT ベースの信号補足	42
4.3.2	L1C/A 支援型信号補足	44
4.4	信号追尾	45
4.5	2周波電離層推定手法	46
4.6	L2C 信号の評価	48
4.6.1	実験の概要	48
4.6.2	結果	48
4.7	考察	52
	参考文献	52

## 第5章 日本における電離層シンチレーションの特性 - - - - - 54

5.1	電離層シンチレーション	54
5.2	電離層シンチレーションの観測	55
5.2.1	観測用受信機	55
5.2.2	シンチレーションの発生特性 (1999-2001)	56
5.3	シンチレーションモデル	57
5.3.1	信号強度と位相の分布	57
5.3.2	パワースペクトル密度	58
5.3.3	相関	59
5.4	シンチレーションの変動特性	59
5.5	考察	66
	参考文献	67

## 第6章 電離層シンチレーションの影響下における GPS 搬送波追尾の性能評価 - 69

6.1	理論値による PLL の性能評価	69
6.2	数値シミュレーションによる性能評価	75
6.2.1	シンチレーションジェネレータ	75
6.2.2	PLL シミュレータ	76
6.2.3	性能評価結果	77
6.3	ソフトウェア受信機を利用した搬送波追尾の評価	81
6.3.1	シミュレーションの概要	82
6.3.2	GPS シミュレータ	82
6.3.3	シミュレーションの結果	83
6.4	考察	87
	参考文献	87

## 第7章 結論 - - - - - 89

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 研究の背景

Global Positioning System (GPS)は、米国政府が開発し運用している全世界的な衛星測位システムである。人工衛星を利用することによって、全世界的に同質の時刻・位置・速度情報を実時間で配信できることができ、1993 年から正式運用されている。GPS の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人々の生活にとって身近なシステムとなっている。

近年、GPS のシステム性能は衛星や主統制局(MCS)の改良により向上している。2005 年 9 月に打ち上げが開始された最新のブロック IIR-M 衛星には新しく第 2 民間周波数信号 (L2C) が追加されている。また民間航空用に開発が進められてきた補強システムである SBAS (satellite based augmentation system:静止衛星型衛星航法補強システム)は米国による WAAS (Wide Area Augmentation System)が 2003 年 7 月から正式運用を継続しており、日本の MSAS(MT-SAT Satellite-based Augmentation system) も 2007 年 9 月から運用を開始した。システムの改良を背景に、新信号の評価や補強システムの有用性向上などの研究課題が増え、ソフトウェア無線技術を用いた GPS 受信機を利用して、このような課題に取り組む研究者も多い。ソフトウェア無線技術を用いた GPS 受信機とは、ベースバンド処理部のすべてをソフトウェアで実装した受信機であり、Software-defined GPS Receiver, Software GPS Receiver:ソフトウェアGPS受信機などの名称で呼ばれている。ソフトウェアGPS受信機は、ソフトウェアの更新のみで様々な信号処理アルゴリズムを実装できる特徴を持っているため、ベースバンド処理専用のハードウェア回路を持った従来の受信機との比較が容易である。またハードディスクなどの記憶媒体に信号データを保存すれば、信号の品質評価や誤差要因の解析、対処法の検討にも有用である。

本研究では、ソフトウェア GPS 受信機の開発とその応用研究の結果についてまとめる。応用研究のテーマは 2 つに分けられる。ひとつは新信号の評価、もうひとつは誤差要因の解析である。

新信号はブロック IIR-M 衛星に追加された L2C 信号である。L2C 信号の研究に関しては、実信号による信号品質評価やシミュレータの信号による 2 周波の電離層遅延量推定の評価例がある。しかし、実信号による 2 周波電離層遅延量推定の研究は未だなく、本研究では L2C 信号と軍用コードをのせた L2P(Y)信号の比較を行い、新たな GPS2 周波アプリケーションの安定性を評価した。

解析の対象となる誤差要因は電離層シンチレーションと呼ばれる現象である。電離層の電子密度の不規則性によって無線信号の信号強度と搬送波位相に急激な変化を引き起こすこの現

象は、GPS・SBAS の精度・有効性・継続性を劣化させるおそれがある。日本では、独立行政法人電子航法研究所が電離層シンチレーションの観測や発生特性に関する調査を行っている。しかし、シンチレーションの変動特性調査やそれに対する GPS 受信機の性能評価は国内では未だ行われておらず、本研究で、既存モデルと国内観測データの整合性の調査や現象に対する GPS 受信機の性能評価を行った。

## 1.2 研究の目的

本研究ではソフトウェア GPS 受信機の開発とそれを利用した応用研究に取り組む。応用研究の対象は下記の 3 項目である。

- ( 1 ) GPS L2C 信号を利用した 2 周波電離層遅延推定の評価
- ( 2 ) 国内で観測された電離層シンチレーションの特性調査
- ( 3 ) 電離層シンチレーション影響下における GPS 搬送波追尾の性能評価

( 1 ) では、L2C 信号に対する信号捕捉、信号追尾手法の提案と L1C/A、L2C 信号による 2 周波電離層遅延推定の評価を行っている。( 2 ) は国内で観測された電離層シンチレーションの変動特性と海外で提案されているシンチレーションモデルの整合性の確認である。( 3 ) では、ソフトウェア GPS 受信機を利用した一般的な GPS 搬送波追尾の評価と対処法の検討を行っている。

### 1.3 論文の構成

論文の構成は、第 2 章で GPS の概要や GPS 近代化計画、SBAS を紹介し、第 3 章で本研究のソフトウェア GPS 受信機開発を解説する。第 4 章で L2C 信号を利用した 2 周波電離層遅延推定の評価、第 5 章で日本における電離層シンチレーションの特性の調査、第 6 章で電離層シンチレーションの影響下における GPS 搬送波追尾の性能評価を示し、最後の第 7 章を結論とする。

## 第 2 章

### GPS・SBAS の概要

本章では、研究テーマの背景やそれに関連した GPS・SBAS (MSAS) システムの概要や構成、機能について解説する。GPS の概要では、受信機の信号処理技術と関連のある信号の構成に焦点を絞り解説する。

#### 2.1 GPS の概要

##### 2.1.1 GPS の構成

GPS は三つのセグメントから構成されている[1]。すなわち、スペースセグメント、コントロールセグメント、そしてユーザセグメントである。スペースセグメントは人工衛星から構成され、コントロールセグメントは衛星の運用管理を司る。国防総省はスペースセグメントとコントロールセグメントの両方に責任を負っている。ユーザセグメントは軍用と民生用の GPS ユーザ装置 (すなわち受信機) に関連した活動をカバーしている。

###### ・スペースセグメント

基本的な衛星配置は、半径26,560 km の、ほぼ円形の軌道で配備された24 衛星より構成される。およそ12 時間の周期で地球を周回し、地上軌跡は変わらない。衛星は、赤道面に対して55 度に傾斜した六つの軌道面に配置されている。各衛星は二つの文字コードで識別されており、文字は軌道面 (A からFまで) を、数字は軌道面における衛星番号 (基本となる衛星配置では1 から4 まで) を識別する。各軌道面には予備の衛星配置位置があり、A5, B5 等として設計されている。基本の衛星配置では、上空の開けている場所にいるほとんどすべてのユーザが、最低4 機の衛星を視界に捕らえることができる。衛星は測距信号と航法データを放送しており、ユーザは受信専用モードで受信することによって、擬似距離を測定し位置を推定できる。

###### ・コントロールセグメント

コントロールセグメントの心臓部は主制御局 (master control station : MCS) であり、コロラド州コロラドスプリングス近くのシュリーバ (以前はファルコンという名前だった) 空軍基地にある。主制御局はシステムを運用し、指令を与え、制御を行う。コントロールセグメントの主な機能は、

- 衛星軌道を監視すること。
- 衛星健康状態の監視と維持をすること。



- GPS 時間を維持すること .
- 衛星のエフェメリス (軌道情報) と時計パラメータを推定すること .
- 衛星の航法メッセージを更新すること .
- 軌道を維持するために衛星を少しずつ操縦する指令をし , 必要ならば故障した衛星を補うために配置転換を行うこと .

衛星の信号は経度方向で世界中に分布しているアセンション島 , ディエゴガルシア島 , クワゼリン諸島 , ハワイ , コロラドスプリングスの米空軍の監視局により連続的に追跡されている . 2001 年にケーブカナベラルが加えられた . 監視局は無人であり、主制御局から遠隔で運用されている . 監視局は主にセシウム標準を持つ数台のGPS 受信機 , 気象観測装置そして地上回線と衛星回線経由で主制御局へ測定値を送送するための通信装置とから構成される .

#### ・ユーザセグメント

GPS の民生利用が大規模に拡大したのは集積回路の革新に負うところが非常に大きい . 20 年前には考えられなかったほどの受信機の小型軽量化がなされ、そして1桁程度は安価になった . 1980 年代中盤には最初に精密測位用に設計された受信機が発売されたが、10 万ドル以上の価格であった . 現在では、もっと高性能の受信機でも1 万ドル以下で得られる . 1980 年頃には、GPS 受信機メーカーが基本的な受信機を大量消費市場用に約2,000 ドルで製造できるようになればよいと思われていた . しかしながら、価格の壁は速やかに解消された . 1992 年、最初のハンドヘルド受信機が1,000 ドル以下の価格で発売されるという、産業上重大で画期的な出来事があった . 1997 年、二本の単三乾電池で駆動するポケットサイズの受信機が百ドルの壁を破った . 2000 年には、腕時計型受信機が500 ドルで発売された .

### 2.1.2 GPS 信号

GPS 信号は、三つの要素により構成されている[1]

- ・搬送波 : 周波数  $f_{L1}$ :1575.42MHz と  $f_{L2}$ : 1227.60MHz のRF 正弦波信号 .
- ・測距コード : 各衛星に割り当てられており、2進数 0 と1 の固有の系列で、これにより受信機が信号の伝搬時間を瞬時に決定できる . 各二進数の系列は、連続的にコイン投げをしているかのように見える . 実際、ランダムである . 擬似ランダム雑音 (pseudo-random noise : PRN) 系列もしくは、PRN コードと呼ばれている . この系列は、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 . チップレ-

トは1.023Mcpsでチップ幅は300mである。P コードはきわめて長い(約 $10^{14}$ チップ)PRN系列の一部を抜き出したものである。チップレートは10.23 Mcps で、C/A コードの10 倍であり、チップ幅は30mである。P コードは1 週間後に再び繰り返される。実際には、1994 年以来、許可されたユーザにのみの信号の利用を限定すべく、衛星はY コードと呼ばれるP コードの暗号化版を送信している。

- ・ 航法データ：メッセージは二進数で、衛星の健康状態、エフェメリス(ephemeris：衛星の位置と速度)、時計バイアスパラメータ、そして配備されているすべての衛星のアルマナック(almanac；精度の悪いエフェメリス)より構成されている。航法メッセージは50 bps でゆっくりと送信されており、1 ビットの長さは20 ms である。メッセージ全体を受信するためには12.5 分かかる。測位に欠かすことのできない衛星のエフェメリスと時計パラメータは、30 秒毎に繰り返される。

各コードは、2 を法とした加算により二値の航法データと結合している。すなわち、もしコードのチップとデータビットが同じ(両方0 か、両方1)であればその結果は0、異なれば結果は1 である。その後、その合成された二値信号は、変調と呼ばれる方法で搬送波に焼き付けられる。使用される変調方式は、二値位相変調(binary phase shift keying：BPSK)と呼ばれている。0 のビットでは搬送波信号は変化せず、1 のビットは-1 と搬送波を掛け算する。これは、正弦波信号の位相を180 度変化させることと同じである。0 から1 へ、もしくは1 から0 へコードが変化することによって、搬送波信号の位相は180 度変化する。

地球上のユーザに対する最小の受信電力レベルの仕様は、L1 のC/A コードで-160 dBW、P(Y)コードで-163 dBW、L2 のP(Y)コードで-166 dBW である。最近は実際の信号電力は仕様よりも3~5dB 高い。たとえそうであったとしても、電力は依然としておよそたったの $10^{-16}$  W である。興味深いことに、味方や善良な人々が航法に使用するのであれば、 $10^{-16}$  W で十分である。しかし、敵や悪意のあるハッカーはこのシステムの弱点を突く気になるかもしれない。GPS の信号は完全にアンテナで検知されたRF 雑音レベル以下である。受信機が雑音に隠された信号を取得し、精密な測定を行うためには信号構造が分かっていること(すなわちPRN コード)が必要である。実現された信号の増幅は処理利得(processing gain)と呼ばれる。もしRFI(無線周波数干渉)もしくは妨害によって雑音レベルが上がれば、利用できる処理利得は信号を取得するのに十分ではなくなるかもしれない。

## 2.2 GPS 近代化計画

現在、衛星を用いた航法システムとして GPS は広く利用されるようになった。しかし更なる高性能化や利便性の向上を求める要求に応えるべく、米国は 1998 年に GPS 近代化計画を公表した。現在のところ公表されている計画の内容を以下にまとめる[2]。

- ・ SA(選択利用性)解除 (2000年5月)
  
- ・ 新衛星による新信号、新機能の導入
  - ・ Block IIR-M 衛星 (2005 ~ ): 第 2 民間周波数 (L2=1227.6MHz)
    - 航空用 ARNS バンド外 : 科学観測、測量などに利用。
    - L2C 信号 : すでに送信
  - ・ Block IIF 衛星 (2008 ~ ): 第 3 民間周波数 (L5=1176.45MHz)
    - L5 信号 : IS-GPS-705、10.23Mcps の高速なチップ変調
  - ・ Block III 衛星 (2013 ~ ): 第 4 民間周波数 (L1=1575.42MHz)
    - L1C 信号 : Draft IS-GPS-800 (2006 年 4 月)
  
- ・ MCS 増設 : 2008 年春から新 MCS で稼働予定

特に新信号の追加による恩恵は大きい。L2,L5 周波数への民間用信号の追加はシステムのさらなる高精度化、高信頼化、リアルタイムキネマティック(RTK)での初期化時間の短縮を可能とし、高精度化される新しい航法メッセージや高感度化を目的としたメッセージレス信号も期待されている。本研究のテーマの 1 つでもある L2C 信号も近代化計画の一環として追加された新信号であり、詳細については第 4 章で解説する。

## 2.3 SBAS (MSAS)

SBASは国際民間航空機関 (ICAO; international civil aviation organization) によって標準化された大陸規模のGPS広域補強システムである[3]。米国はすでにWAAS (wide area augmentation system) を2003 年7 月より実用しており、欧州のEGNOS (European geostationary navigation overlay service) も2005 年夏頃より試験運用を実施している。日本においても、SBAS 規格に基づいたMSAS (MTSAT satellite-based augmentation system : 運輸多目的衛星用衛星航法補強システム) の運用が2007年9月より開始された。第 6, 7 章の電離層シンチレーションに関する研究はMSASの有効性向上に関する課題の一環として取り組まれたものであるため、本節ではSBAS (MSAS) の仕様について解説する。

### 2.3.1 SBAS (MSAS) の概要

ICAO が規格化したSBAS は、現在のところ人工衛星を利用するGPS 広域補強システムの唯一の国際標準である[3]。基本的には、地上で生成した補強情報をSBAS 規格の信号形式にて静止衛星から放送する構成となっている。MSAS に使用する静止衛星としてはMTSAT-1R, MTSAT-2(運輸多目的衛星) が通称ひまわり6/7 号として2005 年から2006 年にかけて打ち上げられ、運用されている。補強情報の生成には少なくとも補強対象とする地理的範囲をカバーする監視ネットワークが必要であるため,MSAS では北海道から那覇まで国内に6 局の監視局を設置しており、また海外に2 局(オーストラリアおよびハワイ)の標定局を置いて測位精度の向上を図っている。神戸および常陸太田にはMCS (master control station: 航法統制局) が設置されており、監視局で得られた観測データはここに集められ、補強情報が生成される。MSASの構成を図2-1に示す。

SBAS 信号はGPS と同一のL1 周波数(1575.42 MHz)にて静止衛星より放送されることとされており、既存のGPS アンテナをそのまま使用できる。変調方式もやはりGPS と同じ1.023 Mcps のC/A コードによるスペクトラム拡散変調であり、受信機の信号処理回路はGPSのPRN・コード発生器をSBAS用に変更することで構成できる。データ速度はGPS より高速な250 bps であり、所要の補強情報を放送する容量を持たせてある。

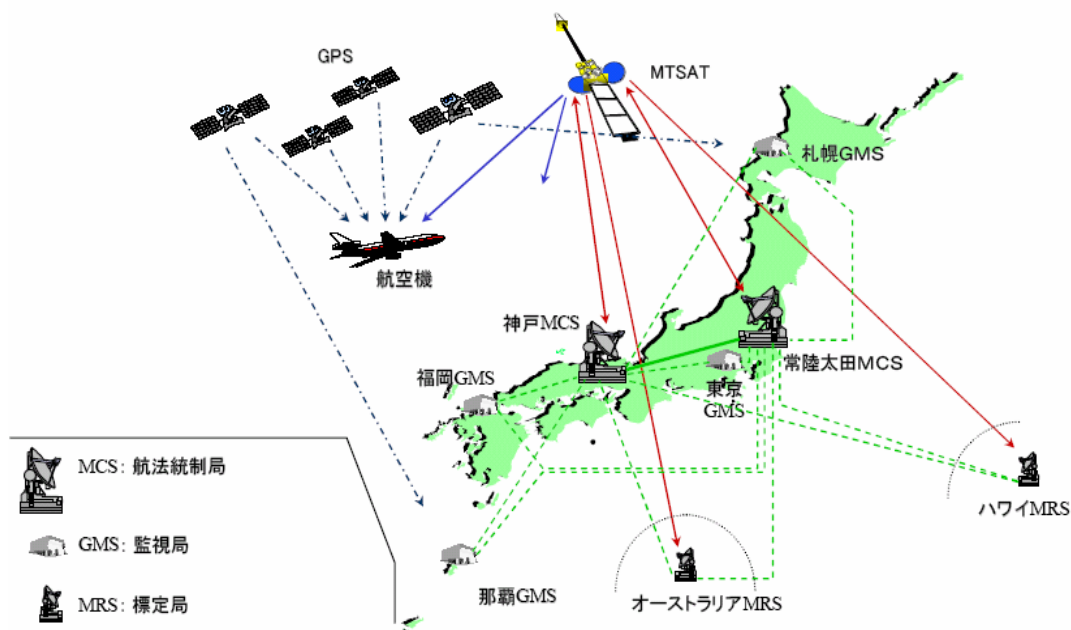


図2-1 MSASの構成

### 2.3.2 SBAS (MSAS) の機能

SBASの機能には(1)ディファレンシャル補正機能(2)レンジング機能(3)インテグリティ機能がある[3]。

#### (1) ディファレンシャル補正機能

ディファレンシャル補正機能は、GPS による測位精度を改善させる機能であり、誤差補正に必要な情報を航空機に提供することにより位置精度を向上させることができる。ディファレンシャル補正値は大別すると、電離層に起因する誤差とそれ以外の誤差(衛星位置誤差、クロック誤差等)に分離して提供する。

SBAS における電離層遅延補正方式は、経緯度で5度毎に設定されたIGP (ionospheric gridpoint) における電離層垂直遅延量(およびその不確実性を示す情報)をユーザに向けて放送することとされている。測距信号が電離層を通過する位置はIPP (ionospheric pierce point) と呼ばれ、ユーザ受信機は各IPP における垂直遅延量をIGP垂直遅延量から内挿により求めて利用する。MSASでは、米国WAAS同様に電離層遅延推定アルゴリズムとしてプレーナフィット(planar fit)方式を採用している。プレーナフィット方式は、IGP 周辺における電離層遅延観測データをもとにして、平面モデルによりIGP 位置における電離層遅延量を推定する。

電離層以外に起因する誤差としては、GPS 衛星のエフェメリス誤差、衛星クロック誤差などが挙げられ、SBASはこれらの誤差に対する補正値を高速補正値と長期補正値に分割して提供している。高速補正値は衛星クロック誤差のように変化の早い誤差を補正するために用いられる。高速補正値には、その補正量の大きさに応じて劣化係数が与えられ、所定の時間更新されない場合には無効となる。一方、長期補正値はゆっくりと変化する衛星のエフェメリスとクロック誤差に対する補正値を提供する。

#### (2) レンジング機能

SBAS 信号自体がGPS と同様の信号形式であることから測距機能を持つ。GPS 衛星は衛星に搭載した原子時計にもとづきGPS 時刻に同期して信号を送信しているが、静止衛星は地上からアップリンクされた信号を周波数変換して折り返すだけの、いわゆるベントパイプ方式をとっている。このため、伝送遅延などを考慮しながら、衛星の送信アンテナを出るタイミングがGPS 時刻に同期するように地上から送り出す信号のタイミングをコントロールしている。

#### (3) インテグリティ機能

インテグリティとは、端的には航法システムの出力が異常となることによる危険を防止するために必要とされる要件である。インテグリティ機能は、GPS 衛星毎の不具合情報およびSBAS が提供している補正情報の信頼度を示す指標をタイムリーに航空機へ提供する機能である。SBAS は、自身が提供する電離層誤差補正値および衛星補正値を適用した後に残る誤

差の大きさをユーザーに提供する。電離層誤差補正值に対しては、先に述べた電離層格子点における垂直方向の誤差残差を示すGIVE(Grid Ionosphere Vertical Error)値として、また衛星補正值に対しては各衛星のクロック・エフェメリス補正残差をUDRE(User Differential Range Error)値として提供する。衛星の不具合情報もこの数値によって表現される。

### 2.3.3 保護レベル

SBASのインテグリティは(サービスエリア内の)ユーザ位置における測位誤差の信頼限界を危険率 $10^{-7}$ 以下で与えるように実装されている[3]。この信頼限界は保護レベル( protection level; PL)と呼ばれ、航空機上受信機でGIVE やUDREなどの値から算出される。航空機が衛星航法を使用して飛行する際に必要とされる航法の性能は、航法モード毎に規定されている。ユーザ受信機は、計算して求めた保護レベルが航空機の航法モードにより決まる上限値( alert limit : 警報限界)より大きければ、その航法モードを利用不可となる。したがってより小さな保護レベルを与えることがアベイラビリティの向上につながる。つまり、のインテグリティ要件を満たしながら可能な限り小さな保護レベルが得られるようなインテグリティ情報を作成・提供することが重要である。

それぞれの航法モードでの航法性能一覧を表2-1に示す。航空路～非精密進入(NPA)の航法モードでは垂直方向の性能は規定されず、インテグリティについては単位時間あたりとされている。垂直誘導付進入(APV)～CAT-I精密進入では垂直方向について厳しい要件が課され、またインテグリティは着陸1回あたりとして規定される。垂直誘導がある航法モードでは、水平方向および垂直方向のそれぞれについて危険率 $10^{-7}$ を適用することとして、インテグリティを着陸あたり $1-2 \times 10^{-7}$ と定めている。

表2-1 航法モードでの航法性能一覧

航法モード	水平方向 95%精度警報限界	垂直方向 95%精度警報限界	インテグリティ	警報時間(s)
航空路	740 m 3.7 km		1 時間あたり	300
航空路, ターミナル空域 非精密進入(NPA), 出発	740 m 1.85 km 220 m 556 m		$1 - 10^{-7}$	15 10
垂直誘導付進入(APV-I)	16 m - 40 m	20 m - 50 m	着陸あたり	10
垂直誘導付進入(APV-II)	16 m - 40 m	8 m - 20 m	$1 - 2 \times 10^{-7}$	10
CAT-I 精密進入	16 m - 40 m	4-6 m 10-15 m		6

## 参考文献

- [1] Pratap Misra and Per Enge : GLOBAL POSITIONING SYSTEM Signals , Measurements , and Performance, Ganga-Jamuna Press, 2001, pp.431-492
- [2] U.S. Air Force : GPS Modernization Fact Sheet, U.S. Air Force Public Materials, Jan, 2006
- [3] RTCA : "Minimum Operational Performance Standards for Global Positioning System/ Wide Area Augmentation System Airborne Equipment, DO-229C, Nov. 2001

## 第 3 章

### ソフトウェア GPS 受信機

#### 3.1 受信機の構成

本章では、本研究において開発されたソフトウェア GPS 受信機のアルゴリズムについて解説する。章の全般は L1C/A 信号を対象とした処理方式や測位計算の解説となっており、L2C 信号については第 4 章で解説する。

図 3-1 はソフトウェア GPS 受信機の構成図である。衛星から発信された信号は、アンテナから受信され、その信号はフロントエンドで RF (無線周波数) から IF (中間周波数) へとダウンコンバージョンが実行される。アナログデジタル (AD) 変換器は IF 信号の標本化、量子化に使用され、信号処理はハードウェアからソフトウェアへと移る。信号捕捉モジュールは各衛星信号の有無を確認するため、信号追尾モジュールは航法メッセージの復号および擬似距離や搬送波位相といった観測量を計測するために実行される。観測量と航法メッセージが得られた後に、衛星位置、ユーザー位置が計算される。ソフトウェアのモジュールは全て PC をベースとしており、MATLAB で製作されている。PC ベースであるため、固定のフロントエンドや AD 変換器を使用する必要はない。デジタル化された GPS の信号データであれば、ソフトウェアの更新だけで処理を可能とする柔軟性を持っている。本研究における受信機は誤差要因の解析や信号の品質評価を行うためのツールとして開発されたものであり、リアルタイム性は考慮していない。

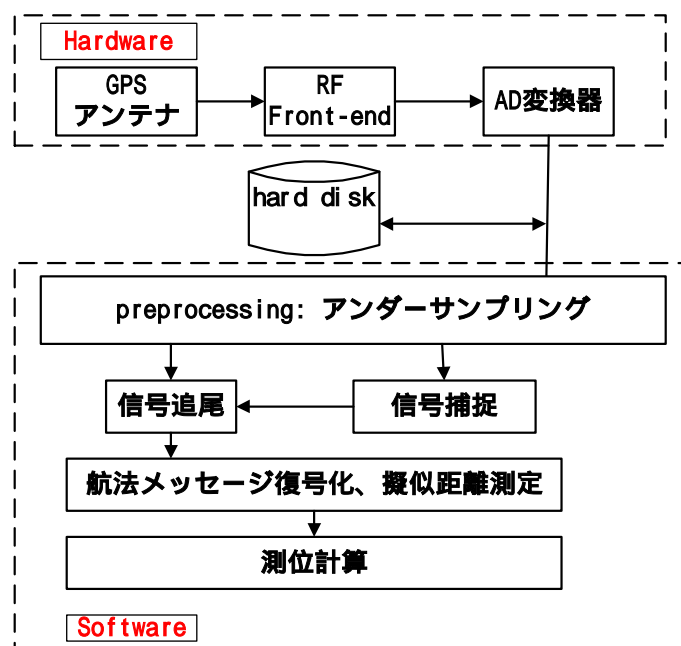


図 3-1 ソフトウェア GPS 受信機の構成図



## 3.2 ダウンコンバージョン

受信GPS 信号はコンピュータ処理に適していない。単にコンピュータをアンテナに接続するだけで処理したいところであるが、そうは簡単には行かない。第一に、信号電力を $10^{10}$ 倍(100 dB)に増幅しなければならない。第二に、自然雑音や人工の干渉波を可能な限り排除しなければならない。干渉信号は所望のGPS 信号よりずっと強い。第三に、搬送波の周波数が1.5GHz であり、たいていのコンピュータではこのような急峻に変動する信号を取り扱うのは困難である。したがって、取り扱いが容易な信号へと周波数をダウンコンバート(down convert) する必要がある。

周波数ダウンコンバージョン(frequency down conversion) は、三角関数の公式に基づいている。

$$\cos x \sin y = \frac{1}{2} \cos(x+y) + \cos(x-y) \quad 3-1$$

具体的には、受信信号に基準信号を乗算する。

$$\begin{aligned} & \sqrt{2Pc}x(t-\tau)D(t-\tau)\cos[2\pi(f_{L1}+f_D)t+\theta] \\ & \times \sqrt{2Pc}x(t-\tau)\cos[2\pi(f_{L1}-f_{IF})t+\theta_{IF}] \\ & = \sqrt{2Pc}x(t-\tau)D(t-\tau) \times \\ & \left\{ \cos[2\pi(2f_{L1}-f_{IF}+f_D)t+\theta+\theta_{IF}] + \cos[2\pi(2f_{IF}+f_D)t+\theta-\theta_{IF}] \right\} \end{aligned} \quad 3-2$$

ここで  $Pc$  は信号電力、 $x$  は拡散コードであるC/Aコード、 $D$  は航法メッセージ、 $f_{L1}$  はL1の搬送波周波数、 $f_D$  はドップラ周波数、 $f_{IF}$  は中間周波数、 $\theta$  は衛星信号の搬送波位相、 $\theta_{IF}$  は局部発振器と受信GPS 信号との位相差である。この式3-2で受信信号と局部発振器の基準信号の乗算により2つの項が現われる。第1項は2つの周波数の和に等しいため和の項と呼ばれる。中間周波数  $f_{IF}$  付近を通過させる帯域通過フィルタ(bandpass filter: BPF) によりこの和の項が取り除かれると、残りの信号は次式のようなになる。

$$\begin{aligned} & \sqrt{2Pc}x(t-\tau)D(t-\tau) \times \cos[2\pi(2f_{IF}+f_D)t+\delta\theta_{IF}] \\ & \delta\theta_{IF} = \theta - \theta_{IF} + \theta_{BPF} \end{aligned} \quad 3-3$$

この信号は周波数を下方へ移動した受信信号と等しい。乗算およびフィルタリングの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、全衛星の受信信号に等しくずれるため、差動搬送波位相測定を実施した場合でも位置推定に影響を与えない。この

ようにしてドップラ周波数を残したままGPS L1周波数は中間周波数へと変換される。

本研究ではダウンコンバータに CRS 社製の Dual-Frequency GPS Front End を使用している。特性を表 3 - 1 に示す。この製品の特徴の 1 つは 2 周波対応であることであり、L1 は勿論、L2 からの出力も第 4 章の L2C の研究で利用している。

表 3-1 Dual-Frequency GPS Front End の特性

入力周波数	1.57542GHz (L1) 1.2276GHz (L2)
IF (中間周波数)	13.991429MHz (L1) 13.60 (L2)
帯域幅 (IF stage)	18MHz
Gain	65dB
基準クロック	10MHz
アンテナ 供給電力	12V dc

### 3.3 AD 変換

フロントエンドにおいて受信信号はアナログである。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。ダウンコンバージョンが終了した後、受信信号は、アナログからデジタルへと変換される。ここでアナログ信号はサンプリング波形と掛け合わされる。出力信号は、時間軸において離散的で、振幅軸において連続的となる。AD変換器は、入力信号の振幅を離散化する。例えば、1 ビット変換は入力信号の正負（極性）だけが残る。これは単純であるが、白色雑音の下では2 dB の損失が生ずる[4]。狭帯域の干渉波が存在する中で1 ビットAD 変換を使用すると損失は大きくなる。最新のGPS 受信機は、少なくとも2 ビットAD 変換器を用いており、四つ以上のレベルに量子化する[4]。

本受信機は、AD 変換に Idaq 社製の PCDAQ という汎用のデータ収集装置を使用している。PCDAQ は PC を母体とした汎用データ収集装置である。その特性を表 3-2 に示す。IF 信号には既にフロントエンドにおいてクロック誤差と周波数オフセットが含まれている。異なるクロックによってサンプリングが実行されると信号の持つクロック誤差と周波数変動はより複雑なものとなるため、サンプリングはフロントエンドのクロックに同期したタイミングで実行されなくてはならない。したがって、PCDAQ には Dual-Frequency GPS Front End からの基準クロックが入力される。

表 3-2 PCDAQ の特性

サンプリング周波数	Max:105MHz
量子化ビット数	14bit
チャンネル数	4ch
ハードディスク容量	1.44TB

### 3.4 信号補足

サンプリング後、サンプル信号は次式のようになる。

$$S_l = \sqrt{Pc}x(t_l - \tau)D(t_l - \tau) \cos[2\pi(f_{IF} + f_D)t_l + \delta\theta] \quad 3-4$$

$$t_l = lTs, \quad l = 0, 1, 2, 3, \dots$$

ここで、 $Pc$ は受信信号の電力、 $Ts$  はサンプリング周期であり、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 とドップラ周波数  $f_D$  を持っている。信号捕捉はその2つをサーチするための処理である。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でコード位相とドップラ周波数を探索する。一度信号を捕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と受け渡され、コード位相の追尾情報からは擬似距離、ドップラ周波数からは搬送波位相といった観測量が出力される。

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時間応答での乗算によって計算している。受信信号と基準信号、コードレプリカの乗算のイメージを図3-2に示す。同相及び、直行チャンネルの基準信号は次式で表される。

$$2 \cos[2\pi(2f_{IF} + \hat{f}_D)t_l + \hat{\theta}] \quad 3-5$$

$$2 \sin[2\pi(2f_{IF} + \hat{f}_D)t_l + \hat{\theta}] \quad 3-6$$

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。そして乗算の結果、同相・直交チャネルから出力される2つの周波数の差の項は、次式のようになる。(ここで同時に出力される和の項については、無視する。)

$$\sqrt{Pc}x(t_l - \tau)D(t_l - \tau)\cos\left[2\pi(f_D - \hat{f}_D)t_l + \delta\theta - \hat{\theta}\right] \quad 3-7$$

$$\sqrt{Pc}x(t_l - \tau)D(t_l - \tau)\sin\left[2\pi(f_D - \hat{f}_D)t_l + \delta\theta - \hat{\theta}\right] \quad 3-8$$

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 (carrier wipeoff) と呼ばれる。出力信号の周波数は、真のドップラ周波数と受信機が推定したドップラ周波数との差  $\Delta f_D$  になる。つまり、信号はほぼベースバンド (C/Aコードと航法メッセージ) の成分のみとなる。

この搬送波ワイプオフの後に、コードワイプオフ (code wipeoff) 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。

$$I = \frac{\sqrt{Pc}D}{L} \sum_{l=1}^L x(t_l - \tau)x(t_l - \hat{\tau})\cos(2\pi\Delta f_D t_l + \Delta\theta) \quad 3-9$$

$$Q = \frac{\sqrt{Pc}D}{L} \sum_{l=1}^L x(t_l - \tau)x(t_l - \hat{\tau})\sin(2\pi\Delta f_D t_l + \Delta\theta) \quad 3-10$$

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のデータビット  $D$  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。これら一連の処理は一組の相関器であり、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索している。しかしながら、このような処理は膨大な計算量を生むため、本受信機ではPC上での計算に適したFFT (高速フーリエ変換) 方式[2]の信号補足アルゴリズムを実装している。

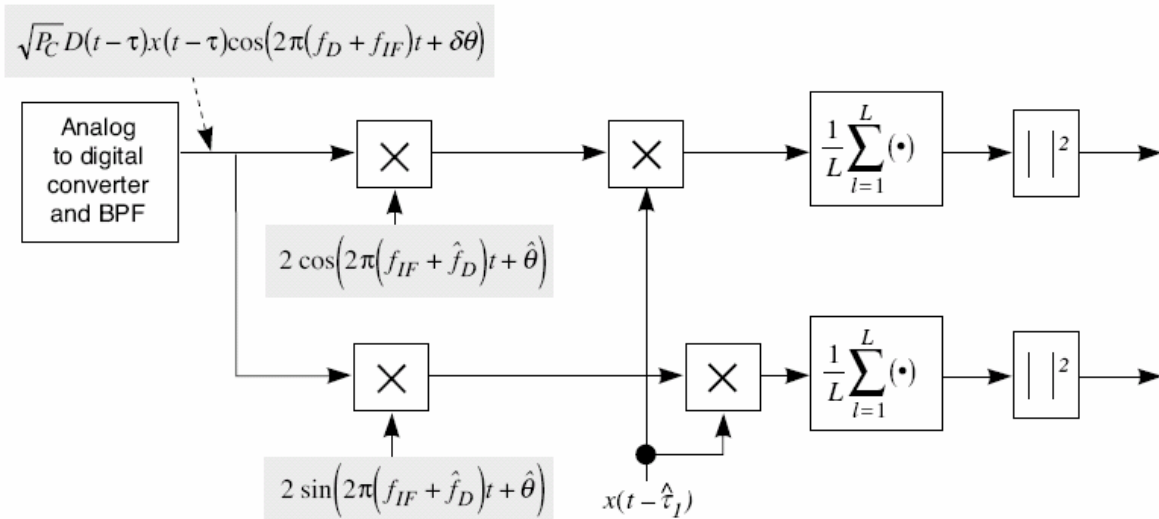


図 3-2 相関器のブロック図

FFT 方式の構成図を図 3-3 に示す。図の中で、搬送波ワイプオフの段階までは前述したものと同一計算を施している。FFT 方式と従来の方式の違いは、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のコードと相関をとる演算であり、図 3-4 にそのイメージを示す。

まずは、コードの自己相関の式を次に示す。

$$z(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} x(t_l + \tau) \cdot x(t_l) \quad 3-11$$

そしてこの自己相関  $z(\tau)$  の周波数応答  $Z(k)$  がフーリエ変換によって以下のように表すことが出来る [2]。

$$\begin{aligned} Z(k) &= \sum_{\tau=0}^{L-1} \sum_{l=0}^{L-1} x(t_l + \tau) \cdot x(t_l) \cdot e^{-j2\pi k\tau/L} \\ &= \sum_{\tau=0}^{L-1} x(t_l + \tau) e^{-j2\pi k(t_l + \tau)/L} \sum_{l=0}^{L-1} x(t_l) \cdot e^{j2\pi k t_l / L} \\ &= X^*(k) X(k) \end{aligned} \quad 3-12$$

ここで、\* は複素共役を表している。式 3-12 のように時間応答における自己相関の計算は周波数応答における乗算に置き換えることが出来る。 $Z(k)$  は最終的に逆フーリエ変換によって  $z(\tau)$  になる。FFT 方式の信号捕捉は、このフーリエ変換の演算を FFT・IFFT(逆高速フーリ

変換)によって高速に実行し、式 3 - 10 の計算よりも少ない計算量でコード相関をとる方式である。

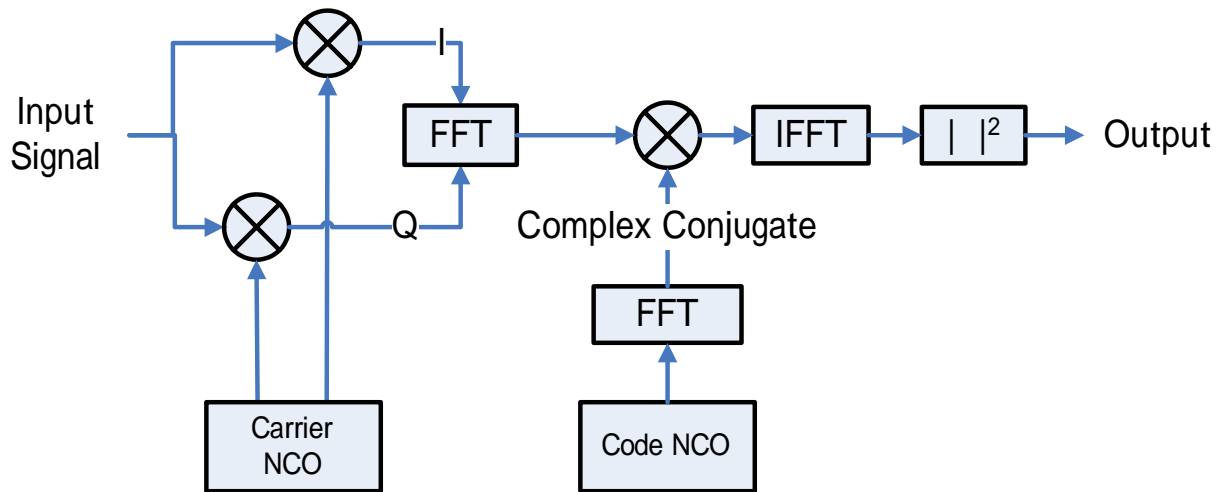


図 3-3

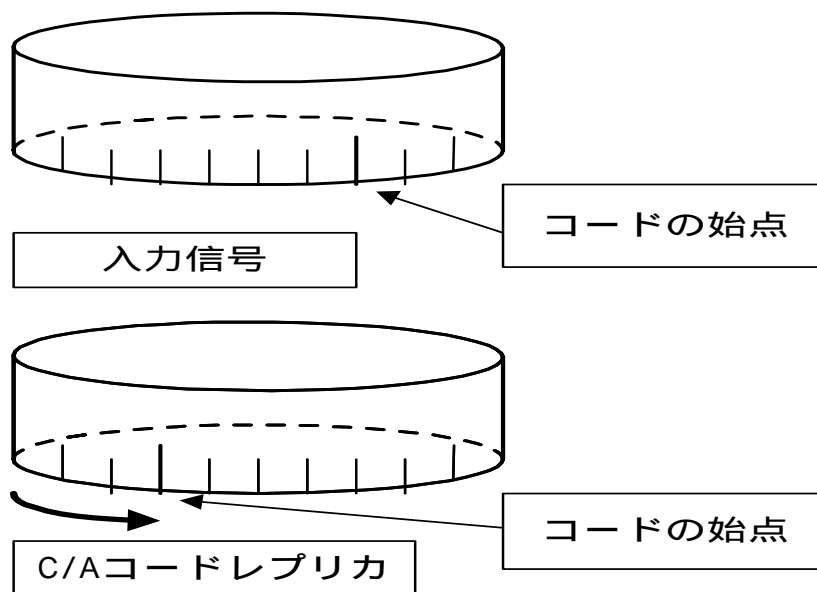


図 3-4 コードの巡回相関のイメージ

図 3-5、3-6、3-7 は、中間周波数 4.58MHz、サンプリング周波数 20MHz、積分時間 1ms で、PRN 3 の衛星の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  $\pm 10$  kHz の周波数帯域(周波数分解能 1 kHz)でサーチされるため、 $i = 1, 2, 3, \dots, 21$ 、 $f_i = 4580 - 10, 4580 - 9, \dots, 4580 + 10$  kHz となり、合計 ( $21 \times 20,000$ ) の行列として相関値が出力される。図 3-5 はその行列のグラフであり、ピークの振幅が閾値を超えていれば PRN3 の信号が入力信号に含まれていると判断される。図 3-6 はコード相関値であり、入力信号の C/A コードとローカル C/A コードのコードパターンが一致した場所(ピーク)がコード位相にあたる。図 3-7 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、この方式はコード位相と搬送波周波数を 1 つの行列から 2 次的に推定している。

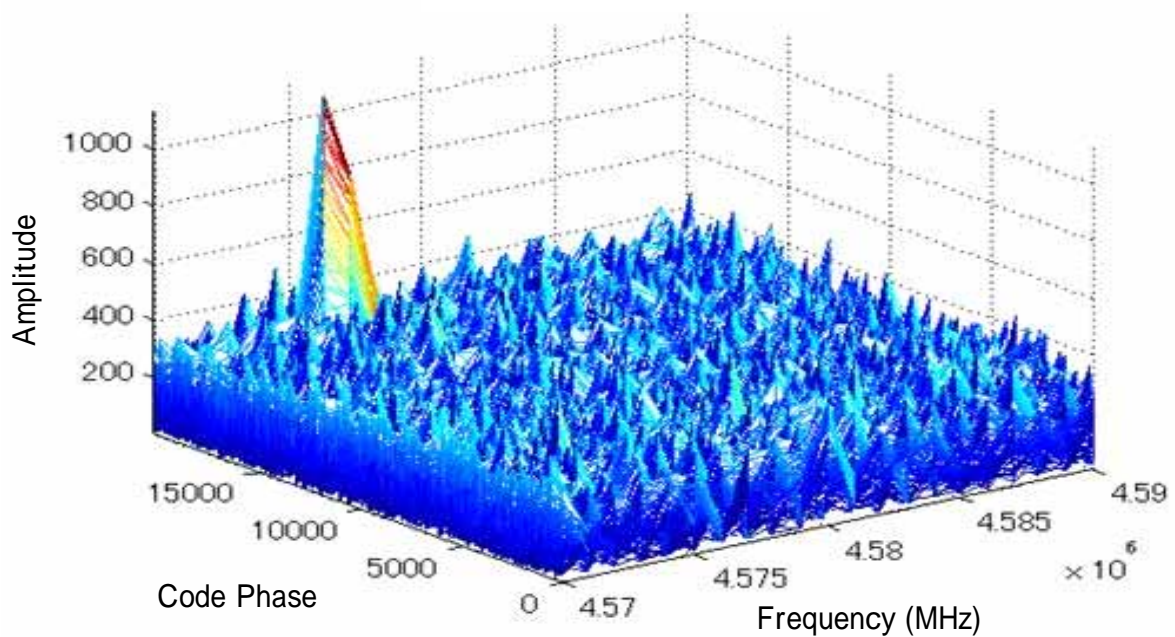


図 3-5 相関値の行列

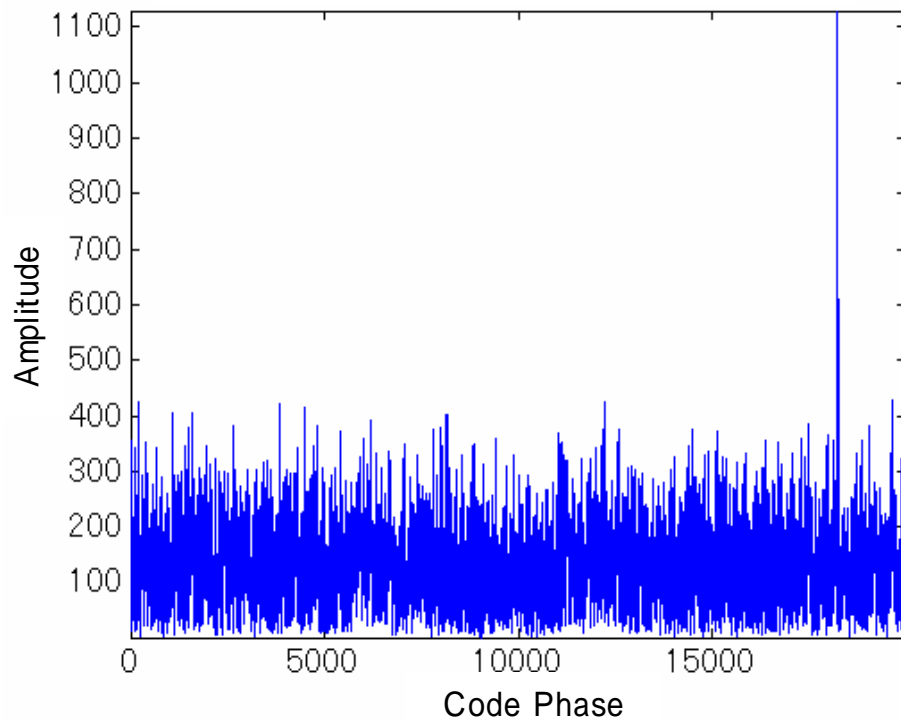


図 3-6 コード相関値

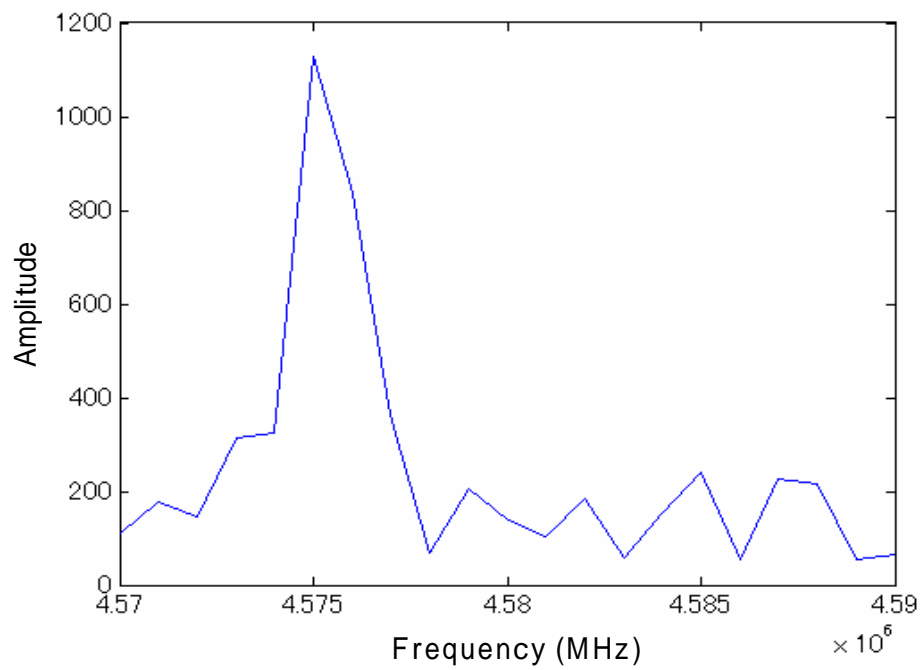


図 3-7 周波数応答



信号強度の弱い衛星信号の捕捉を行う場合は、式 3-9,3-10 での積分時間  $LT_s$  を長くすることで信号対雑音電力比 (SNR : Signal to Noise Ratio) を増幅することができる。この積分はコヒーレント積分と呼ばれる。コヒーレント積分では積分時間を  $N$  倍すれば、信号の電力は  $N$  倍に増幅する。信号には勿論雑音も含まれているが雑音の位相に連続性がないため雑音の増幅は無い。よって SNR(信号対雑音電力比)は  $N$  倍に増幅する。しかし、データビットの極性の遷移 ( $D=+1 \rightarrow -1, -1 \rightarrow +1$ ) を跨ぐ確率を最小とするため、 $LT_s$  は制限しなくてはならない。L1C/A 信号の場合は、1 ビット 20ms であるため、 $LT_s$  は 20ms に制限される。図 3-8 は、極性の遷移を跨いだ場合の相関のイメージである。この図を見ると 1ms 以降の航法メッセージ D が +1 から -1 へと遷移しているため、相関の振幅はマイナスになり、相関値を低減させる。

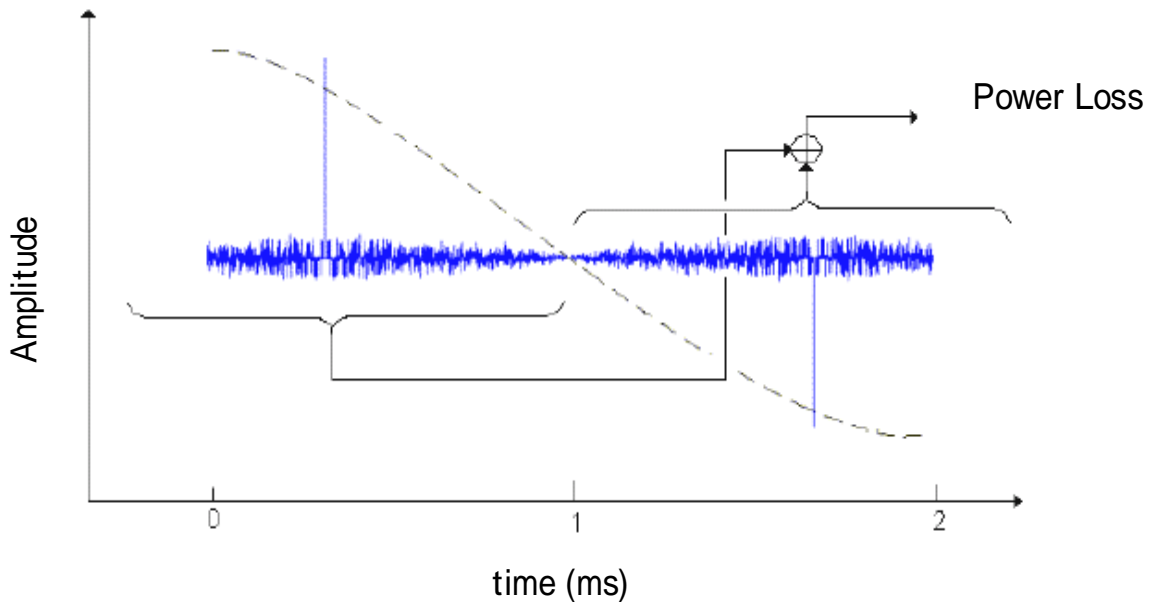


図 3-8 メッセージのビット遷移による相関の損失

このように航法メッセージによる低減を受けないインコヒーレントで相関値を積算する手法があり、インコヒーレント積分と呼ばれている。その式を以下に示す。

$$\sum_{i=1}^N (I_i^2 + Q_i^2) \quad 3-13$$

このように相関値の二乗和を  $N$  回積算することで信号の電力は  $N$  倍になる。しかし、雑音の電力も  $\sqrt{N}$  倍に増幅するため、SNR は  $\sqrt{N}$  倍に増幅することになる。コヒーレント積分に比べ利得の増幅は少ないが、インコヒーレント積分では航法メッセージの極性の遷移を考慮し

なくとも時間を引き延ばすことを可能とする。実際の受信機においても、この 2 つの積分は組み合わせて実行されている。

### 3.5 信号追尾

信号捕捉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。信号追尾ループの構成を図 3-9 に示す。相関器における搬送波ワイプオフとコードワイプオフの処理は前節で述べた通りである。信号追尾では、その相関から局部発振器いわゆる搬送波 NCO(Numerical Control Oscillator)とコード NCO のフィードバック制御を実行している。信号追尾ループは 2 つの制御ループによって構成されている。1 つはコード追尾ループであり、受信信号に含まれる C/A コードの位相を追尾するループである。もう 1 つは搬送波追尾ループであり、ドップラ周波数（位相）を追尾する。コード位相の追尾情報からは擬似距離が、ドップラ周波数の追尾情報からは搬送波位相が得られる。キャリア追尾ループには PLL(位相ロックループ)と呼ばれるループが実装されており、局部発振器の基準信号と受信信号（搬送波周波数）の位相誤差を検出、局部発振信号の周波数を制御し、入力信号の位相を捕らえ追尾する。コード追尾ループは DLL(遅延ロックループ)とよばれ入力信号の C/A コードと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位相を制御する。

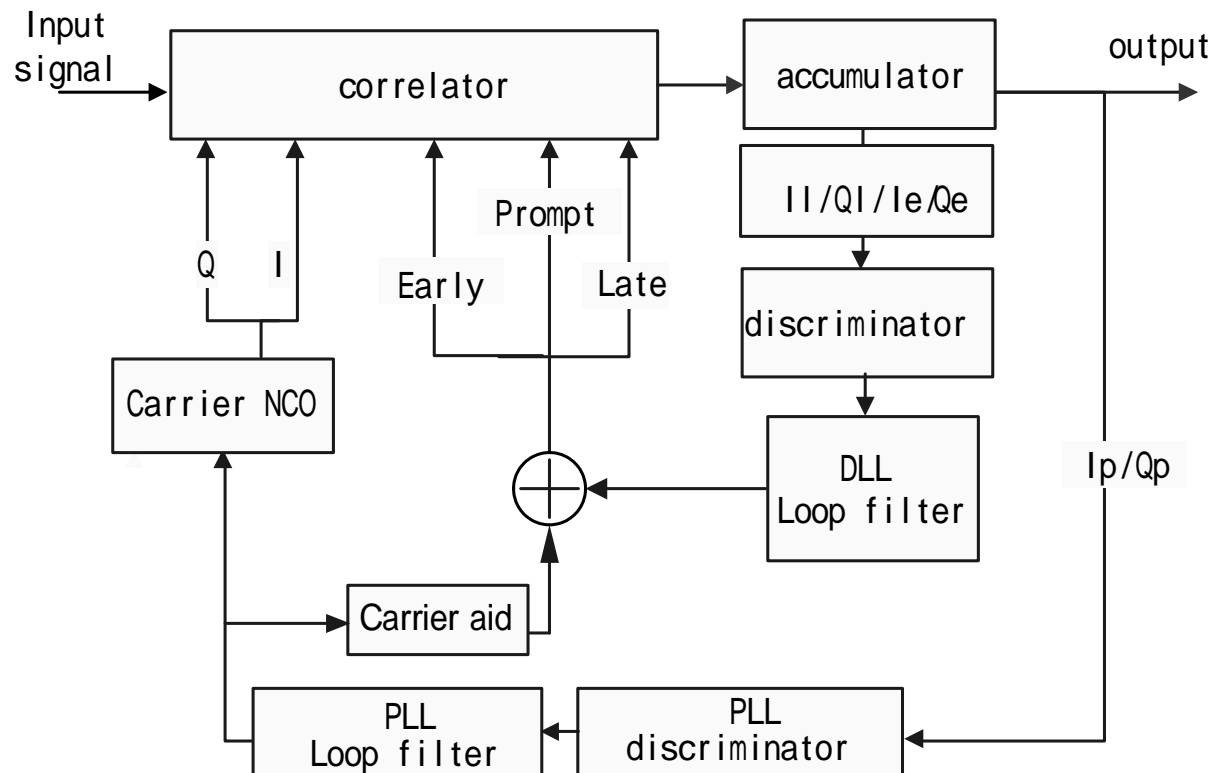


図 3-9 信号追尾ループの構成図

### 3.5.1 制御ループの構成

PLL、DLL は線形モデルの制御ループで設計されており、相関器、ディスクリミネータ、ループフィルタによって構成されている。ディスクリミネータは受信信号・基準信号、コードレプリカ間の位相差を検出し、ループフィルタはその出力の雑音を削減し高精度の制御値を生成する。制御ループのイメージを図 3-10 に示す。この図で  $K_d$  はディスクリミネータのゲイン、 $D(z)$  はフィルタの伝達関数、 $N(z)$  は NCO の伝達関数を示している。

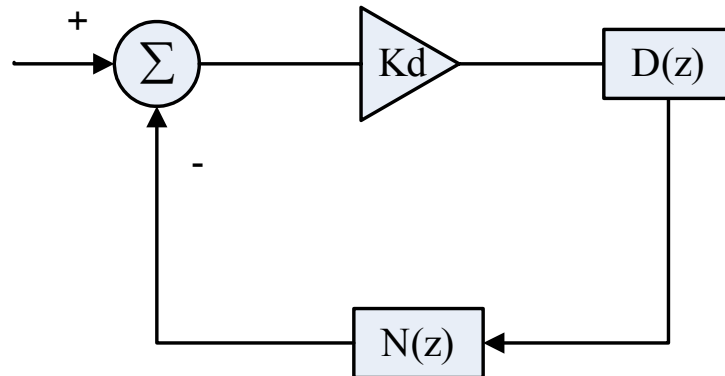


図3-10 制御ループの構成図

NCO の伝達関数  $N(z)$  は次のようにモデル化される。

$$N(z) = \frac{K_0 z^{-1}}{(1 - z^{-1})} \quad 3-14$$

ここで  $K_0$  は NCO のゲインを意味する。

次にフィルタの伝達関数は  $D(z)$  は次式で記述される [3]。

$$D(z) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} c_n z^{-n}}{(1 - z^{-1})^{N-1}} \quad 3-15$$

ここで  $N$  はループの次数を、 $c$  はフィルタの係数を示している。

そしてループ全体の伝達関数は次のように表される。

$$H(z) = \frac{K_d D(z) N(z)}{1 + K_d D(z) N(z)} \quad 3-16$$

制御ループの次数は、制御ループそのものが1つのフィードバックループであるため、フィルタの次数 + 1 となる。一般的な受信機には PLL に2次のループフィルタが、DLL に1次のループフィルタが実装されている。つまり、3次のPLL、2次のDLLが実装されているわけであり、そのループフィルタの係数を以下に紹介する。まず、3次のPLLには、式3-14の最適な係数は次のように表される[3]。

$$c_0 = \frac{T_{coh}^2 \omega_0^3}{4} + \frac{a_3 \omega_0^2 T_{coh}}{2} + b_3 \omega_0 \quad 3-17$$

$$c_1 = \frac{T_{coh}^2 \omega_0^3}{2} - 2b_3 \omega_0 \quad 3-18$$

$$c_2 = \frac{T_{coh}^2 \omega_0^3}{4} - \frac{a_3 \omega_0^2 T_{coh}}{2} + b_3 \omega_0 \quad 3-19$$

ここで  $a_3 = 1.1$   $b_3 = 2.3$  <sup>(6)</sup>であり、 $T_{coh}$  はコヒーレント積分時間を、 $\omega_0$  は閉ループシステムの固有周波数を示す。 $\omega_0$  は等価雑音帯域幅  $B_n$  と次式のような関係になる[3]

$$\omega_0 = \frac{B_n}{0.7845} \quad 3-20$$

2次のDLLの場合は係数は次のようになる[3]。

$$b_0 = \frac{\omega_0^2 T_{coh}}{2} + a_2 \omega_0 \quad 3-21$$

$$b_1 = \omega_0^2 T_{coh} \quad 3-22$$

ここで、 $a_3 = 1.414$  である。

次に制御ループの次数とその特性に関して表3-3に示す[3]。ループフィルタの次数は動的環境の次数と同じである。つまり、1次、2次、3次のループフィルタは、それぞれ速度、加速度、ジャーク入力に対して定常偏差が生じる。一般の受信機は、移動体測位で生じる加速度を考慮して3次のPLLを実装している。2次のDLLが採用されているのは、PLLからのレート支援を受けているためである。レート支援とはPLLで追尾しているドップラ周波数がコ

ード位相の変化率と一致することを利用した支援手法である。本研究で開発された受信機においても、同様に3次のPLL、2次のDLLが実装されている。

ループフィルタの出力する制御値は、擬似距離や搬送波位相といった観測量にのる。つまり雑音帯域幅が狭いほど、観測量は雑音が少なく精度の高い値となる。それとは逆に広帯域は動的ストレスに対してロバスト性が高いという特徴を持つ。PLLの帯域調整に関しては第6章で解説する。

表 3-3 制御ループの次数と特徴

ループ次数	雑音帯域幅 $B_n$ (Hz)	フィルタ係数	定常偏差	特徴
1	$\frac{\omega_0}{4}$	$B_n = 0.25\omega_0$	$\frac{(dR/dt)}{\omega_0}$	速度に定常偏差が残る
2	$\frac{\omega_0(1+a_2^2)}{4a_2}$	$a_2 = 1.414$ $B_n = 0.53\omega_0$	$\frac{(d^2R/d^2t)}{\omega_0^2}$	加速度に定常偏差が残る
3	$\frac{\omega_0(a_3b_3^2 + a_3^2 - b_3)}{4(a_3b_3 - 1)}$	$a_3 = 1.1$ $b_3 = 2.4$ $B_n = 0.7845\omega_0$	$\frac{(d^3R/d^3t)}{\omega_0^3}$	ジャークに定常偏差が残る

$B_n = 18\text{Hz}$

$R$  は視線方向の距離を意味する

### 3.5.2 PLL

PLLが搬送波を追尾する目的は、受信信号に含まれている航法メッセージを復調することと、精密測位で利用される観測量・搬送波位相(ADR: Accumulated Doppler Range)を出力することである。前節の信号捕捉の段階では式 3-9, 3-10 における周波数差  $\Delta f_D$ 、位相差  $\Delta\theta$  は正確に推定されることはなく、同相、直行の両チャンネルに相関の利得は現われる。これでは航法メッセージのビット極性は特定できず、正確な搬送波位相の観測量も得ることはできない。PLLで周波数差  $\Delta f_D$ 、位相差  $\Delta\theta$  を正確に推定、追尾し続けることで、同相チャンネルに信号電力、直交チャンネルに雑音成分が現われるようになり、復調処理や搬送波位相の計測が可能となる。

図 3-9 でも示されているように、PLLは Prompt と呼ばれる相関器、ディスクリミネータ、ループフィルタから構成されている。Prompt のコードは受信機が推定したコード位相  $\hat{\tau}$  を持っており、Prompt コードと呼ばれる。ディスクリミネータ(弁別器)はその相関器の出力  $I_p$  と  $Q_p$  (式 3-9, 3-10) から位相差 ( $\Delta f_D$  と  $\Delta\theta$  から生じる差)を検出し、ループフィルタは

その出力に含まれた雑音を削減する。フィルタからの出力は前回搬送波 NCO 出力した周波数に対する制御値であり、この値によって次に出力する周波数が決定する。このような位相変調信号の検波回路はコスタスループとよばれている。コスタスループに使用されている代表的なディスクリミネータを以下に示す。

$$\tan^{-1}\left(\frac{Q_p}{I_p}\right) \quad 3-23$$

$$\text{sign}(I_p) \cdot Q_p \quad 3-24$$

$$I_p \cdot Q_p \quad 3-25$$

これらの式から、周波数差  $\Delta f_D$ 、位相差  $\Delta\theta$  やその他雑音を含んだ値が出力される。ディスクリミネータの出力を図 3-11 に示す。これらディスクリミネータの共通点は、入力が  $\pm 180^\circ$  のときも出力が  $0^\circ$  になることである。これは、航法メッセージのビット遷移を考慮しているためであり、コスタスループのディスクリミネータは  $180^\circ$  の位相シフトに対して感度を持たないように設計されている。3つの出力を比較すると、急峻な傾きを持っていることから  $\tan^{-1}$  が最も感度が高いことが分かる。本受信機では、 $\tan^{-1}$  が PLL に実装されている。

制御ループはこのディスクリミネータの出力が 0 に近づくように動作する。次式のように、受信信号と基準信号の位相差が 0 に近づくに従って直交チャネルの相関出力は 0 に近づき、同相チャネルの相関にはほぼすべての信号電力が現われる。

$$I_p \approx \frac{\sqrt{PcD}}{L} \sum_{l=1}^L x(t_l - \tau)x(t_l - \hat{\tau}) \quad 3-26$$

$$Q_p \approx 0$$

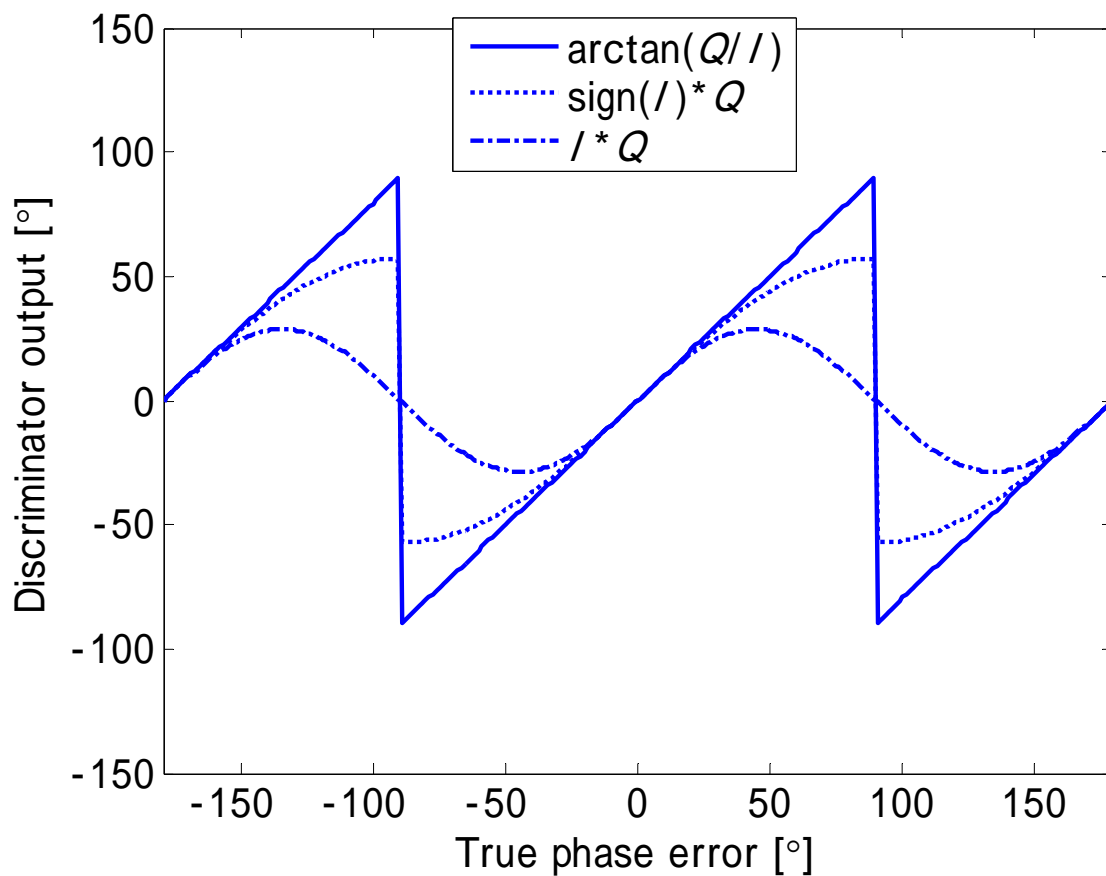


図 3-11 PLL ディスクリミネータの出力

### 3.5.3 DLL

衛星と受信機のクロックが同期していないため、受信信号に含まれるコードの位相 $\tau$ と Promptコードの位相 $\hat{\tau}$ が完全に一致することはない。DLLはそのコード位相誤差 $\Delta\tau$ を測定するために、立上りと立下りにそれぞれ一ずつ相関器を配置する。これらの相関器は、進みのコード位相を持つEarly および遅れ位相を持つLate相関器と呼ばれ、コードはそれぞれ Earlyコード、Lateコードと呼ばれる。EarlyコードとLateコードの時間差は相関器幅と呼ばれ、1チップの場合は $d=1$ と記述する。相関器幅が1チップということは、EarlyコードとLateコードはPromptコードに対しそれぞれ0.5チップの進みと遅れを持っていることを意味する。そのイメージを図3-12に示す。DLLはEarly相関器とLateコード相関器の出力のバランスから Promptコードの持つ位相誤差 $\Delta\tau$ を推定する。

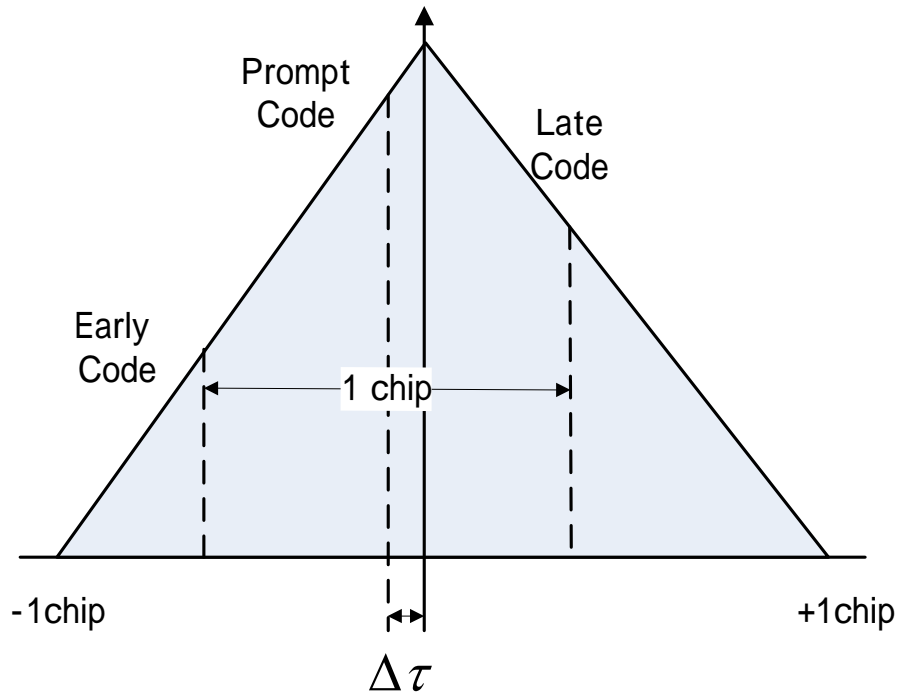


図3-12 DLLの相関出力のイメージ

PLL同様、DLLにも数種類のディスクリミネータが存在する。Early相関器の出力を $I_E, Q_E$ とLate相関器の出力を $I_L, Q_L$ として、ディスクリミネータの式を以下に示す。

$$(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) \quad 3-27$$

$$\frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{(I_E^2 + Q_E^2) + (I_L^2 + Q_L^2)} \quad 3-28$$

$$I_p(I_E - I_L) + Q_p(Q_E - Q_L) \quad 3-29$$

式3-27はEarlyとLateの電力の単純な引き算であり、式3-28はそれを正規化したものである。式3-29は唯一Prompt相関器の出力も用いているものであり、IとQのスカラー積から位相差を検出する。これらの出力がプラスの場合、位相差 $\Delta\tau$ は遅れの誤差を持っていることになり、マイナスの場合は進みの誤差を持っていることになる。相関器幅 $d=1$ のときのディスクリミネータの出力を図3-13に示す。この図から式3-27の出力が最も感度が高いことが分かるが、この方式は扱う信号のSNRの違いによって出力が変化するため、それに応じた設定が必要となる。そのため、受信機には、出力を正規化する式3-28のディスクリミネータを実装している。



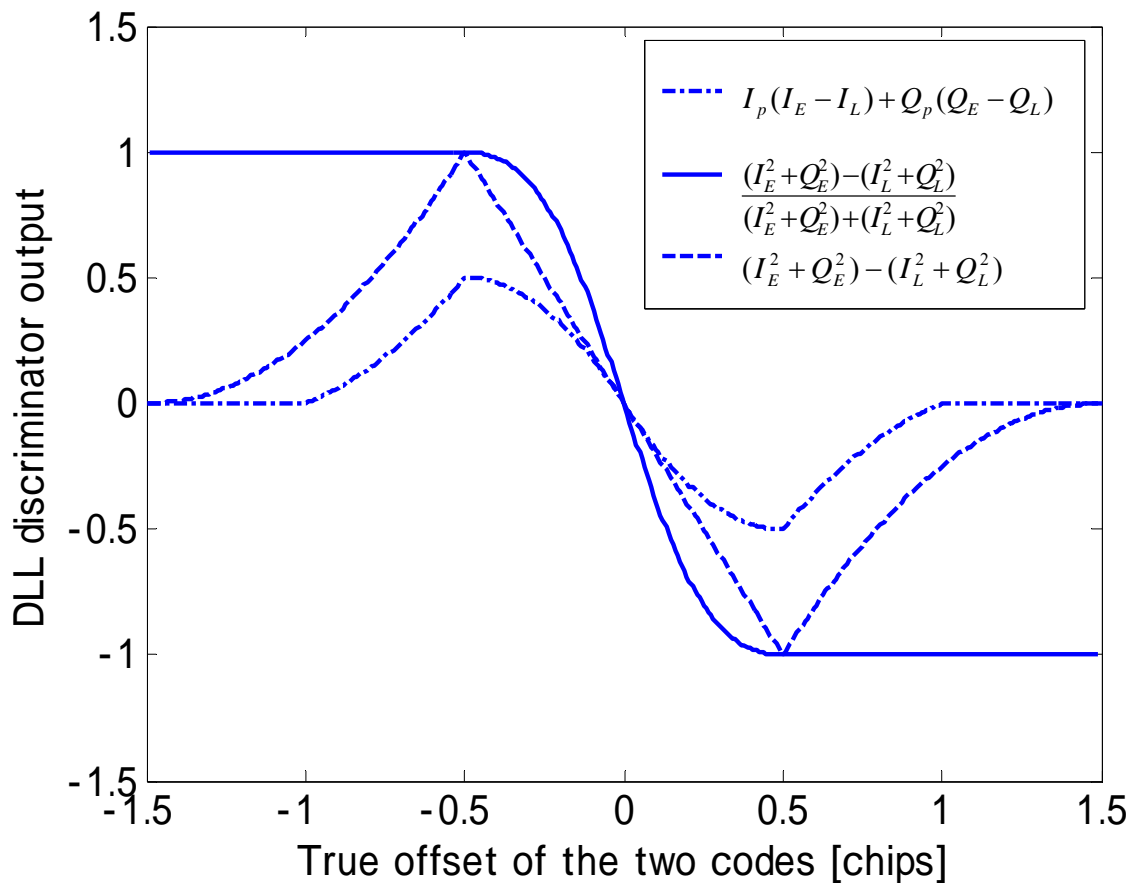


図3-13 DLLディスクリミネータの出力

### 3.6 復調とパリティチェック

信号追尾で Prompt 相関器の出力  $I_p$  は航法メッセージ ( ±1 の値 ) へと変換される。航法メッセージは、50bps であり 1 フレームが 1,500 ビットある。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 3-14 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 ( 10001011 ) 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 3-15 は TML と HOW の図である。航法メッセージの復号化はサブフレームの先頭を見つけ出すことから始まる。

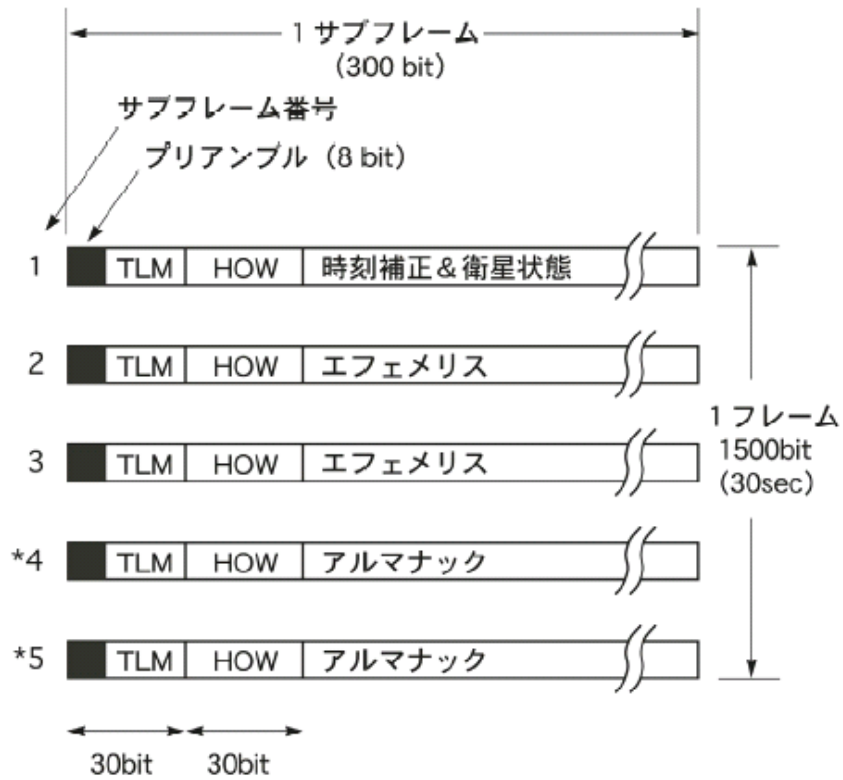


図 3-14 サブフレーム 1~5

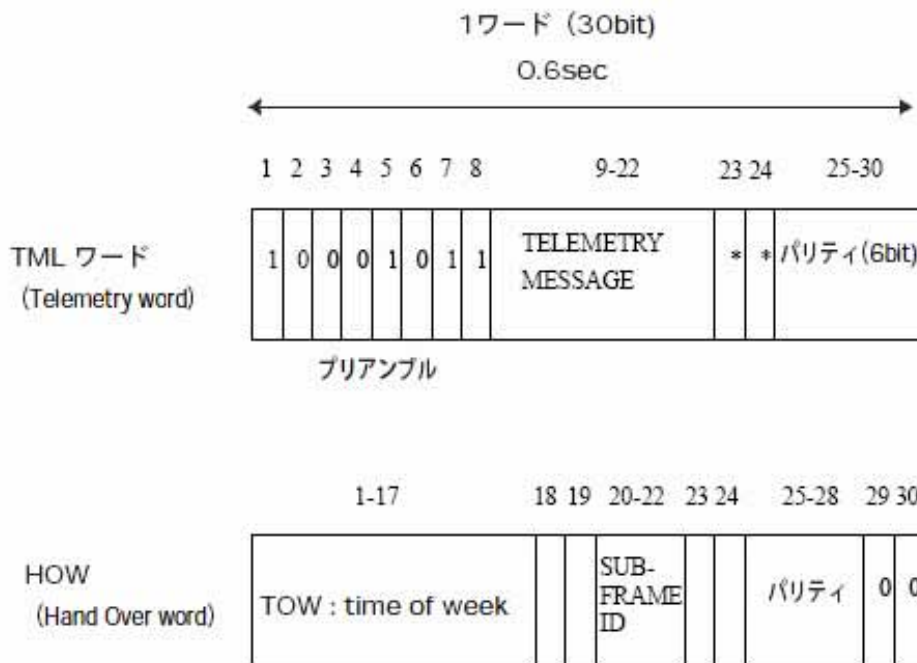


図 3-15 TML と HOW の構成

航法メッセージは 30 ビット間隔で 6 ビット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。パリティチェックの計算式を表 3-3 に示す。ここでは排他的論理和を意味する。d1 - 24 は 1 ワードのうちのデータビット、d25 - 30 はパリティビットのことを指している。そして、D<sub>30</sub>\*と D<sub>29</sub>\*は 1 つ前のワードに含まれた最後のパリティビットの 2 ビットである。復調に誤りがなければ、D1 - 30 と d1 - 30 は一致し、不一致があればデータビットに誤りが含まれていると判定される。

表 3-4 パリティチェックの計算式

---

D1 = d1	D <sub>30</sub> *													
D2 = d2	D <sub>30</sub> *													
D3 = d3	D <sub>30</sub> *													
•	•													
•	•													
•	•													
D24 = d24	D <sub>30</sub> *													
D25 = D <sub>29</sub> *	d1	d2	d3	d5	d6	d10	d11	d12	d13	d14	d17	d18	d20	d23
D26 = D <sub>30</sub> *	d2	d3	d4	d6	d7	d11	d12	d13	d14	d15	d18	d19	d21	d24
D27 = D <sub>29</sub> *	d1	d3	d4	d5	d7	d8	d12	d13	d14	d15	d16	d19	d20	d22
D28 = D <sub>30</sub> *	d2	d4	d5	d6	d8	d9	d13	d14	d15	d16	d17	d20	d21	d23
D29 = D <sub>30</sub> *	d1	d3	d5	d6	d7	d9	d10	d14	d15	d16	d17	d18	d21	d22
D30 = D <sub>29</sub> *	d3	d5	d6	d8	d9	d10	d11	d13	d15	d19	d22	d23	d24	

---

### 3.7 衛星位置計算

前節のパリティチェックを通過した航法メッセージのサブフレーム 2,3 から衛星の軌道暦パラメータは得られる。パラメータの一覧を表 3 - 4 に示す。

表3-5 GPS 航法メッセージの軌道暦パラメータ

パラメータ	内容
$t_{0e}$	軌道暦の基準時刻
A	軌道長半径の平方根
e	離心率
$i_0$	基準時刻における軌道傾斜角
$\Omega_0$	週の初めにおける昇交点経度
$\omega$	近地点引数
$M_0$	基準時刻における平均近点角
n	平均運動に対する補正
i-dot	軌道傾斜角の時間変化率
$\Omega$ -dot	昇交点赤経の時間変化率
Cuc,Cus	緯度引数に対する調和補正項の大きさ
Crc,Crs	軌道半径に対する調和補正項の大きさ
Cic,Cis	軌道傾斜角に対する調和補正項の大きさ

このうち、昇交点赤径、軌道傾斜角、近地点引数、軌道長半径、離心率、真近点角の6つのパラメータを軌道の6要素といい、衛星の軌道を計算する際に用いられる

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。GPS衛星の位置を計算する際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

$$M = E - e \sin E \quad 3-30$$

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、

$$\sin \theta = \frac{\sqrt{1-e^2} \sin E}{1-e \cos E}, \quad 3-31$$

$$\cos \theta = \frac{\cos E - e}{1-e \cos E} \quad 3-32$$

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、

$$M(t) = M_0 + n(t - t_0) \quad 3-33$$

と表せる。ここで、平均運動 (mean motion)  $n_0$  は、

$$n_0 = \sqrt{\left(\frac{\mu_e}{A^3}\right)} \quad 3-34$$

であるので  $n$  は、

$$n = n_0 + \Delta n \quad 3-35$$

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、

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{A^3}{\mu_e}} \quad 3-36$$

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。

$$t_k = t - t_{oe} \quad 3-37$$

$$M_k = M_0 + nt_k \quad 3-38$$

式 3-30 のケプラー方程式を使用して、離心近点角  $E_k$  を求める。

$$E_k = M_k + e \sin E_k \quad 3-39$$

この式 3-39 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。

$$\begin{aligned} E_1 &= E_0 + e \sin E_0 \\ E_2 &= E_0 + e \sin E_1 \\ &\vdots \\ E_{i+1} &= E_0 + e \sin E_i \end{aligned} \quad 3-40$$

$$|E_{i+1} - E_i| = \min \quad 3-41$$

$E_k$  が求まると、式 3-31, 32 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、E C E F 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。

$$\phi_k = \theta_k + \omega \quad 3-42$$

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。

$$\begin{bmatrix} u_k \\ r_k \\ i_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_k \\ A(1 - e \cos E_k) \\ i_0 + i' t_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{uc} & C_{us} \\ C_{rc} & C_{rs} \\ C_{ic} & C_{is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 2\phi_k \\ \sin 2\phi_k \end{bmatrix} \quad 3-43$$

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。

$$\Omega_k = \Omega_0 + (\Omega' - \Omega'_e) t_k - \Omega'_e t_{oe} \quad 3-44$$

$$\begin{bmatrix} x_k \\ y_k \\ z_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Omega_k & -\sin \Omega_k \cos i_k \\ \sin \Omega_k & \cos \Omega_k \cos i_k \\ 0 & \sin i_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_k \cos u_k \\ r_k \sin u_k \end{bmatrix} \quad 3-45$$

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。

### 3.8 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、

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} \quad 3-46$$

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

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} + s \\ r_2 &= \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} + s \\ &\vdots \\ r_N &= \sqrt{(x_N - x)^2 + (y_N - y)^2 + (z_N - z)^2} + s \end{aligned} \quad 3-47$$

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 3-46 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 3-47 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、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）。

式 3-47 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。

$$\begin{aligned} r_1^0 &= \sqrt{(x_1 - x^0)^2 + (y_1 - y^0)^2 + (z_1 - z^0)^2} + s^0 \\ r_2^0 &= \sqrt{(x_2 - x^0)^2 + (y_2 - y^0)^2 + (z_2 - z^0)^2} + s^0 \\ &\vdots \\ r_N^0 &= \sqrt{(x_N - x^0)^2 + (y_N - y^0)^2 + (z_N - z^0)^2} + s^0 \end{aligned} \quad 3-48$$

(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

$$\frac{\partial r_i}{\partial x} = -(x_i - x^0)/r_i^0, \quad \frac{\partial r_i}{\partial y} = -(y_i - y^0)/r_i^0, \quad 3-49$$

$$\frac{\partial r_i}{\partial z} = -(z_i - z^0)/r_i^0, \quad \frac{\partial r_i}{\partial s} = 1 \quad 3-50$$

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、

$$\begin{aligned} \Delta r_1 &= \frac{\partial r_1}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial r_1}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial r_1}{\partial z} \Delta z + \frac{\partial r_1}{\partial s} \Delta s \\ \Delta r_2 &= \frac{\partial r_2}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial r_2}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial r_2}{\partial z} \Delta z + \frac{\partial r_2}{\partial s} \Delta s \\ &\vdots \\ \Delta r_N &= \frac{\partial r_N}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial r_N}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial r_N}{\partial z} \Delta z + \frac{\partial r_N}{\partial s} \Delta s \end{aligned} \quad 3-51$$

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。

$$x^1 = x^0 + \Delta x, \quad y^1 = y^0 + \Delta y, \quad 3-52$$

$$z^1 = z^0 + \Delta z, \quad s^1 = s^0 + \Delta s, \quad 3-53$$

(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、

$$G\Delta X = \Delta R \quad 3-54$$

と簡単に書くことが出来る。行列  $G$  は、



$$G = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_1}{\partial x} & \frac{\partial r_1}{\partial y} & \frac{\partial r_1}{\partial z} & \frac{\partial r_1}{\partial s} \\ \frac{\partial r_2}{\partial x} & \frac{\partial r_2}{\partial y} & \frac{\partial r_2}{\partial z} & \frac{\partial r_2}{\partial s} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial r_N}{\partial x} & \frac{\partial r_N}{\partial y} & \frac{\partial r_N}{\partial z} & \frac{\partial r_N}{\partial s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(x_1-x)}{r_1} & \frac{-(y_1-y)}{r_1} & \frac{-(z_1-z)}{r_1} & 1 \\ \frac{-(x_2-x)}{r_2} & \frac{-(y_2-y)}{r_2} & \frac{-(z_2-z)}{r_2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{-(x_N-x)}{r_N} & \frac{-(y_N-y)}{r_N} & \frac{-(z_N-z)}{r_N} & 1 \end{bmatrix} \quad 3-55$$

で、GPS 衛星と受信機の相対的な位置関係により決まる。式 3-54 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。

$$\Delta X = G^{-1} \Delta R \quad 3-56$$

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 3-56 の左辺には誤差  $\varepsilon_i$  が含まれており、

$$G \Delta X + \varepsilon = \Delta R \quad 3-57$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \vdots \\ \varepsilon_N \end{bmatrix} \quad 3-58$$

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 3-57 を

$$\varepsilon = \Delta R - G \Delta X \quad 3-59$$

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

$$\begin{aligned} f &= \sum_{i=1}^N (\varepsilon_i)^2 \\ &= \varepsilon^T \varepsilon \\ &= (\Delta R - G \Delta X)^T (\Delta R - G \Delta X) \\ &= \Delta R^T \Delta R - 2 \Delta R^T G \Delta X + \Delta X^T (G^T G) \Delta X \end{aligned} \quad 3-60$$

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、

$$\begin{aligned}\frac{\partial f}{\partial \Delta X} &= -2\Delta R^T G + 2\Delta X^T (G^T G) = 0 \\ \Delta X^T (G^T G) &= \Delta R^T G\end{aligned}\tag{3-61}$$

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、

$$(G^T G)\Delta X = G^T \Delta R\tag{3-62}$$

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

$$\Delta X = (G^T G)^{-1} G^T \Delta R\tag{3-63}$$

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

### 3.9 まとめ

本章では、研究で開発したソフトウェア GPS 受信機のアルゴリズムについて解説した。第 4 章、第 6 章の課題で、受信機（主に信号追尾のモジュール）は信号品質評価、誤差解析における重要なツールとして利用される。

### 参考文献

- [1] S-I Kondo :Evaluation of the pseudorange performance by using software GPS Receiver, Journal of Global Positioning Systems (2005) vol. 4, No. 1-2, p.215-222
- [2] Tsui J.B.Y :Fundamentals of Global Positioning System Receivers, A Software Approach, J. Wiley & Sons, (New York, 2000), pp. 2-3, 133-164.
- [3] Kaplan, E. D :Understanding GPS: Principles and Applications, 1996, Artech House Publishers, pp.153-241
- [4] Pratap Misra and Per Enge : GLOBAL POSITIONING SYSTEM Signals , Measurements , and Performance, Ganga-Jamuna Press, 2001, pp.431-492

## 第 4 章

### L2C 信号を利用した 2 周波電離層遅延推定の評価

2005 年 9 月 25 日に米国空軍は、L2C 信号 (PRN17) の送信機能を搭載した最初のブロック IIR-M 衛星の打ち上げに成功し、信号は同年 12 月から利用可能となった。これに続き 2006、2007 年 9 月、12 月にもブロック IIR-M 衛星 (PRN31, PRN12, PRN15, PRN29) が打ち上げられ、2007 年 12 月現在は合計 5 機のブロック IIR-M 衛星が運用されている。つまり現状で、ユーザーは少なくとも 1 機のブロック IIR-M 衛星にほぼ 24 時間アクセスが可能となっている。ボーイング・ランチ・システムズ社のスケジュールによれば、2011 年頃には、16 機の L2C 信号 (ブロック IIF 衛星を含め) が利用可能となる。

現在、L2 は軍用に暗号化された P(Y)コードを送信する周波数帯として位置づけされている。民間の受信機には“セミコードレス”と呼ばれる P(Y)コードの信号追尾技術が実装されており、L2 の搬送波は高精度の 2 周波アプリケーションとして L1C/A 信号と同時に利用されている。しかしながら、L2 信号対応のチップセット市場は未だ存在していない。それは、複雑でメーカーによって僅かに異なるセミコードレス技術が特許に保護されているからである。このような背景から、L2C 追加の最も重要な目的は、特許に縛られた信号追尾技術の排除と 2 周波、多周波アプリケーションに利益をもたらすことであると考えられる。

L2C 信号に関する研究は近年多く、信号処捕捉や信号追尾などの受信機技術に関する提案や、信号品質の評価等がある。シミュレータを利用した L2C・L1C/A 信号による 2 周波電離層遅延推定評価などの研究例もあるが、本章で、第 3 章のソフトウェア受信機に追加実装した L2C 信号処理アルゴリズムの解説と、L2C の実信号による 2 周波電離層遅延推定評価実験の結果を示す。

#### 4.1 GPS L2C 信号

GPS の L2 帯の民生用信号である L2C 信号は GPS 近代化計画の一環として追加された。前節でも述べたように、L2C の追加によってもたらされる恩恵は、高価な 2 周波受信機で P(Y)コード信号の観測量を使わずに 2 周波数アプリケーションが利用できることである。また L2C コードは、L2P/Y コードよりも送信電力が -166dBW から -160dBW へ強化されている受信感度の向上が期待できる。本章では、L2C 信号の構造を拡散コードとメッセージデータの 2 つに分けて解説する。

##### 4.1.1 拡散コード

L2C 信号の構造上の特徴は、CM(civil moderate)コードと CL(civil long)コードという 2 つの

拡散コードが TDM(Time Division Multiplex:時分割多重)方式で搬送波を変調していることである[5]。イメージを図 4-1 に示す。CM コードはチップレートが 511.5Kcps でコード長が 10230 チップ ( 20ms )、50Hz のメッセージが重畳されている。CL コードも 511.5Kcps のチップレートでコード長は CM コードの 75 倍の 767250 チップ(1.5s)である。511.5Kcps の両コードだが、交互に時間分割で並ぶことでチップレートは 1.023Mcps となる。両コードはコード長が長いいため衛星間での相互相関が低く信号補足におけるパワーロスが L1C/A に比べ少ない。また CL コードはメッセージで変調されていないパイロット信号である。つまり、この信号はメッセージビットの遷移を考慮することなくコヒーレント積分時間を延ばし追尾することを可能としている。

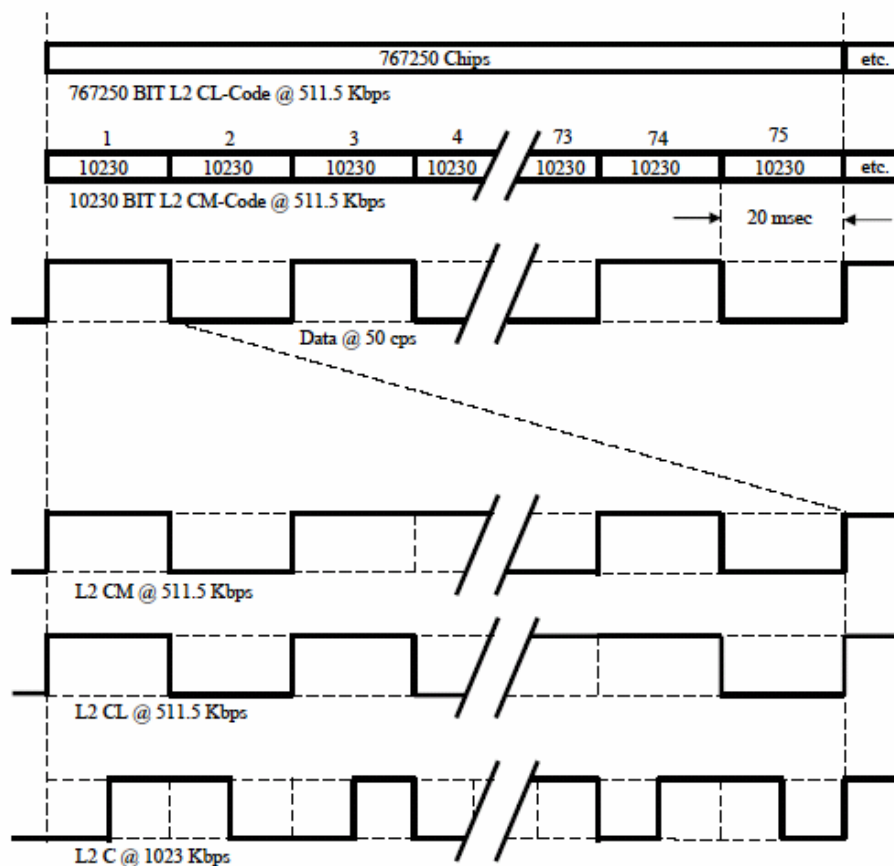


図 4-1 L2C 拡散コードの構造

## 4.2 L2C のメッセージ

L2C のメッセージデータは CM コードのみ重畳されている[5]。CL にメッセージが重畳されていない理由は、高精度測位に必要となる搬送波位相情報を得るために搬送波追尾を L1C/A よりロバストにするためと言われている。CM コードに重畳されるメッセージは 2 種類ある。1 つは L1C/A に重畳されている従来の航法メッセージであり、レガシーメッセージとも呼ば

れている。もう1つは CNAV[5]と呼ばれるもので、L5 信号に重畳されるメッセージと類似のものである。CNAV は1フレーム300ビットで構成されており、25bps で送信される。データビットの変調には、MSAS でも使用している畳み込み符号を採用しており、1ビットのデータを2シンボルに分割して送信することにより冗長性を高めている。(シンボルレートは50sps とL1 メッセージのビットレートと同じである)。しかし、2007年12月現在は、L2CM はメッセージが重畳されていない状態である。図4-2にCNAVの構造を示す。

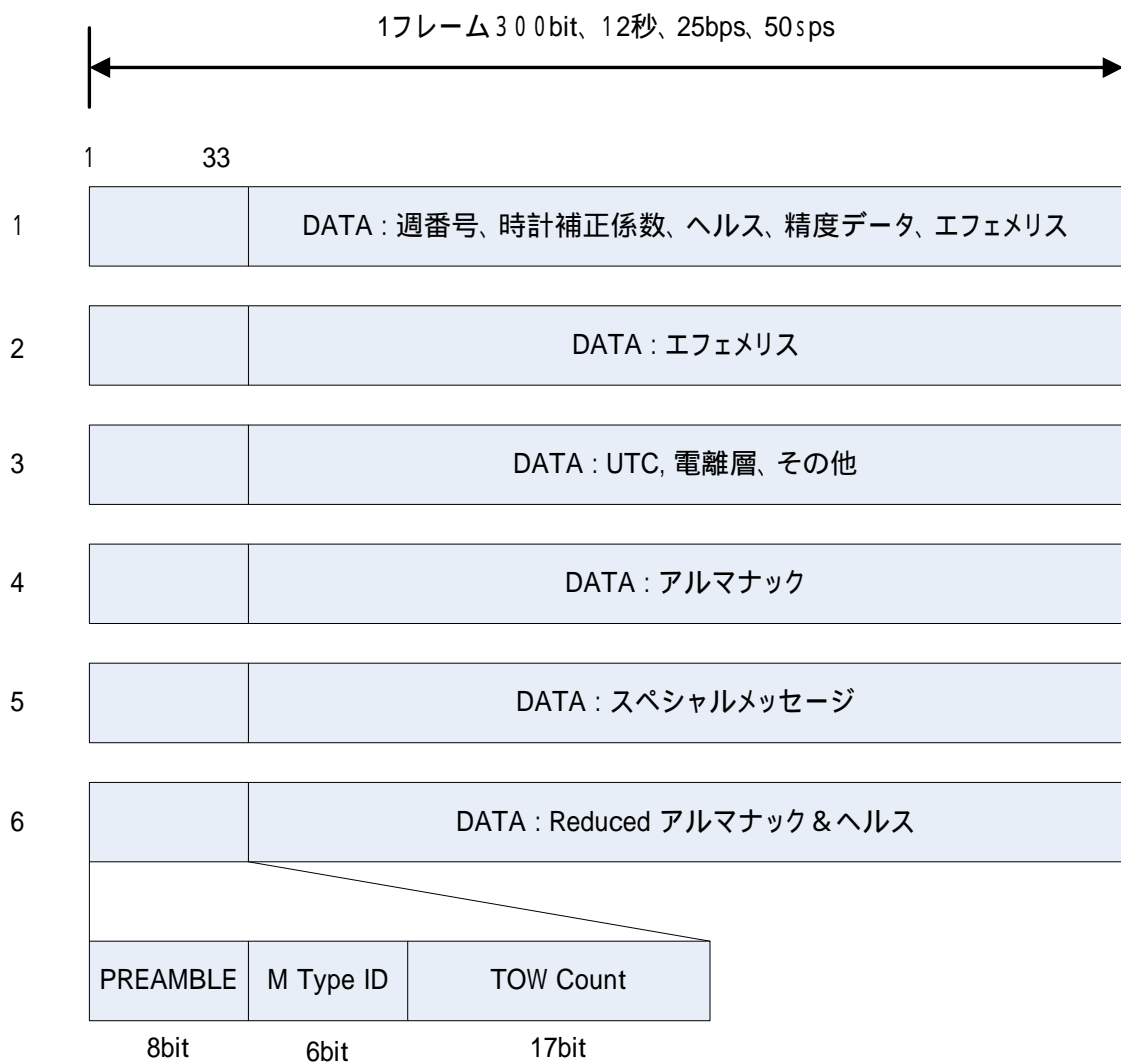


図 4-2 CNAV メッセージの構造

## 4.3 L2C 信号補足

### 4.3.1 FFT ベースの信号補足

本節では、L2C 信号の信号補足においてシンプルな手法を紹介する。まずは CM コードの FFT ベースの補足手法[7]について解説する。3.2 節で解説したように FFT の巡回畳み込み演算によって拡散コードの自己相関が得られる。CM コードの考慮すべき点はコード長がメッセージビットと同じ 20ms ということである。20ms の入力信号の中には必ず CM コードの先頭が含まれているが、それと同時にメッセージビットの遷移を跨いでいる可能性もある。ビットの遷移によって入力信号とローカルコードの相関が相殺されることを避けるため、一般的な FFT ベースの信号補足ではコヒーレント積分時間は 20ms 以下に制限されている。本手法では、ゼロパディング方式[4]を用いてこのパワーロス回避している。図 4-2 にそのイメージを示す。FFT は 2 の累乗数サイズの配列の計算に効果的なアルゴリズムであるため、入力信号のデータサイズ  $L_0$  は  $2L$  (40ms) より大きく最も近い 2 の累乗数に決定される。そしてサイズ  $L$  (20ms) のローカル CM コードはゼロパディングによってサイズ  $L_0$  に調整され、FFT で巡回畳み込み演算が実行される。図 4-3 で入力信号の中央に描かれている CM コードと CM コードレプリカの位相が一致したとき、前後の CM コードとの相殺はゼロパディングのスペースによって解消され、入力側とローカル側の CM コードの完全な相関が得られる。

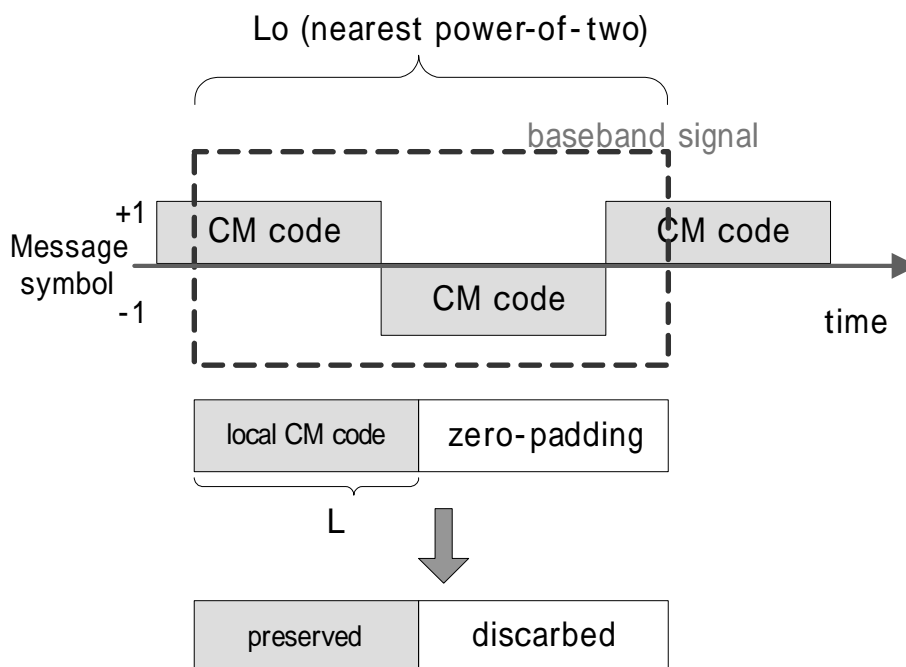


図 4-3 CM コード信号補足用 ゼロパディング方式のイメージ

図 4-4 , 4-5 に本手法での信号補足結果を示す。データは 2006 年 9 月に取得されたもので、CM コードはメッセージデータで変調されていなかった。そのため、本手法による顕著な利益は確認できていない。CL コードはコード長が長すぎるため、FFT ベースの信号補足を実行するにはメモリや処理時間の消耗などの問題がある。

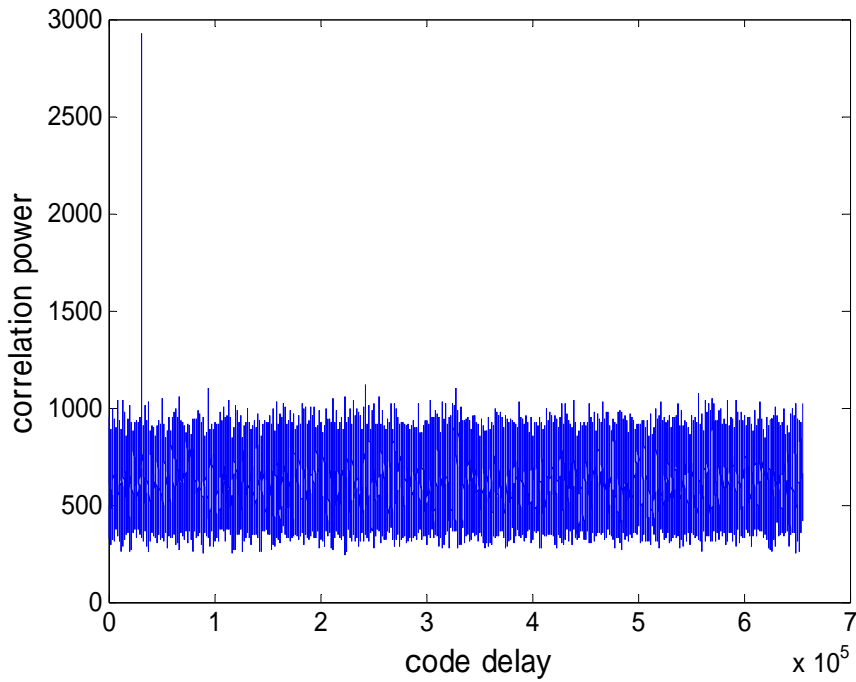


図 4-4 信号補足結果,  $C/N_0$  29dBHz, SNR 13dB

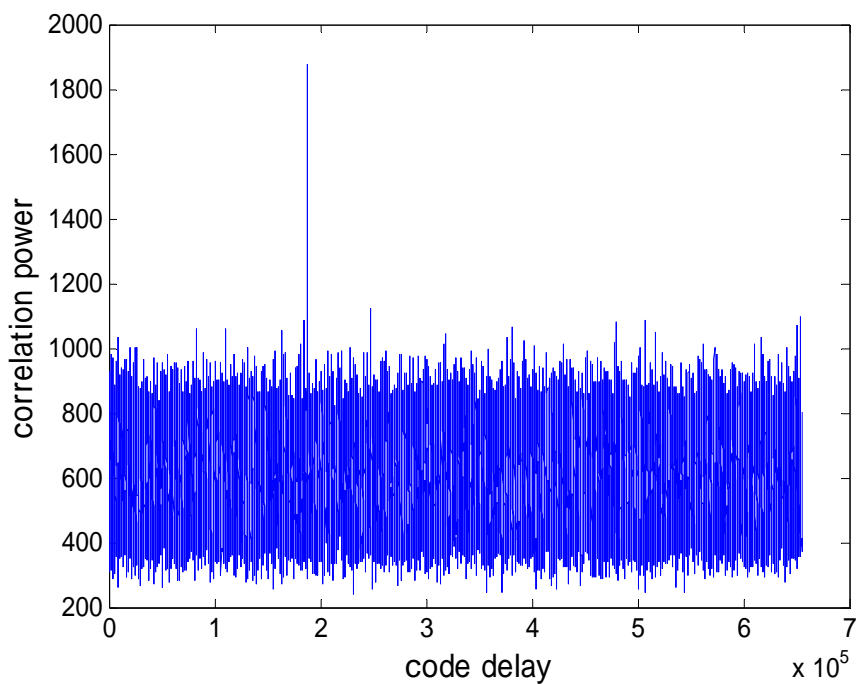


図 4-5 信号補足結果,  $C/N_0$  26dBHz, SNR 9dB

### 4.3.2 L1C/A 支援型信号補足

FFT ベースの信号補足はメモリや処理時間を消耗するので、L1C/A の信号追尾ループからドップラ周波数とコード位相の情報」を受ける L1 支援型の信号補足を紹介します。図 4-6 に L1C/A と L2C の信号補足モジュールがカップリングされた構成を示す。まず、L1C/A のモジュールがアルマナックデータで予め推定されたドップラ周波数を使って信号補足を開始、又はコールドスタートで補足を開始する。L1C/A の信号補足が成功した後、L1C/A 信号は信号追尾モジュールで追尾される。そして、追尾に航法メッセージのデータビットの先端が見つかる。この後、L1 信号追尾モジュールからのドップラ周波数とコード位相を利用した CM コードの信号補足が開始する。L1 のドップラ周波数は L2 のドップラ周波数へと変換され、CM コードの位相は L1 の航法メッセージの先端から $\pm 1$ チップの範囲でサーチされる。L1 の航法メッセージのサブフレームが検知されてから、CL コードの信号補足は実行できる。なぜなら CL コードは Z-カウントと同期しているからである。Z-カウントは前の週からの 1.5 秒間隔のカウントであり、6 秒周期のサブフレームに含まれているタイムスタンプである。

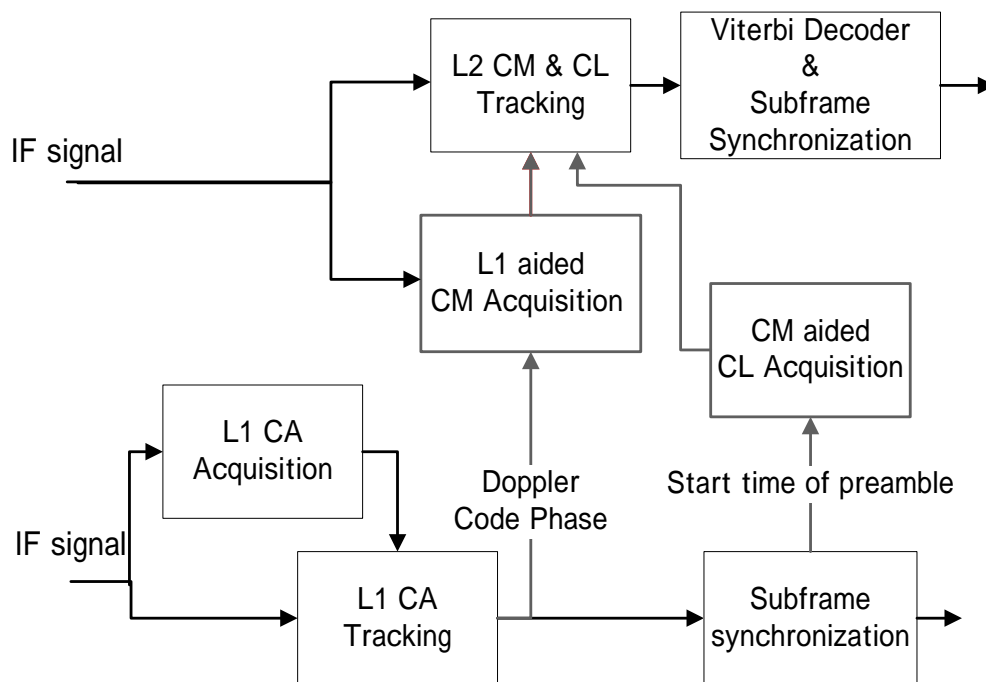


図 4-6 L1 支援型信号補足の構成



## 4.4 信号追尾

CMコード位相を推定した後、信号追尾が開始される。図4-7はL2C信号用の信号追尾ループの構成を示している。そのほとんどはL1C/A信号の信号追尾ループ[3]と同じであり、DLLとPLLで構成されている。4.2.2項でも述べたようにサブフレームのプリアンプが見つかるまでDLLではCMコードのみを追尾する。CLコードの位相がわかれば、CLコードのレプリカも生成され、CMコードと結合される。

本研究の受信機は後処理専用であるため、予め各コード位相を把握した上でデータ先頭から信号追尾を実行している。

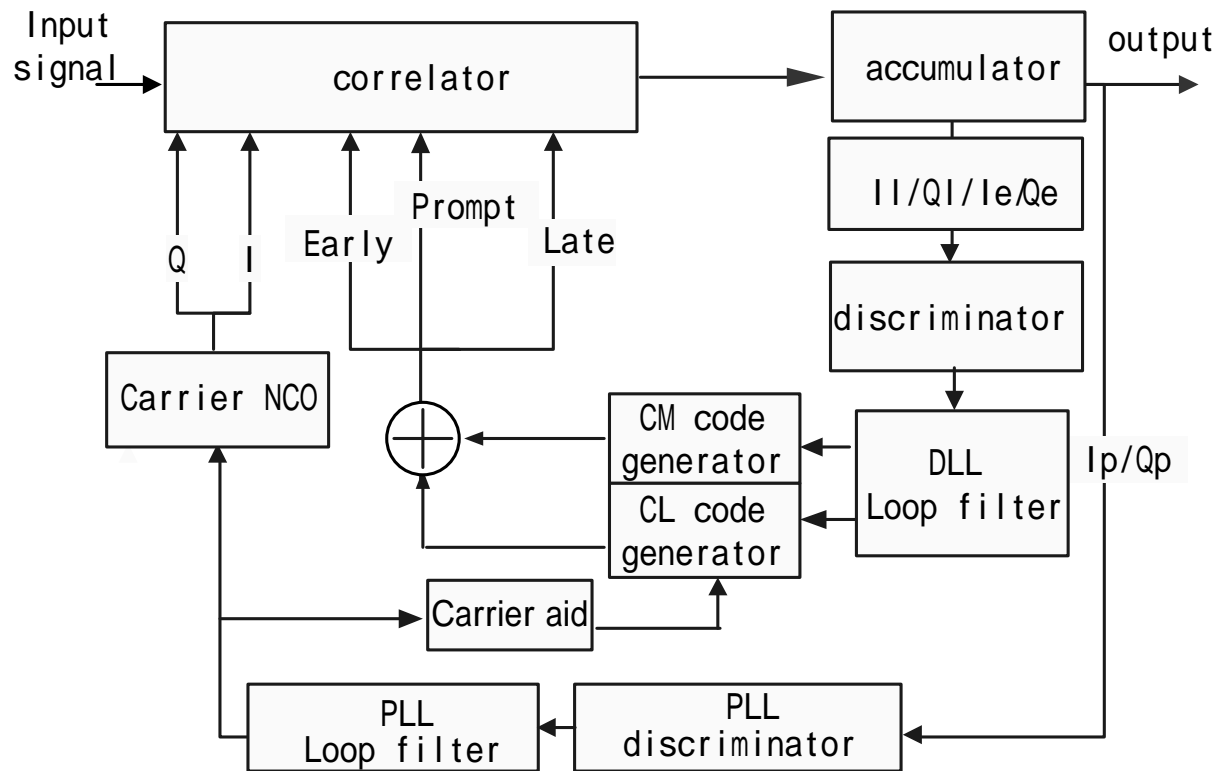


図4-7 L2C信号 信号追尾ループ

## 4.5 2周波電離層推定手法

L2Cを用いた電離層遅延量推定の評価へと移る前に、一般的な2周波電離層遅延量推定の手法について解説する。

L1周波数の電離層遅延量は2周波の擬似距離または搬送波位相の観測量から次のように推定できる。[12]:

$$\begin{aligned} I_\rho &\equiv I_{L1} + \varepsilon_{I\rho} \\ &= \frac{1}{\gamma-1}(\rho_{L2} - \rho_{L1}) + \varepsilon_{I\rho} \end{aligned} \quad 4-1$$

$$\begin{aligned} I_\phi &\equiv I_{L1} + \varepsilon_{I\phi} \\ &= -\frac{1}{\gamma-1}[\lambda_{L2} \cdot (\phi_{L2} - N_{L2}) - \lambda_{L1} \cdot (\phi_{L1} - N_{L1})] + \varepsilon_{I\phi} \end{aligned} \quad 4-2$$

$I_{L1}$	: L1の電離層遅延量
$\gamma$	: $f_{L1}^2 / f_{L2}^2$ ( $\approx 1.65$ )
$f_{L1}, f_{L2}$	: L1, L2 搬送波周波数
$\rho_{L1}, \rho_{L2}$	: L1, L2 擬似距離
$\phi_{L1}, \phi_{L2}$	: L1, L2 搬送波位相
$\lambda_{L1}, \lambda_{L2}$	: L1, L2 搬送波長
$N_{L1}, N_{L2}$	: L1, L2 アンビギュイティ
$\varepsilon_{I\rho}$	: 擬似距離 観測誤差
$\varepsilon_{I\phi}$	: 搬送波位相 観測誤差

$I_\rho$ と $I_\phi$ はそれぞれコード擬似距離と搬送波位相の線形結合から得られた電離層遅延量である。電離層遅延量はいくつかの推定方法があり、擬似距離と搬送波の線形結合両方を用いて推定する手法があり、本節ではその手法を解説する。

擬似距離線形結合は電離層遅延量の絶対値に近いが、雑音を多く含んでいる。搬送波線形結合は雑音が少ないものの、アンビギュイティ ( $N_{L1} N_{L2}$ ) が未知数である限り相対的な観測量となってしまう。そのため、この手法では擬似距離線形結合を搬送波線形結合で平均化する。本研究で使用したスムージングフィルタを式4-3に示す。フィルタはハッチフィルタで

あり、以下のように表現される:

$$\bar{I}_\rho(t_i) = \frac{1}{M} I_\rho(t_i) + \frac{(M-1)}{M} [I_\rho(t_i-1) + (I_\phi(t_i) - I_\phi(t_{i-1}))] \quad 4-3$$

ここで $t_i$ は時間を、 $M$  は平均かのデータ長を示している。

厳密には、式4-1の擬似距離線形結合は、電離層遅延量だけではなく衛星と受信機の回路遅延やケーブル遅延によるL1とL2間のDCB(擬似距離バイアス)を含んでいる。電離層遅延量を精確に推定するには、未知数である衛星と受信機のDCBを推定しなくてはならず、L1C/A,L2C間のDCBはDCBc1-c2と呼ばれる。結合された衛星と受信機のDCBはネットワークを利用して推定することも可能だが、DCBc1-c2の推定はL2C対応の受信機を設置した基準局がないために、本研究では行っていない。

## 4.6 L2C 信号の評価

### 4.6.1 実験の概要

L2Cの実信号を評価するため、実験を実施した。L2CとL2P(Y)との比較を行うため、上記のアルゴリズムを実装したソフトウェア受信機とNovAtel社製Oem4で2007年2月21日15時頃に同一のアンテナ“Ashtech 701073 Radome”でデータを取得した。この時刻は衛星(PRN17)が仰角27度から1度に落ちていく時間帯である。

### 4.6.2 結果

まず、図4-8にソフトウェア受信機から出力されたL1C/A、L2Cの $C/N_0$ を、図4-9にOem4が出力したL1C/A、L2P(Y)の $C/N_0$ を示す。両受信機には受信機感度や受信帯域、量子化ビット数などの仕様の違いがあるため、 $C/N_0$ を直接比較することはできない。しかし、L1C/Aの $C/N_0$ を基準として相対的に比較すると、L2Cの $C/N_0$ はL2P(Y)の $C/N_0$ より高いことが確認できる。衛星が低仰角に入るとL2Cの $C/N_0$ のはL1C/Aの $C/N_0$ と等しいもしくは上回る傾向がある。

図4-10,4-11は式4-1,4-2で解説したL1C/A-L2C、L1C/A-L2P(Y)の擬似距離線形結合、搬送波位相線形結合を比較したグラフである。図4-10の擬似距離線形結合は前節でも述べたように衛星と受信機のDCBを含んでいる。L1C/A-L2P(Y)間のDCBc1-p2とDCBc1-c2は同一の衛星でも値は異なり、受信機の回路遅延にも個体差がある。そのため両受信機のデータの絶対値は一致していないが、両データの傾向は一致していることが確認できる。Oem4の擬似距離結合に比べソフトウェア受信機の擬似距離結合はやや雑音が多いように見えるがこれも仕様の違いによるものと思われる。しかしながら、仰角が下がり $C/N_0$ がおちてからもL1C/A-L2C

の雑音はL1C/A-L2P(Y)のように増幅していない。図4-11の搬送波位相線形結合も両データのアンビギュイティが未知数であるため絶対値は一致していないが、傾向が一致していることは確認できる。図4-12は前節で紹介したハッチフィルタでスムージングをかけた擬似距離線形結合である。これも図4-10,4-11同様、両データの傾向が一致していることが確認できる。DCBの補正が可能であれば電離層遅延誤差のみを抽出し、両データの絶対値の一致が見られるであろう。

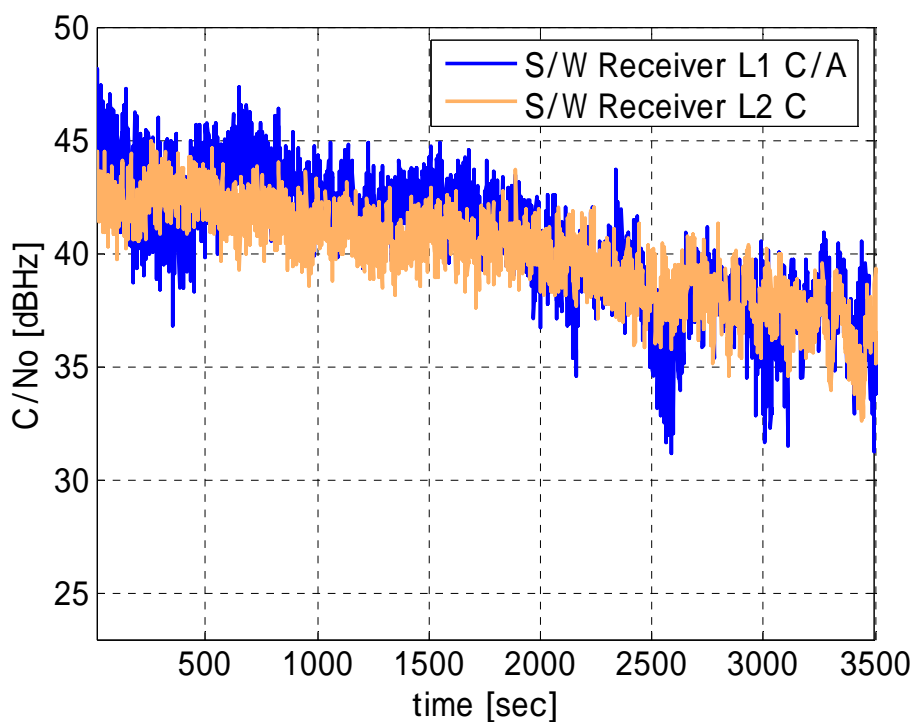


図 4-8 L1C/A、L2C の C/N<sub>0</sub> (ソフトウェア受信機)

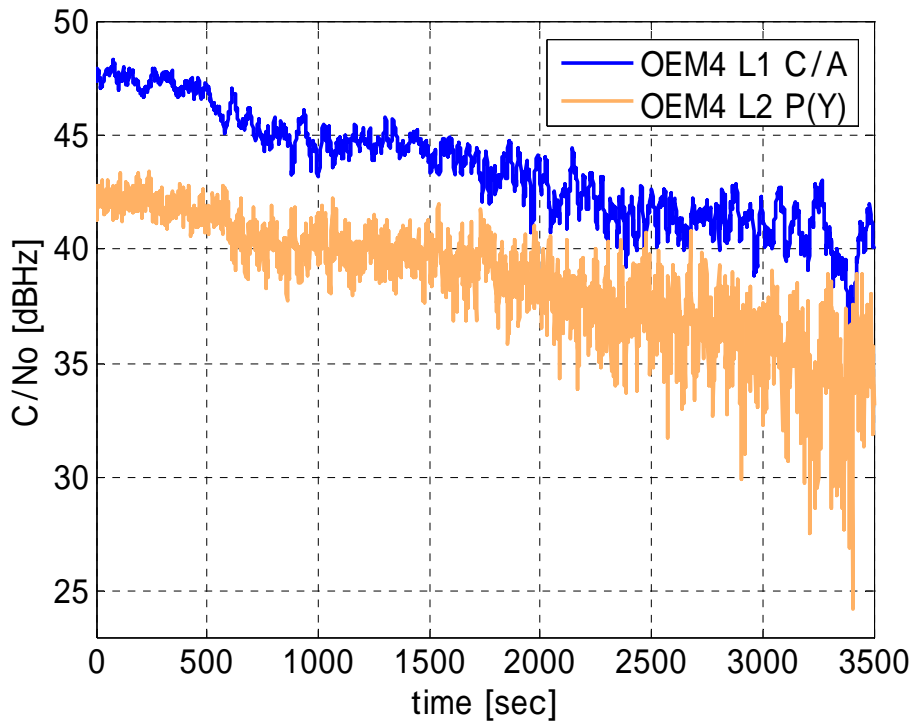


図 4-9 L1C/A、L2P(Y)の C/N<sub>0</sub> (Oem4)

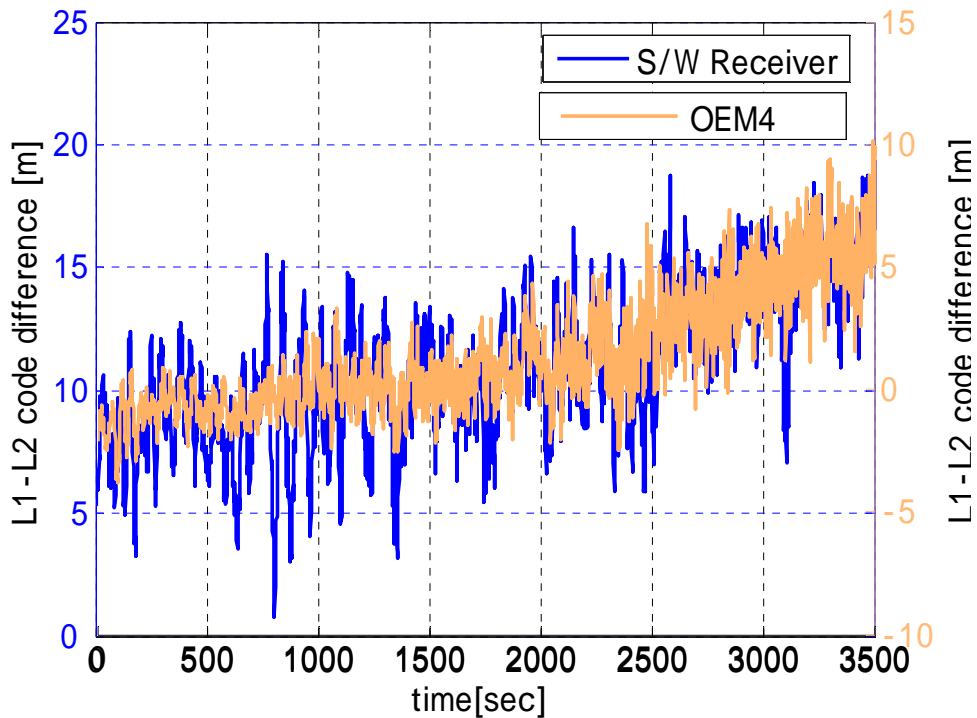


図 4-10 擬似距離線形結合の比較 (L1C/A-L2C L1C/A-L2P(Y))

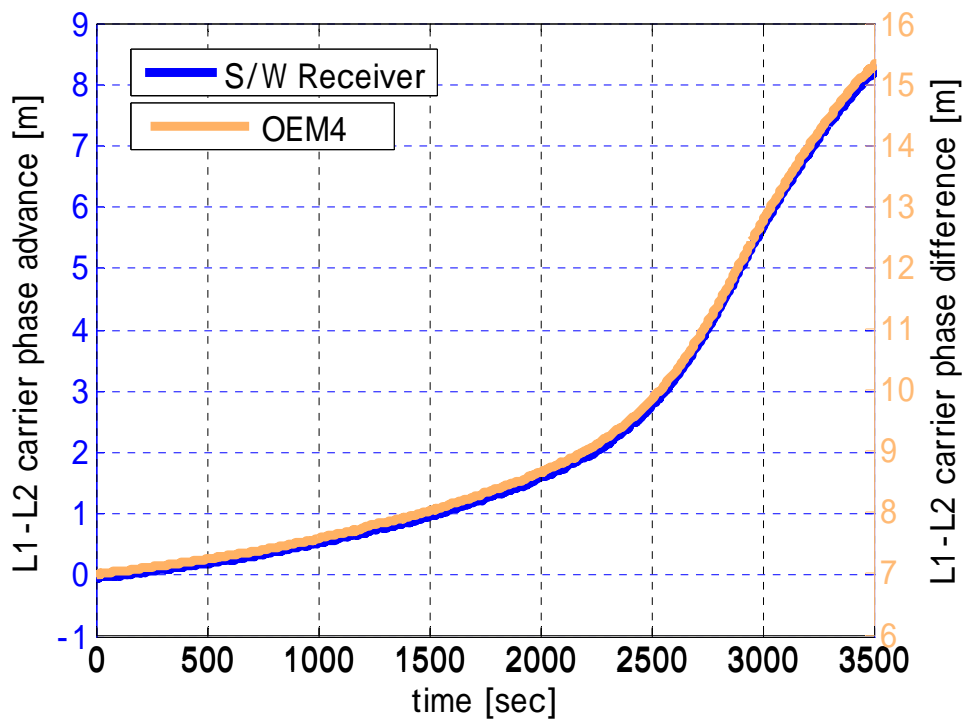


図 4-11 搬送波線形結合の比較 (L1C/A-L2C L1C/A-L2P(Y))

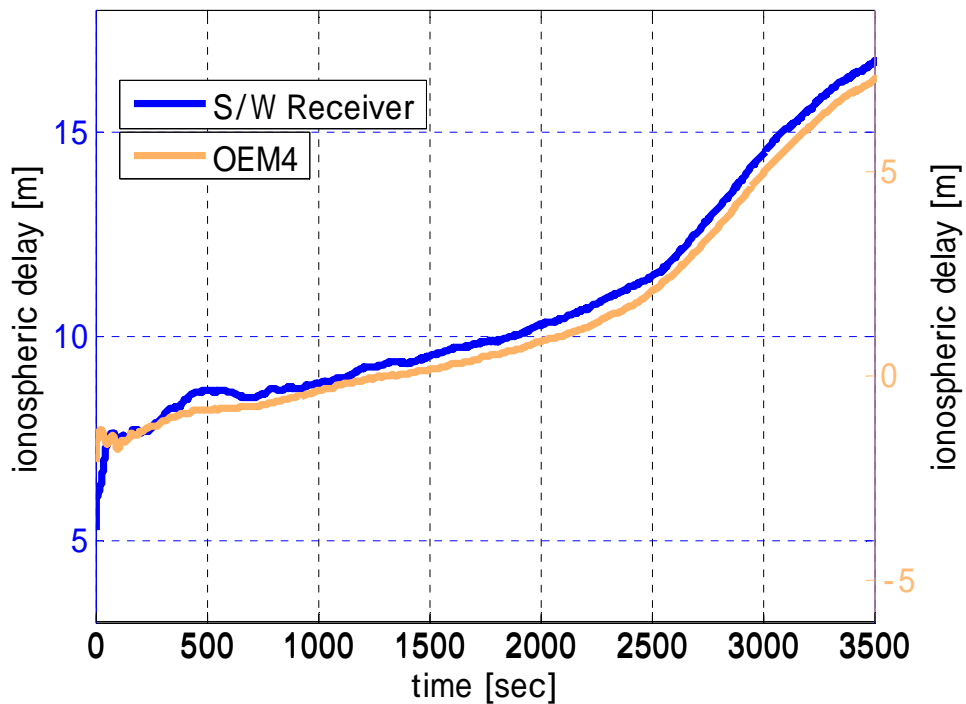


図 4-12 搬送波線形結合の比較 (L1C/A-L2C L1C/A-L2P(Y))

## 4.7 考察

本章では、L2Cの信号処理アルゴリズムを紹介し、L1C/A-L2Cの2周波電離層遅延量推定の評価を行った。その結果、以下のことが確認された。ひとつはL2Cの $C/N_0$ はL2P(Y)の $C/N_0$ よりも高いこと、もうひとつは、適切なDCBの補正があればL1C/A-L2Cの電離層遅延量推定が可能であることである。L2Cの拡散コードが暗号化されておらず信号追尾で完全なスペクトラム逆拡散が可能のため、L2P(Y)のようなセミコードレスの信号追尾に比べ、利得が高い。 $C/N_0$ が高いということは、いままで使用されていた2周波アプリケーションがL2Cの追加によってより広い範囲でより安定した利用できる可能性があることを意味する。

低仰角に入るとL2Cの $C/N_0$ はL1C/Aの $C/N_0$ と等しいもしくは上回る傾向があったが、これは使用したAshtech 701073 Radome antenna のL1,L2周波数に対するパターンの僅かな違いによるものだと考えられる。

今回の電離層遅延推定の実験では、残念ながら両信号の精度を明確に比較することは出来なかった。よって、今後の課題には、DCBの補正、同一の受信機によるL2C、L2P(Y)の比較が挙げられる。

## 参考文献

- [1] B.M. Ledvina :A Real-Time GPS Civilian L1/L2 Software Receiver, Proceedings of the ION GPS 2004, Long Beach CA, pp. 986-1005
- [2] B.M. Ledvina :Real-Time Software Receiver Tracking of GPS L2 Civilian Signals using a Hardware Simulator, Proceedings of the ION GPS 2005, Long beach CA, pp. 1598-1610
- [3] S-I Kondo :Evaluation of the pseudorange performance by using software GPS Receiver, Journal of Global Positioning Systems (2005) vol. 4, No. 1-2, p.215-222
- [4] N. I. Ziedan and J. L. Garrison :Unaided Acquisition of Weak GPS Signals Using Circular Correlation or Double-Block Zero Padding, Proceedings of IEEEPLANS 2004, Monterey CA, p.461-470
- [5] Fontana. R.D, Ceung.W and Stansell. T.A.: The modernized L2C civil signal, GPS world, September 01, 2001 L2C civil signal, GPS world, September 01, 2001
- [6] Deuk Jae Cho, Chansik Park and Sang Jeong Lee :An Assisted GPS Acquisition Method using L2 Civil Signal in Weak Signal Environment, urnal of Global Positioning Systems (2004), Vol. 3, No. 1-2: 25-31
- [7] Tsui J.B.Y :Fundamentals of Global Positioning System Receivers, A Software Approach, J. Wiley & Sons, (New York, 2000), pp. 2-3, 133-164.

- [8] Kaplan, E. D :Understanding GPS: Principles and Applications, 1996, Artech House Publishers
- [9] N. I. Ziedan. :Global Navigation Satellite System Receiver For Weak Signals under All Dynamic Conditions, December, 2004, Ph.D. Dissertation, Purdue University, West Lafayette, IN, USA
- [10] N I. Ziedan. :Acquisition and Fine Acquisition of Weak GPS L2C and L5 Signals under High Dynamic Conditions for Limited-Resource Applications, *Proceedings of the ION GPS 2005*, Long Beach, CA, pp 1577-1588
- [11] Andrew Simsky, Jean-Marie Sleewaegen and Pierre Nemry :Early performance results for new Galileo and GPS signals-in-space, ENC GNSS 2006, Manchester, 7-10 May 2006
- [12] Klobuchar. J.A., Global Positioning System: Theory and Applications, American Institute of American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 1996
- [13] Sardon, E., A. Rius, and N.Zarroa, Estimation of the transmitter and receiver differential biases and the ionospheric total electron content from Global Positioning System observations, *Radio Sci.*, 29, pp.577-586, 1994.



## 第5章

### 日本における電離層シンチレーションの特性

太陽活動の極大期に活発になるとされている電離層の活動は、GPS やその補強システム：SBAS, GBAS に影響を与えると考えられている。特に、電子密度の不規則性によって引き起こされる電離層シンチレーションと呼ばれる現象により GPS 信号の信号強度と位相が急激に変化する。この現象のSBAS への影響としては、受信機のサイクルスリップまたはロック外れを起こすことが知られている。すなわち、ユーザおよびSBAS 地上局双方において、受信信号数の減少および情報の欠損が発生し、ユーザ測位精度、有効性および連続性等のSBAS 性能が低下する恐れがある。特にMSAS サービス領域は、米国や欧州に比べ磁気緯度が低いため、電離層シンチレーションの影響が大きくなることが予測される。

近年、南米、南大西洋、インドネシアおよびオーロラ領域などで、GPS およびSBAS 信号に対する電離層シンチレーションの観測結果が報告されており[15][16][17][18][19]、日本においても独立行政法人電子航法研究所によって観測や発生特性の調査が行われている[7]。電離層シンチレーションに対する受信機性能に関する研究も海外では多く行われており、モデルの提案[4]やGPS受信機の位相ロックループ(PLL)の性能に関する研究[9][10]などがある。しかし、国内で観測されたシンチレーションの変動特性やそれに対するGPS受信機の性能に関する研究は未だ行われていない。シンチレーションに対するGPS受信機の性能評価を行う上で、シンチレーションの変動特性のモデル化は重要な課題である。本章では、同研究所の観測データからシンチレーションの変動特性と既存モデルの整合性に関する調査の結果を示す。

#### 5.1 電離層シンチレーション

電離層は太陽からの紫外線等で大気の上層部が電離してできたものであるが、GPS 信号に対する電離層シンチレーションは、電離層のF層(地上高150km)の局地的な電子密度の不規則性によって起こるとされている。この電子密度の不規則な領域が電波の複数の通路となり、送信機(衛星)と受信機の相対的運動によって、受信機において急激な信号強度と位相の変動をもたらすものと考えられている。

シンチレーションは赤道付近(磁気赤道 $\pm 15$ 度)の日没直後で大きく、極およびオーロラ領域で少しあり、中緯度では少ない。日没後の電子とイオンの速い再結合がシンチレーションの原因となる電離層の不規則性を引き起こすものと考えられている。また、太陽活動の極大期にシンチレーションが大きいことも示されている。太陽活動の極大期は、およそ11年周期で発生し、最近では2000-2002年頃がその第23サイクルに当たる時期であった。

シンチレーションの指標は平均信号強度で正規化した信号強度変化の標準偏差  $S_4$  と搬送波位相の変動値の標準偏差  $\sigma_\phi$  であり、この値が大きいほどサイクルスリップやロック外れを引き起こす可能性が高くなる。本論文では、信号強度および位相のシンチレーションの強度を Table 1 のように定義する[1][2]。パラメータの計算方法等は、5.2 節で解説する。

表 5-1 シンチレーションのクラス

	$S_4$ at L1	$\sigma_\phi$ (rad) at L1
strong	1.0	0.8
moderate	0.7 - 1.0	0.4 - 0.8
weak	0.4 - 0.7	0.15 - 0.4
very weak	0.4	0.15

## 5.2 電離層シンチレーションの観測

### 5.2.1 観測用受信機

独立行政法人電子航法研究所は電離層シンチレーションモニタ受信機 GSV4004 を利用したモニター装置を設置し、観測を行っている[7]。GSV4004 は NovAtel 社製の 2 周波受信機を元に、リアルタイムに電離層シンチレーションの影響 (GPS 信号の信号強度および位相の変動) を測定するよう開発されたものである。特徴としては、シンチレーション時に信号ロックを保持するために、広帯域のトラッキングループを用いている。また、位相変動を測定するために、基準発振器として低ノイズ・高安定性の OCXO (Oven-Controlled Crystal Oscillator) を用いている。

受信ユニットのチャンネル数は 12 個であり、最大 11 基の GPS 衛星からの GPS L1(C/A) 信号を追尾する。12 番目のチャンネルは、信号強度のシンチレーション計測における周辺環境ノイズによる影響を除去するために使われている。GSV4004 は GPS 信号ごとに信号強度および位相をデータレート 50Hz で出力し、信号強度および位相シンチレーションに関するパラメータおよび信号ロック時間等を 60 秒間隔で出力する[14]。

受信機内での信号強度の計算には、20ms 以上の周期で計測された NBP(Narrow Band Power)と WBP(Wide Band Power)の差が用いられる。NBP と WBP の計算[14]を以下に示す。

$$WBP = \sum_{i=1}^{20} I_i^2 + Q_i^2$$

$$WBP = \left( \sum_{i=1}^{20} I_i \right) + \left( \sum_{i=1}^{20} Q_i \right) \quad 5-1$$

ここで  $I_i$  と  $Q_i$  は受信機の相関器（第 3 章）から 1kHz で出力される同相成分と直行成分の相関値である。受信機のゲインが一定であるならば、この差は受信信号電力や信号強度に比例しており、信号強度の変動成分  $SI$  は次式で計算[14]できる。

$$SI = \frac{(NBP - WBP)}{(NBP - WBP)_{lpf}} \quad 5-2$$

ここで分母は 6 次のバターワース・ハイパスフィルタ[14]の出力である。この式では傾向除去され 1 を平均値とした信号強度の変動成分が抽出される。そして、この変動の標準偏差  $S_4$  が次式でもとまる。

$$S_4 = \sqrt{\frac{\langle SI^2 \rangle - \langle SI \rangle^2}{\langle SI \rangle^2}} \quad 5-3$$

ここで  $\langle \rangle$  は平均を意味する。

位相の変動成分  $\delta\phi$  は、観測された搬送波位相:ADR(Accumulated Doppler Range)を 6 次のバターワース・ローパスフィルタに通すことで抽出できる。標準偏差  $\sigma_\phi$  の計算式を以下に示す。

$$\sigma_\phi = \sqrt{\langle \delta\phi^2 \rangle} \quad 5-4$$

シンチレーション観測の際は、傾向除去に使用されるハイパスフィルタとローパスフィルタの過渡応を考慮しなくてはならない。フィルタは信号がロックしてから稼動するため、ロック時間が 180-240 秒程度経過するまで応答は安定しない。過渡応答の間  $S_4$  と  $\sigma_\phi$  は値に信頼性はない。

## 5.2.2 シンチレーションの発生特性 (1999-2001)

同研究所は、1999年から2001年にかけて、那覇、小笠原（磁気緯度約15°）、調布（同約28°）において受信機GSV4000でシンチレーションの観測を行っている。GSV4000はGSV4004と同じくシンチレーションモニタ用受信機であり、NovAtel社製の1周波受信機をベースにしたものである。電離層シンチレーションは磁気赤道付近（赤道異常帯）で活発であることは分かっていたが、この観測から、以下のことが明らかとなっている[7]。

(a) シンチレーション発生頻度の年変化 日変化について、那覇では春秋分日付近 日没後 - 正午過ぎに発生頻度が高くなることが分かった。調布では明らかな傾向は見られなかった。

(b) 磁気低緯度の那覇および小笠原では、激しいシンチレーション活動が頻繁に観測された。シンチレーションの影響が1時間以上続くこともあることが分かった。比較的シンチレーションの活動が少ないといわれている磁気中緯度の調布においても、シンチレーションにより低仰角のGPS 信号のロック外れが起こることが確認された。

(c) 那覇において、仰角カットオフ5°で、同時にシンチレーションの影響を受けたGPS 信号数が4個以上になる場合もあり、影響を受けない信号数が5個未満になる時間が延べ30分以上になる日があることが分かった。

これら事象から特筆すべきは、複数の衛星信号が同時に電離層シンチレーションの影響を長時間にわたって受けるということである。シンチレーションに対する堅牢性を高めるには、受信機における信号処理方式の改善が必要と言える。

## 5.3 シンチレーションモデル

### 5.3.1 信号強度と位相の分布

本節では、国内の観測データと整合性を比較する対象となる既存のシンチレーションモデル[4]（分布・スペクトル・相関）を示す。

まず、GPS 受信信号を次式のように複素電圧として次式で表す。

$$E = Ae^{j\phi} = A \cos \phi + iA \sin \phi \quad 5-5$$

ここでAは信号の振幅、 $\phi$ は位相である。そしてこれらの値は公称値（ $A_0, \phi_0$ ）とシンチレーションによる変動（ $\delta A, \delta \phi$ ）によって次式で表される。

$$A = A_0 \delta A, \quad \phi = \phi_0 + \delta \phi \quad 5-6$$

この信号強度 ( $I = A^2$ ) の変動  $\delta I$  は次式のような確率密度分布、仲上  $m$  分布によってモデル化すること出来るとされている<sup>(4)</sup>。

$$p(\delta I) = \frac{m^m \delta I^{m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} e^{-m \delta I / \Omega} \quad 5-7$$

この確率密度分布は  $\alpha = m = 1/S_4^2$   $\beta = 1/m = S_4^2$   $\Omega = 1$  としたときのガンマ分布 Gamma ( $\alpha, \beta$ ) と等価である。位相の変動も 0 平均、分散  $\sigma_\phi^2$  のガウス分布としてモデル化されている。

### 5.3.2 パワースペクトル密度

シンチレーションは、広域観測データのフーリエ解析によって、スペクトルに特定パターンがあることが明らかとなっている[8][9]。つまり、シンチレーションのスペクトル密度は帯域に制限があり、次式に示すスペクトラム形成フィルタ[9]によって適合が可能とされている。

$$|H(jf)|^2 = K \frac{f^{2m_h}}{f^{2m_h} + c^{2m_h}} \frac{d^{2m_l}}{f^{2m_l} + d^{2m_l}} \frac{f^2 + a_1^2}{f^2 + b_1^2} \cdots \frac{f^2 + a_n^2}{f^2 + b_n^2} \quad 5-8$$

この形成フィルタは、バターワースのハイパスフィルタ、ローパスフィルタ、そしてカスケード型のバンドパスフィルタによって構成されている。 $c, d, a, b$  はそれぞれのフィルタのカットオフ周波数を、 $m_h, m_l$  はハイパスフィルタ、ローパスフィルタの次数を示している。表 5-1.5-1 に北米の観測データから得られたフィルタ係数を示す。[9]

表 5-2 北米の観測から得られた形成フィルタの係数 (信号強度)

mh = 2	ml = 2
c = 0.1(Hz)	d = 0.7(Hz)
a1 = 1.75(Hz)	b1 = 1.25(Hz)
a2 = 2.75(Hz)	a2 = 2.75(Hz)

表 5-3 北米の観測から得られた形成フィルタの係数 (位相)

mh = 2	ml = 2
c = 0.1(Hz)	d = 0.1(Hz)
a1 = 2.5(Hz)	b1 = 1.5(Hz)
a2 = 15(Hz)	a2 = 10(Hz)

### 5.3.3 相関

これまで海外で観測されたデータは、信号強度と位相のシンチレーションが負の相関を持つことを示している[9]。つまり信号強度の変動量がプラスに伸びれば、位相の変動量はマイナスに向かう。相関係数は-0.6 が妥当とされており、次式のような 2 次元正規変換が相関をつくる 1 つの手法として挙げられる[3][9]。

$$\begin{bmatrix} \delta I \\ \delta \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \rho_{\phi I} \sigma_{\phi} / \sigma_I & \sigma_{\phi} \sqrt{1 - \rho_{\phi I}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta I \\ \eta \end{bmatrix} \quad 5-9$$

ここで  $\delta I$  と  $\eta$  はそれぞれ独立した正規乱数である。 $\delta I$  は信号強度の変動、出力された  $\delta \phi$  は  $\eta$  ,  $\delta I$  , 相関係数  $\rho_{\phi I}$  の合成値であり位相の変動となる。

## 5.4 シンチレーションの変動特性

本節では、電子航法研究所から提供された観測データのシンチレーションによる変動特性(分布・パワースペクトル・相関)と前節で紹介したモデルの整合性の評価を示す。

まず、シンチレーションによる信号強度と位相の変動のサンプルを示す。図 5-1、図 5-2、図 5-3 はシンチレーション発生時と通常の変動成分を比較したグラフである。シンチレーション発生時のデータは 2005 年 3 月 20 日 21 時-22 時、シンチレーションの影響がないデータは同年 3 月 19 日同時刻に那覇市 (N26E128、磁気緯度 15 度) で観測されたものである。図 5-1 は式 5-2 の結果をそのまま表示したものであり、この値から  $S_4$  が計算される。この図からシンチレーションの影響によって信号強度が通常より短い周期で大きく変動していることがわかる。図 5-2 は Y 軸をデシベル表示にしたもので、10dB 近くまで信号強度が減衰している時刻があることが確認できる。 $S_4$  が 1.0 を上回るようになると 30-40dB の減衰が起こる。図 5-3 における位相にも信号強度同様、急激な変動が生じていることがわかる。

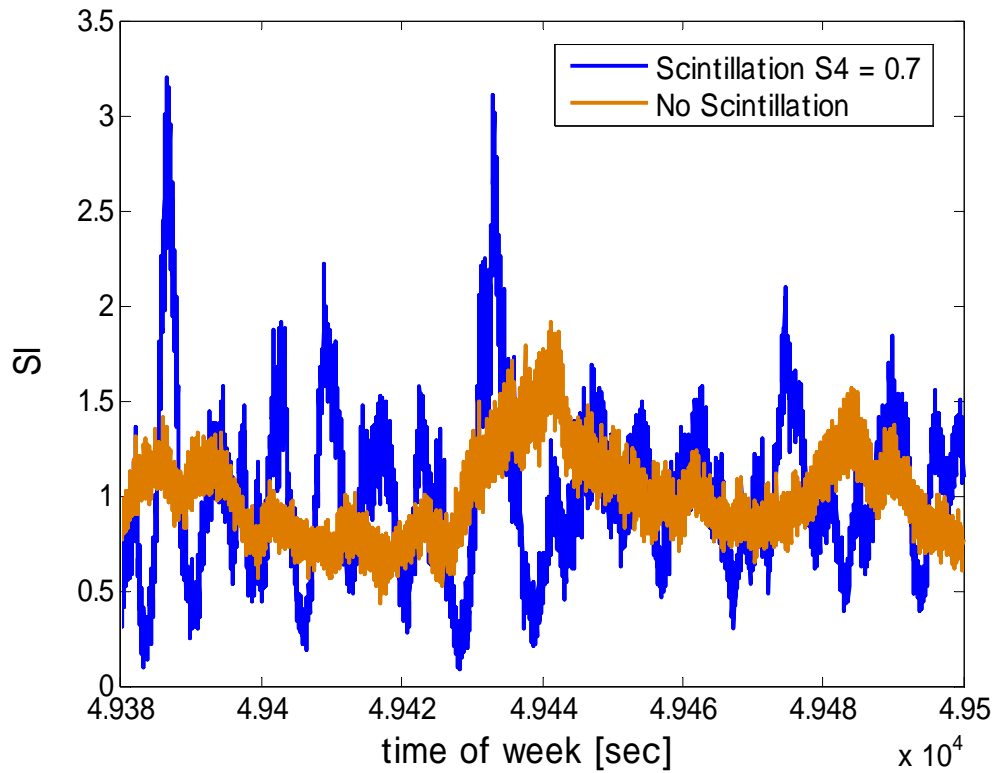


図 5-1 信号強度の変動成分 (PRN 21)

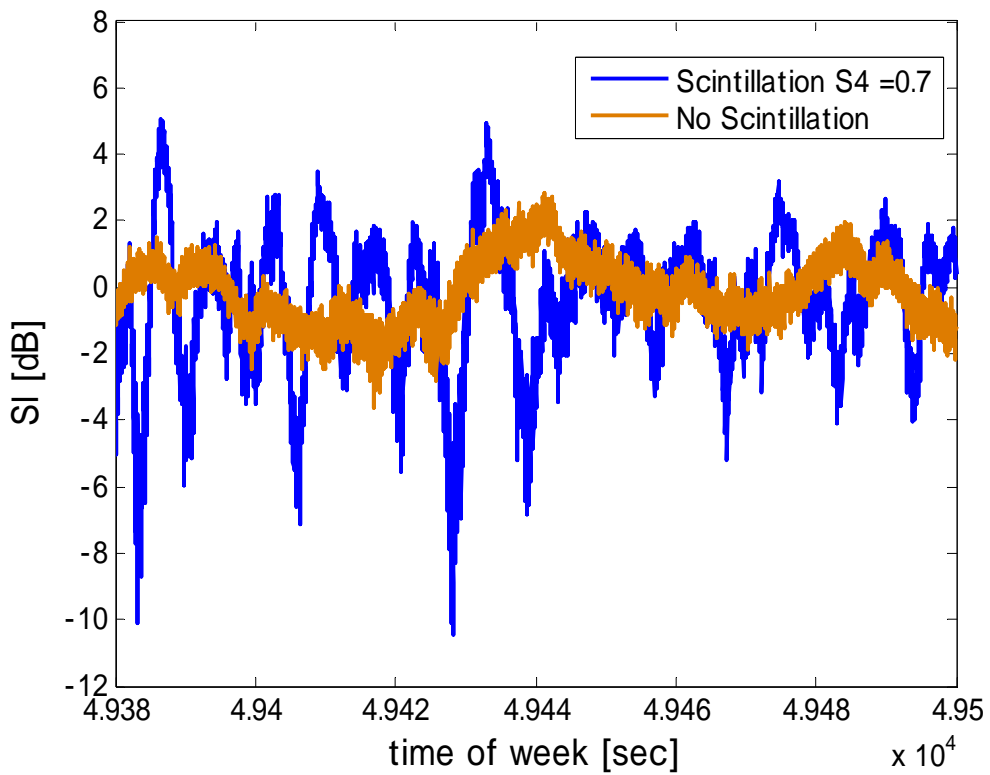


図 5-2 信号強度の変動成分 デシベル表示 (PRN21)

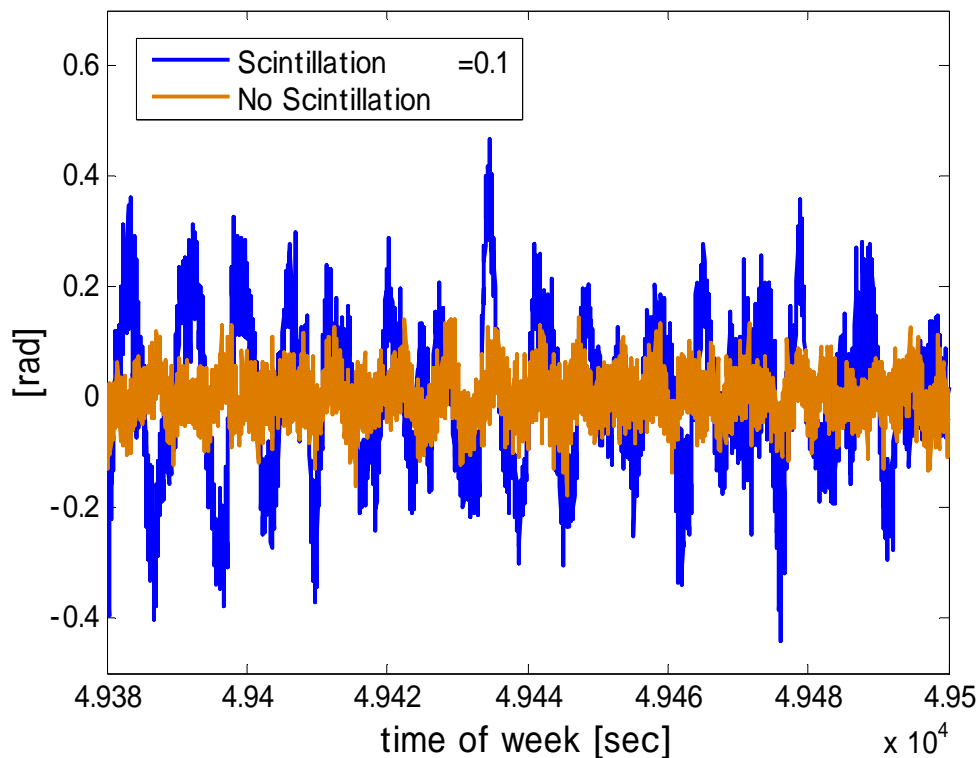


図 5-3 位相の変動成分 (PRN21)

変動特性 (分布・パワースペクトル・相関) の解析には、太陽活動の極大期に観測されたデータを選んだ。これから示すデータは同研究所から提供されたデータの中でもシンチレーションが強い時のもので、取得場所は那覇市、日時は 2002 年 3 月 29 日 24 時のものである。

図 5-4 と図 5-5 はシンチレーションによる信号強度の変動の分布と式 5-7 で計算された仲上  $m$  分布を比較したものである。ここで、観測された分布が仲上  $m$  分布に近似していることが分かる。図 5-6 と図 5-7 は、位相の分布とガウス分布の比較である。こちらも、位相の分布はガウス分布に良く適合していることが見てとれる。

図 5-8 とは、5-9 シンチレーションによる信号強度と位相のパワースペクトル密度と、形成フィルタの周波数応答を比較したものである。信号強度のノイズフロアを除けばフィルタの応答が実波形に適合しており、スペクトル密度は形成フィルタによって再現できることが確認できる。この式 5-8 フィルタのカットオフ周波数を表 5-2, 5-3 に示す。

解析結果から、信号強度と位相のシンチレーションは相関係数  $-0.6$  から  $-0.15$  の負の相関を持つことが確認された。図 5-10, 5-11 は相関係数  $-0.6$ ,  $-0.15$  のときの信号強度と位相の変動を示したグラフである。2 つの値の分布が、左上がりの斜線状に伸びているほど、負の相関が強いデータといえる。



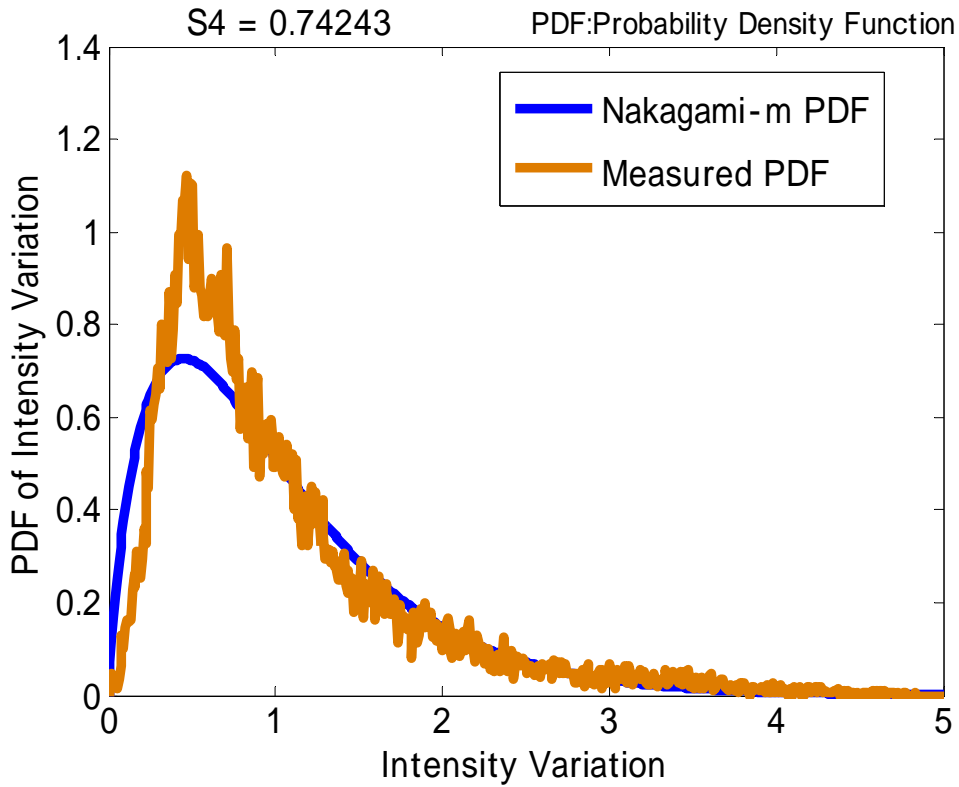


図 5-4 仲上m分布と信号強度変動の分布 ( $S_4 = 0.74$  PRN 17)

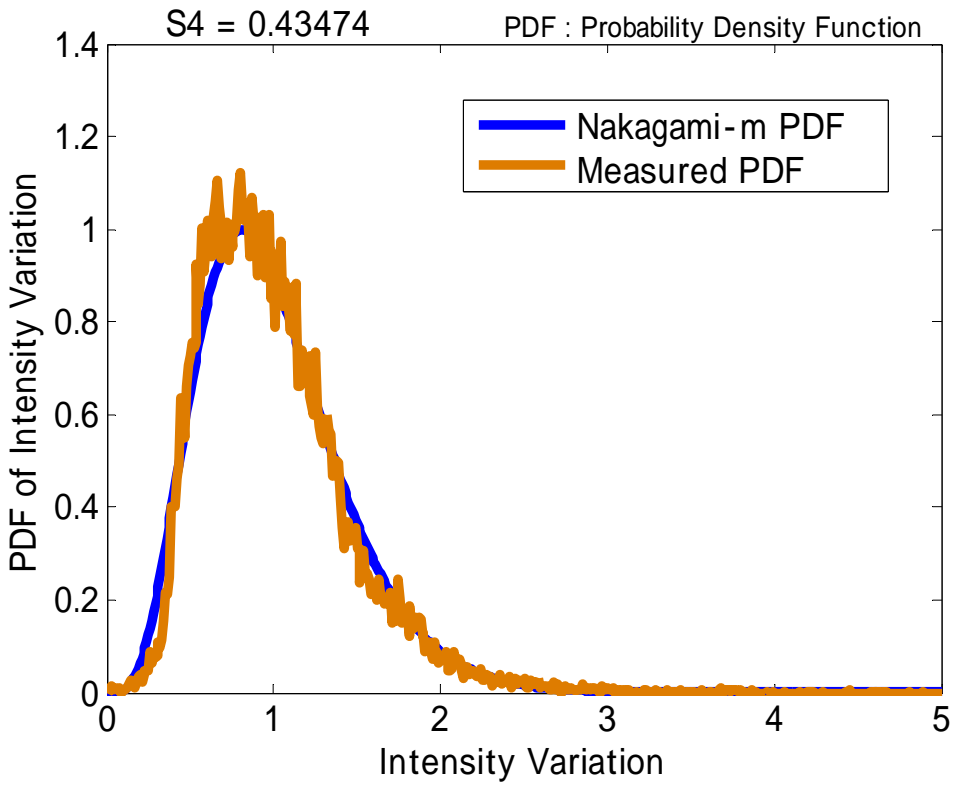


図 5-5 仲上m分布と信号強度変動の分布 ( $S_4 = 0.43$  PRN 15)

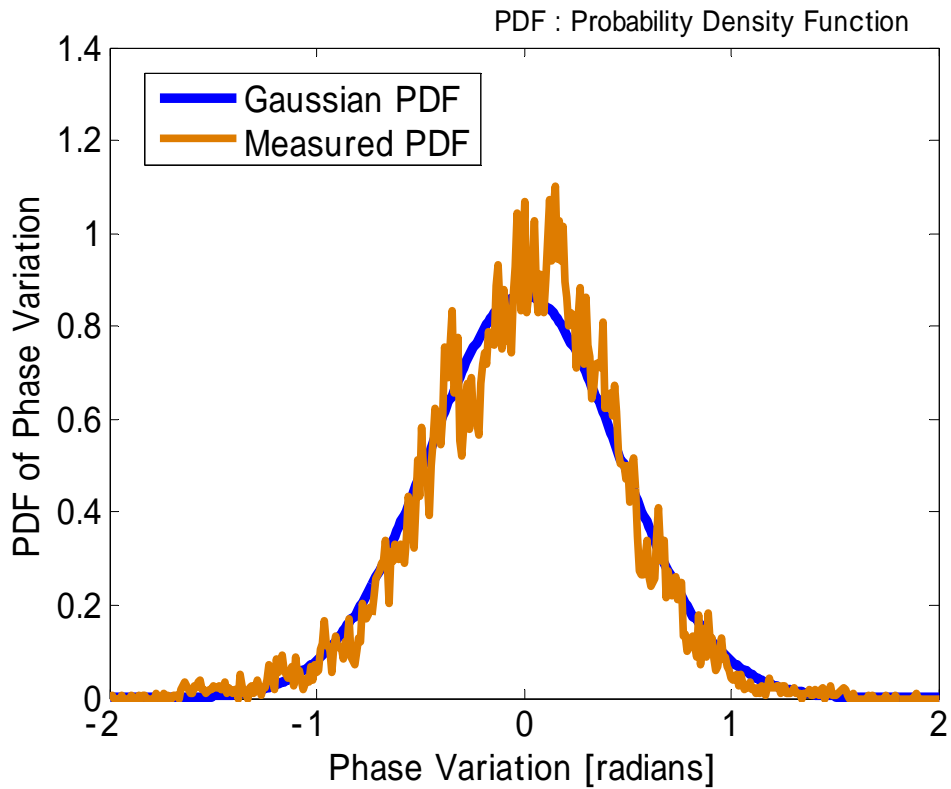


図 5-6 ガウス分布と位相変動の分布 (  $\sigma = 0.45$ , PRN 17 )

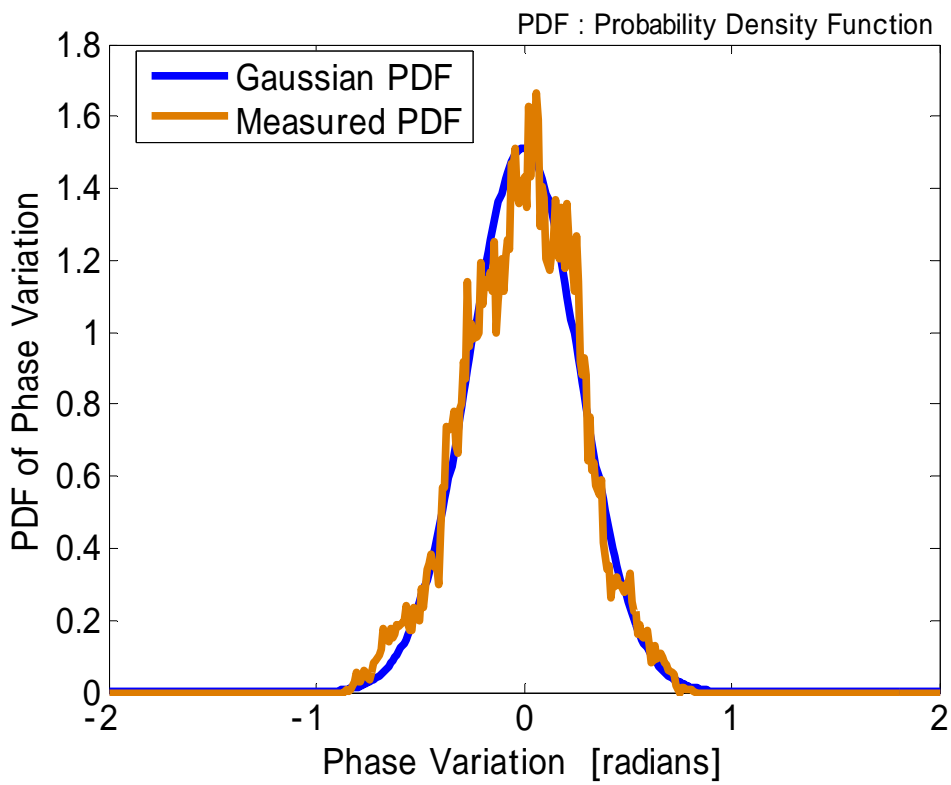
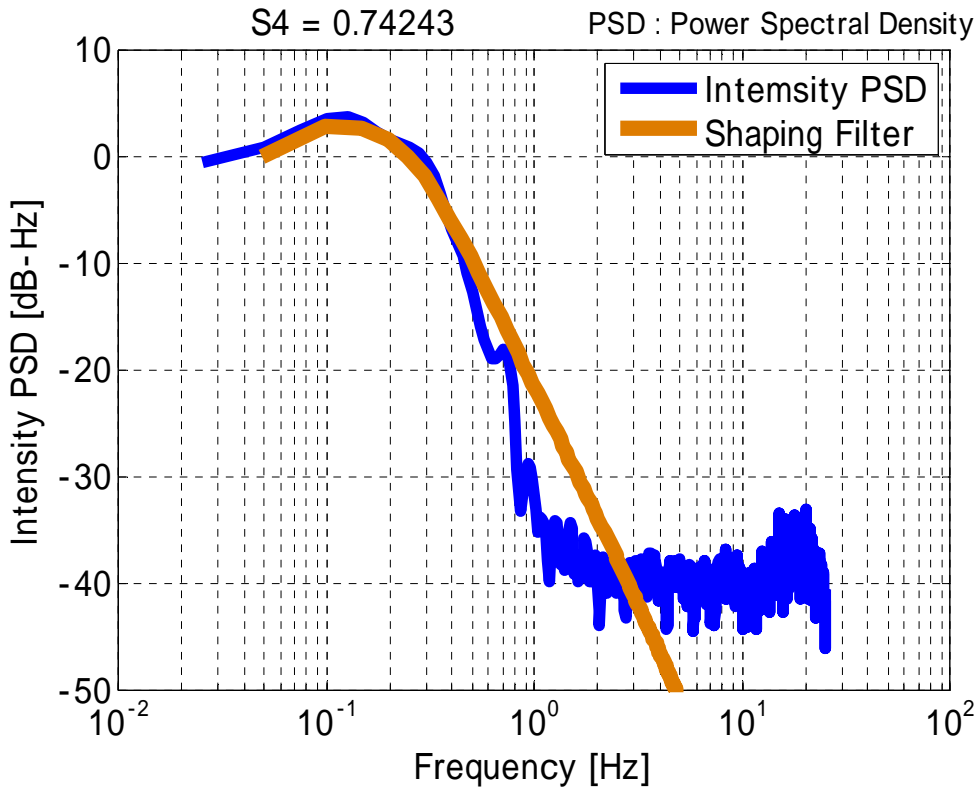
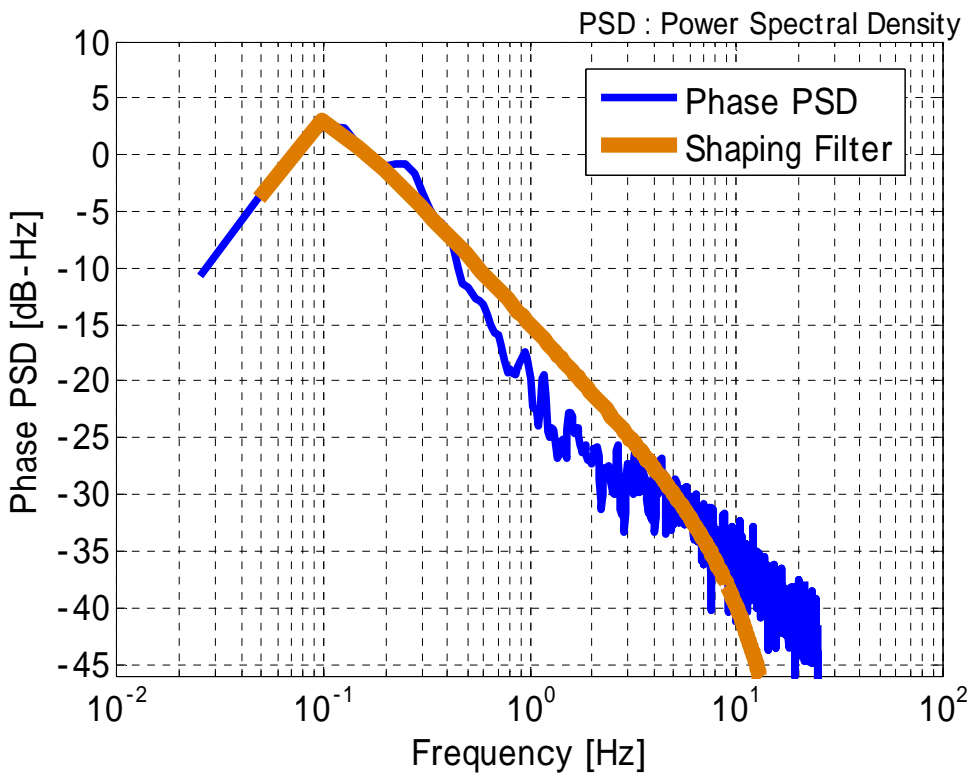


図 5-7 ガウス分布と位相変動の分布 (  $\sigma = 0.26$ , PRN 15 )



☒ 5-8 Intensity PSD ( $S_4 = 0.74$ , PRN 15)



☒ 5-9. 6 Phase PSD (  $\rho = 0.26$ , PRN 15)

表 5-4

$m_h = 2$	$m_l = 2$
$c = 0.05(\text{Hz})$	$d = 0.25(\text{Hz})$
$a_1 = 1.75(\text{Hz})$	$b_1 = 1.25(\text{Hz})$
$a_2 = 2.75(\text{Hz})$	$a_2 = 2.25(\text{Hz})$

表 5-5

$m_h = 2$	$m_l = 2$
$c = 0.1(\text{Hz})$	$d = 0.1(\text{Hz})$
$a_1 = 2.5(\text{Hz})$	$b_1 = 1.5(\text{Hz})$
$a_2 = 15(\text{Hz})$	$a_2 = 10(\text{Hz})$

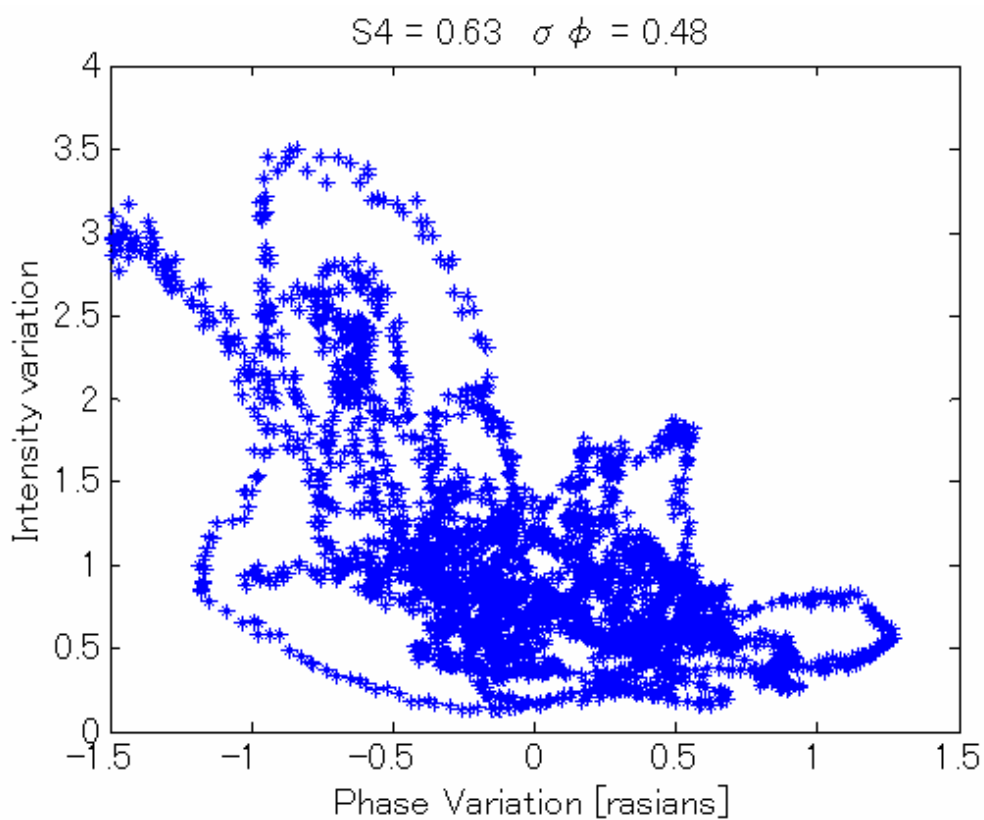


図 5-10 信号強度と位相の相関 相関係数:-0.6

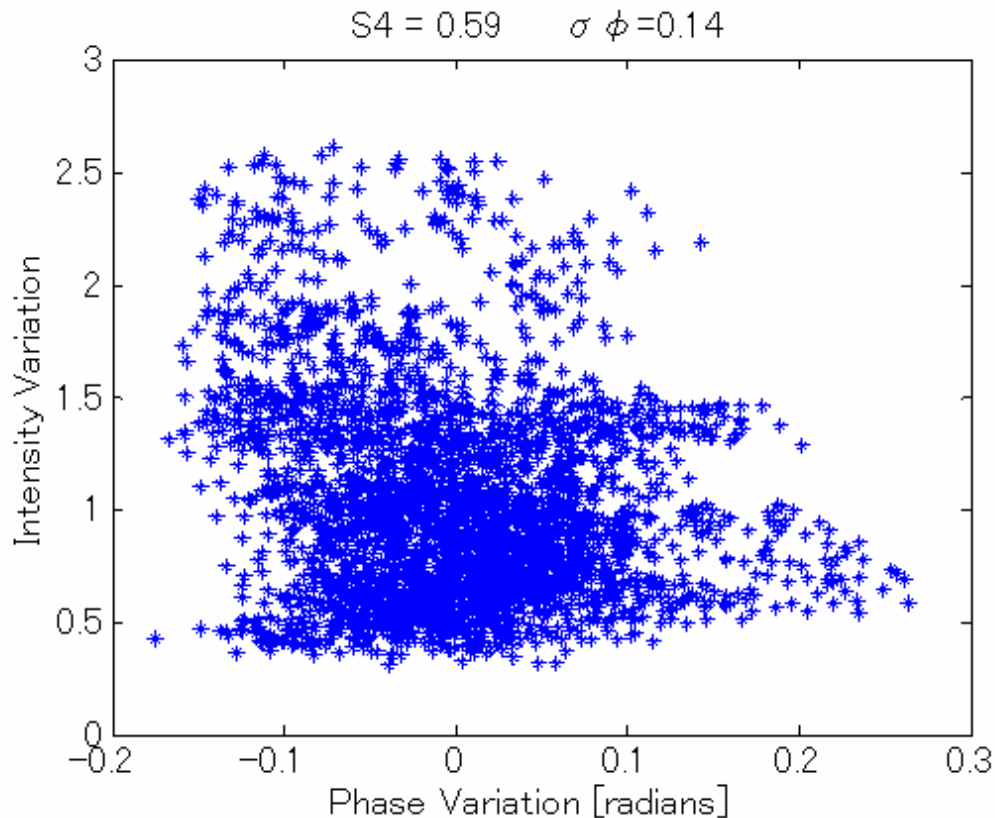


図 5-11 信号強度と位相の相関 相関係数:-1.5

## 5.5 考察

国内の観測データと既存のモデルを比較した結果、全てのデータが分布モデルと完全に一致しないまでも、良く適合していることが確認できた。今回、調査した信号強度のスペクトルは米国のモデルに比べ周波数がやや低く狭帯域であるという特性が見られた。信号強度と位相の相関は双方のシンチレーションの強度によって変化があり、双方のシンチレーションが弱いときに相関が落ちる傾向があった。これは変動成分が他の雑音に埋もれるためだと考えられる。

観測データはロック外れによる欠損が多いため、モデルから連続したサンプルを生成することは受信機の信号処理のシミュレーションを行う上で重要なプロセスである。今回の調査で、既存モデルは実データとの適合の度合から信号処理性能の評価に有用であると言える。次章では、このモデルを利用した受信機の搬送波追尾の性能評価を示す。

## 参考文献

- [1] J Arons, S Basu : Ionospheric Amplitude and Phase Fluctuations at the GPS Frequencies, *Proceedings of the ION GPS-1994*, Slat Palace Convention Center, Salt Lake City, UT, Sept. 20-23, pp.1569-1578. 1994
- [2] R S Conker, M B El-Arini, C Hegarty. and T Hsiao : Modeling the effects of ionospheric scintillation on GPS/SBAS availability, MP-00W0000179, Center for Advanced Aviation System Development, the MITER. Crop, McLean, VG, Aug2000
- [3] E Fremouw, et.al.: On the Statistics of Scintillating Signals, *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, Vol. 42, pp. 717-731, 1980.
- [4] C Hegarty, M B El-Arini, T Kim, and S Ericson : Scintillation modeling for PS/Wide Area Augmentation System receivers, in *Radio Science*, Vol.36, No.5, pp 1221- 1231, 2001
- [5] E D Humphreys, M L Psiaki, P K Kinter Jr, GPS Carrier Tracking Loop Performance in the Presence of Ionospheric Scintillation, in *Proceedings of ION GPS/GNSS*, pp. 156-166, 2005 13-16Sept., Long beach CA,
- [6] E D Kaplan : Understanding GPS: Principles and Applications, Artech House Publishers, 1996
- [7] K Matsunaga, K Hoshinoo, K Igarashi : Observation of Ionospheric Scintillation on GPS Signals in Japan, *Proceedings of the 2002 National Technical Meeting of the Institute of Navigation*, pp. 713 – 718, 2002 January 28 - 30
- [8] M L Psiaki. and H Jung : Extended Kalman Filter Methods for Tracking Weak GPS Signals, *Proceedings of the 2002 ION GPS Conf.*, Portland, Oregon, pp. 2539–2553, 2002
- [9] Pullen S, Opshaug G, Hansen A, Walter T, Enge P and Parkinson B : A preliminary study of the effect of ionospheric scintillation on WAAS user availability in equatorial regions, *Proceedings of the ION GPS*, pp 687-699, 1998 15-18 Sept, Alexandria, VA
- [10] S Skone, G Lachapelle, D Yao, W Yu, and R. Watson : Investigating the Impact of Ionospheric Scintillation using a Software Receiver, in *Proceedings of ION GPS/GNSS 2005*, pp 1126-1137, U.S. 2005 13-16 Sept, Long Beach CA
- [11] A.J Van Dierendonck, :GPS Receivers (1996), in B. Parkinson and J. Spilker, Eds., *Global Positioning System: Theory and Applications*. Washington, D.C.: AIAA, Volume I, Chapter 8, pp. 329-407
- [12] W Yu, G Lachapelle, S Skone : PLL Performance for Signals in the presence of Thermal Noise Phase and Ionospheric scintillation, *Proceedings of the ION GPS/GNSS*, Fort Worth, 2006 20-25,
- [13] Legrand, F., Macabiau, C., Issler, J.-L., Lestarquit, L. C. Mehlen : Improvement of pseudorange measurement accuracy by using fast adaptive bandwidth lock loops,

- Proceedings of the ION GPS 2000*, pp. 19-22, 2000, Salt Lake City, UT,
- [14] A.J Van Dierendonck, Q Hua: Measuring Ionospheric Scintillation Effects from GPS Signals, Proceeding of ION 57th Annual Meeting, pp.391-396, 2001 1, Albuquerque, NM
- [15] G. Bishop, S. Basu, E. Holland & J. Secan: Impacts of Ionospheric Fading on GPS Navigation Integrity, Proceedings of ION GPS-94, Institute of Navigation, Salt Lake City, UT, U.S.A., pp.577-585, September 1994.
- [16] P.H.Doherty, S.H.Delay, C.E.Valladares & J.A. Klobuchar: Ionospheric Scintillation Effects in the Equatorial and Auroral Regions, Proceeding of ION GPS 2000, Institute of Navigation, Salt Lake City, UT, U.S.A., pp.662-671, September 2000.
- [17] M.Knight, M.Cervera & A.Finn: A Comparison of Predicted and Measured GPS performance in an Ionospheric Scintillation Environment, Proceedings of ION GPS 99, Institute of Navigation, Nashville, TN, U.S.A., pp.1437-1450, September 1999.
- [18] K. M. Groves, et al.: "A comparison of GPS Performance in a Scintillation Environment at Ascension Island", Proceeding of ION GPS 2000, Institute of Navigation, Salt Lake City, UT, U.S. A., September 2000.
- [19] S.Skone and K.Knudsen: "Impact of Ionospheric Scintillation on SBAS Performance", Proceeding of ION GPS 2000, Institute of Navigation, Salt Lake City, UT, U.S.A., pp.284-293, September 2000.

## 第 6 章

# 電離層シンチレーションの影響下における GPS 搬送波追尾の性能評価

電離層シンチレーションは GPS・SBAS の受信信号数の減少、測距精度の劣化、情報の欠損をまねき、システムの有効性、連続性の劣化を引き起こす可能性を持っている。受信機のシンチレーションに対する対策は、大きく 2 つ分けられる。ひとつはシンチレーションに対する信号処理のロバスト性を高めること、もうひとつはシンチレーションの影響を受信機内の処理情報から検知し利用する衛星を選別することである。本論文では、第 5 章で紹介した「那覇において、仰角カットオフ  $5^\circ$  で、同時にシンチレーションの影響を受けた GPS 信号数が 4 個以上になる場合もあり、影響を受けない信号数が 5 個未満になる時間が延べ 30 分以上になる日がある」という事象を踏まえて、前者のロバスト性向上を主題とした。信号強度と位相のシンチレーションによるコード位相の誤差は 15m 程度なため、コードのロック外れは第 3 章で解説した相関器幅の調整のみで十分に回避が可能である。そのため、海外の電離層シンチレーションに対する受信機の性能向上に関する研究は、搬送波追尾に焦点を絞ったものが多い。既存の研究[10][17]ではシンチレーションに対してロバスト性を向上させるには、PLL のループフィルタを広帯域に設計することが有効と言われており、シンチレーションモニター受信機も帯域は広く設定されている。

第 5 章では、国内の電離層シンチレーションによる信号の変動特性を調べ、スペクトル密度で多少の違いはあるものの海外で提案されている手法でモデル化が可能であることを確認した。本章では、理論値、ソフトウェア数値シミュレーション、GPS 信号発生器を利用したシミュレーションの 3 つのプロセスを通して日本で観測された電離層シンチレーションに対する搬送波追尾のロバスト性評価の結果を示す。評価の対象となる搬送波追尾アルゴリズムは 3 章で解説した 3 次 PLL であり、シンチレーションに対するロバスト性はロック外れの回数が少ないことと定義する。

### 6.1 理論値による性能評価

PLL のロック外れは位相誤差が増大し、誤った制御値が連続的に出力されることによって起こる。積分時間が 20ms であれば、受信信号との周波数差が 25Hz 以上になることによってロック外れは起こる。PLL における位相誤差の要素は位相ジッタとダイナミックストレスの 2 つに大きく分けることができる。PLL のフィルターは、位相誤差の 3 シグマがおおよそ 45 度以下となるよう設計される [6]。



$$3\sigma_{\phi,\varepsilon} = 3\sigma_{\phi,j} + \theta_e \leq 45 \text{ [deg]} \quad 6-1$$

ここで $\sigma_{\phi,\varepsilon}$ は1シグマのPLL位相誤差であり、 $\sigma_{\phi,j}$ は1シグマのPLLの位相ジッタ、 $\theta_e$ はPLLのダイナミックストレスエラーを表している。そしてシンチレーションによる影響を考慮したPLLにおける1シグマの位相ジッタ $\sigma_{\phi,\varepsilon}$ は次式で表すことができる。

$$\sigma_{\phi,\varepsilon} = \sqrt{\sigma_{\phi T}^2 + \sigma_{\phi S}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \frac{\theta_e}{3} \leq 15 \text{ [deg]} \quad 6-2$$

ここで、 $\tau$ は1シグマの熱雑音、 $s$ は1シグマの位相シンチレーションによる雑音、 $j$ はオシレータジッタによる1シグマの振動、 $\theta_A$ はオシレータジッタの1シグマのアラン標準偏差(時計安定性)を示している。しかし、このPLLの位相ジッタ $j$ は熱雑音の占める割合が大きく、オシレータジッタによる振動やアラン標準偏差は考慮されない場合が多い。今回も、熱雑音 $\tau$ と位相シンチレーションによる雑音 $s$ を考慮してジッタの理論値を計算する。まず、通常の熱雑音 $\tau$ は次式で表される。

$$\sigma_{\phi T} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh} c/n_0}\right)} \text{ [deg]} \quad 6-3$$

そして、信号強度のシンチレーションによる熱雑音の変化は $S_4$ で次のように計算できる[17]。

$$\sigma_{\phi T} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0(1-S_4)} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh} c/n_0(1-2S_4^2)}\right)} \text{ [deg]} \quad 6-4$$

次に位相のシンチレーションは次式で表現される[17]。

$$\sigma_{\phi S} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi T}{kf_n^{p-1} \sin\left(\frac{[2k+1-p]\pi}{2k}\right)}} \text{ [deg]} \quad 6-5$$

ここで、 $k$ はPLLの次数、 $f_n$ は第3章で紹介したループフィルタの固有周波数であり $f_n = \omega_n/2\pi$ となる。 $p$ は第5章で確認した位相のパワースペクトル密度の傾き、 $T$ は1Hzのパワースペクトル密度の強度である。これらの値は、観測データから $P=2$ 、 $T=-20$  [radians<sup>2</sup>/Hz]としている。

3 次の搬送波追尾ループでのダイナミックストレス  $\theta_e$  は次のように表すことができる。

$$\theta_e = 0.4828 \frac{d^3 R}{B_n^3} \text{ [deg]} \quad 6-6$$

ここで  $d^3 R/dt^3$  は視線方向のジャークである。シンチレーション影響下では、 $C/N_0$  が減衰し熱雑音が大きくなるのと同時に搬送波位相にも急速で大きな変動が加わりジャークストレスも大きくなる。式 6-4,6-5,6-6 からわかるように、熱雑音はジッタ  $\sigma_{\phi}$  は  $\sqrt{B_n}$  に比例、位相シンチレーションによる雑音は  $\sqrt{B_n}$  に反比例、ダイナミックストレス  $\theta_e$  は  $n^3$  に反比例している。これらの誤差を考慮すると、ダイナミックストレスと位相シンチレーションを低減する広帯域の PLL が最もロバスト性が高いと思われる。

式 6-4 から熱雑音、式 6-5 から位相シンチレーション、式 6-6 からダイナミックストレスを計算したシンチレーションクラスが強である場合の位相誤差の RMS (root mean square) を図 6-2 に示す。ダイナミックストレスは位相シンチレーションによって生じる視線方向のジャークを与えて計算しており、ジャークの値を表 6-1 にまとめる。このジャークは第 5 章で紹介したモデルから生成されたサンプルであり、生成のプロセスは次節で解説する。PLL の雑音帯域幅は 5, 10, 18Hz であり、制御周期(積分時間)  $T_{\text{coh}}$  は 20ms としている。この図から、まずどの帯域の PLL も  $C/N_0$  が 40dBHz 以下の信号に対して追尾が非常に困難であることがわかる。40dBHz 以上の位相誤差を見るとロック外れのリスクが最も高いのが 5Hz の PLL だとわかる。そして最もロバスト性が高いのは、熱雑音、位相シンチレーション、ダイナミックストレスをバランスよく低減できる 10Hz の PLL だと考えられる。

続いて、シンチレーションクラスが中、弱、微弱のときの位相誤差を図 6-2, 6-3, 6-4 に示す。図 6-2 を見ても、5Hz の PLL の位相誤差が閾値に近く、ロック外れが頻発する可能性がある。やはりシンチレーションがクラス中の場合でも、10Hz 前後が適正帯域だと思われる。次にクラス弱、微弱の図 6-3, 6-4 を見ると、クラス中のときより 5 Hz の PLL の位相誤差が小さくなり、どの帯域の PLL でも信号が弱くない限り追尾が可能だとわかる。

表 6-1 位相シンチレーションによるジャーク

$\sigma_{\phi}$	Jerk(g/s)
strong( 0.8)	0.045
moderate(0.4-0.8)	0.04
weak(0.4-0.15)	0.02
very weak( 0.15)	0.01

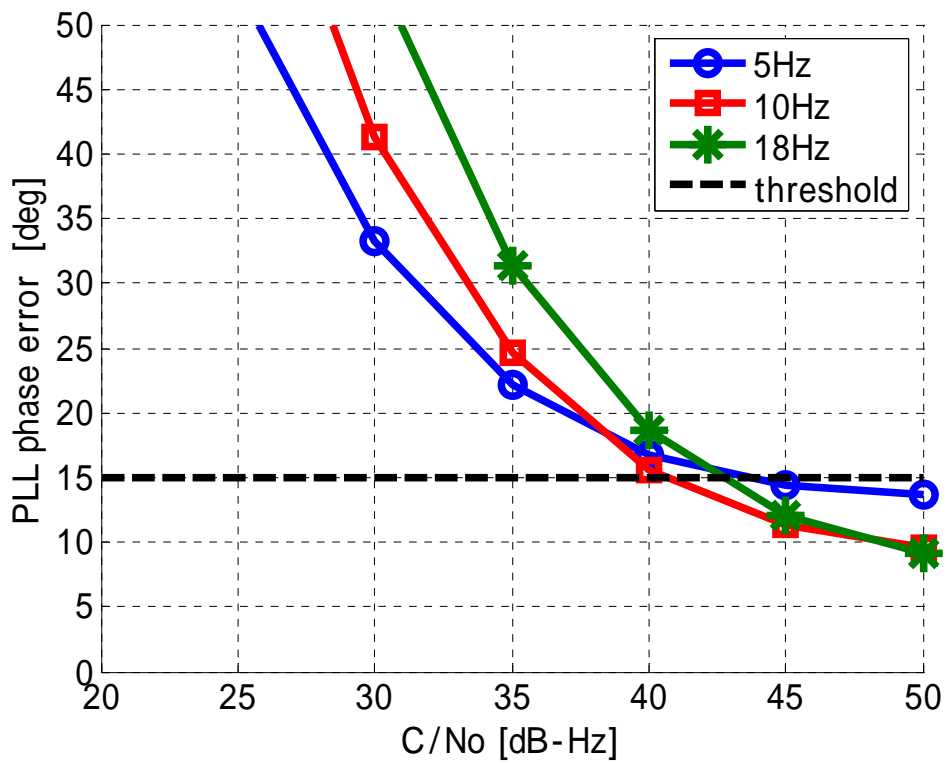


图 6-1

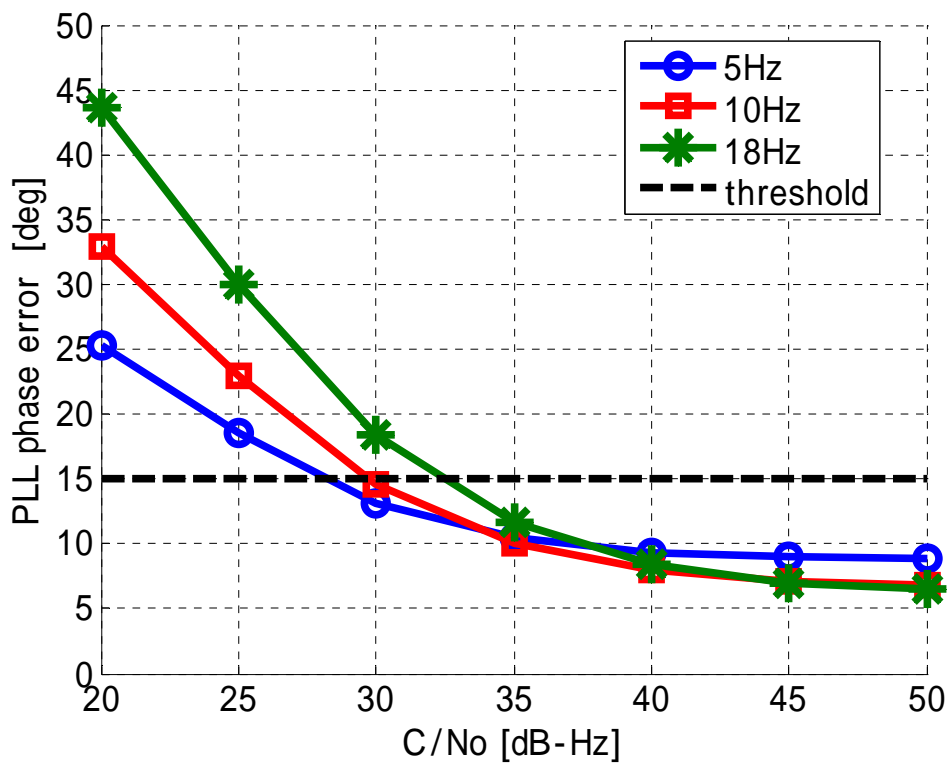


图 6-2

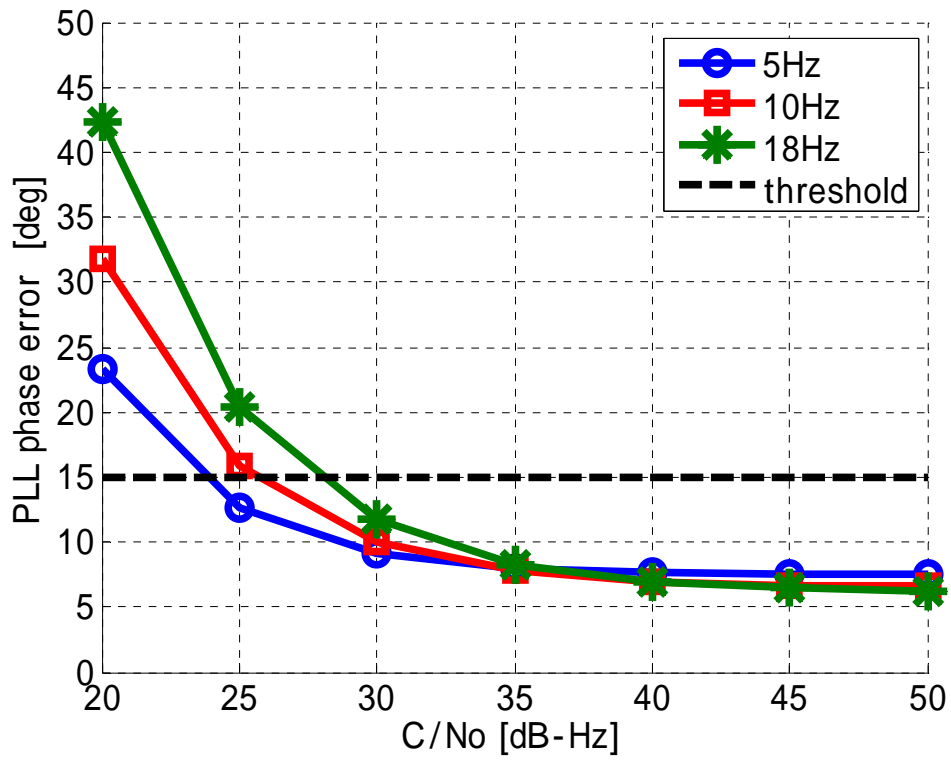


图 6-3

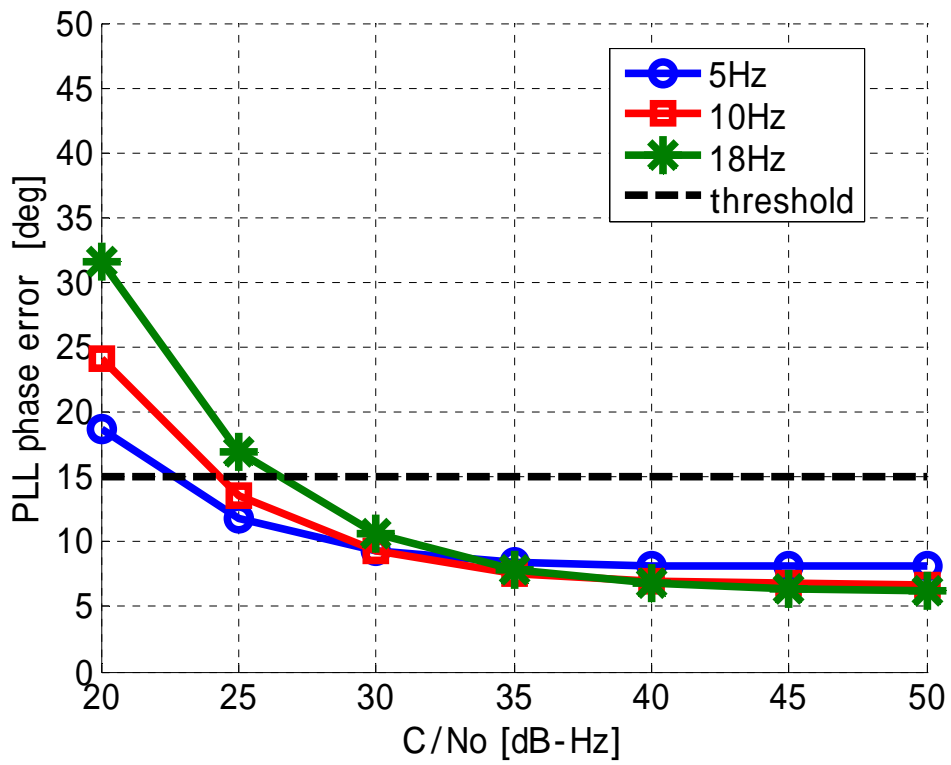


图 6-4

信号強度と位相のシンチレーションの常に同じクラスで発生するとは限らない。図 6-5 は第 5 章でも使用した 2002 年 3 月 20 日那覇市で観測されたデータの S4 と の値をしめしたグラフである。信号強度と位相のクラスが同程度の時間帯もあるが、位相のクラスが弱い時間帯もある。この信号強度と位相の強度の組み合わせは日本の南西諸島で多く観測されている [7]。この傾向を考慮して信号強度のクラスが強、位相のクラスが弱の場合の PLL の位相誤差を図 6-6 に示す。このケースは図 6-1 の結果と比べ、ジャークがやや小さいため 5Hz の PLL の位相誤差がやや小さいことがわかる。C/N<sub>0</sub> が 40dB-Hz のときは 10Hz よりややロバスト性が高いように見える。しかし、45dB-Hz 以上の信号に対してはやはり 10Hz が最適だと言える。これら理論値からシンチレーションに対する、最適な帯域は 10Hz だということがわかった。厳密に言えば C/N<sub>0</sub> の変化や、シンチレーションのクラスの変化によって最適な帯域は微妙に変化しているが、国内のシンチレーションに対して PLL を固定帯域で設計するのであれば 10Hz 前後が最適だと考えられる。

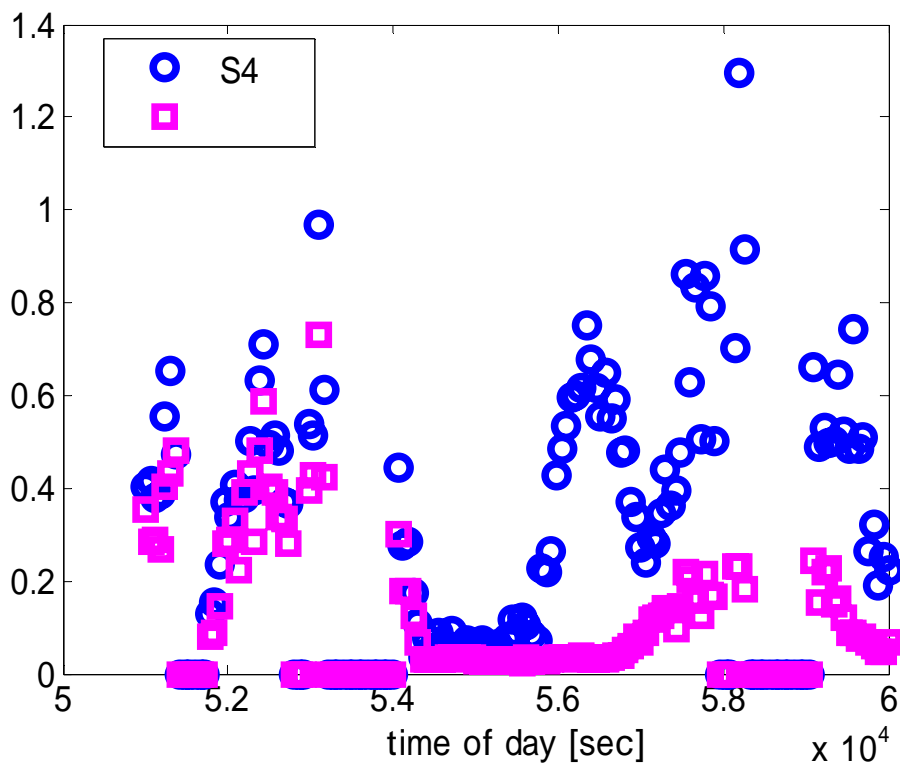


図 6-5

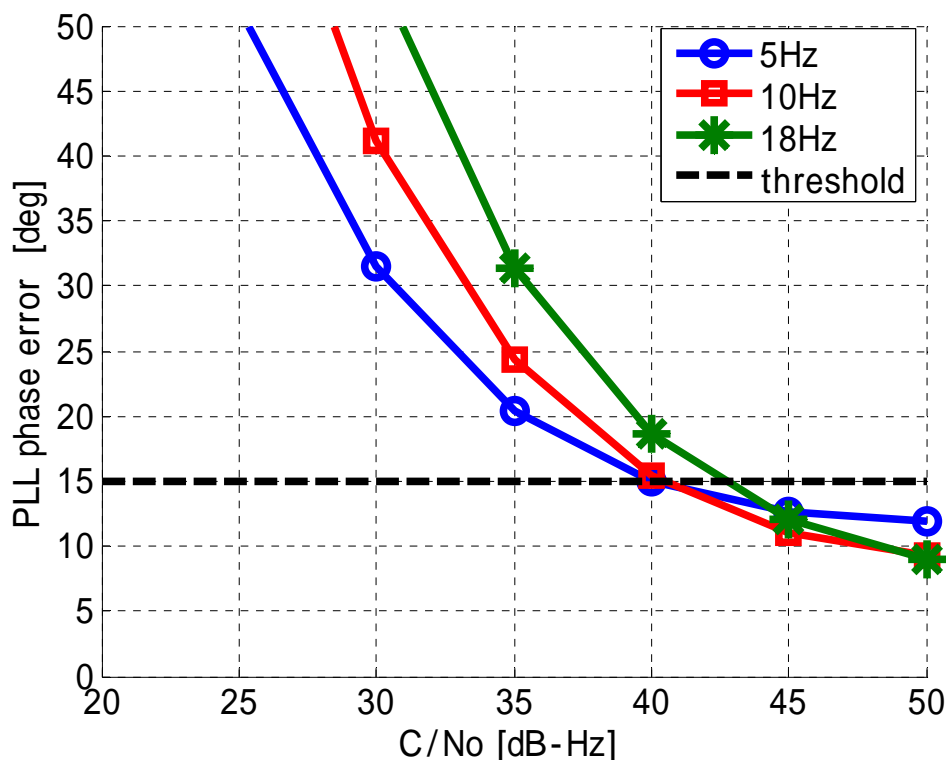


図 6-6 シミュレーションによる PLL の位相誤差  
 $C/N_0=50\text{dB-Hz}$ 、 $S_4 = 1.0$        $\sigma = 0.3$

## 6.2 数値シミュレーションによる性能評価

前節ではシンチレーションによる位相ジッタの増大やジャークの値を考慮して PLL の位相誤差の理論値を計算し、その性能を評価した。その結果、ジッタとダイナミックストレスをバランスよく低減できる帯域幅 10Hz の設計が最も適しているという考察を得た。

本節では、ソフトウェアの数値シミュレーションにより、ロック外れの回数から PLL の性能の評価を行う。シミュレーションには第 5 章で紹介したシンチレーションモデルをベースにしたシンチレーションジェネレータと簡易化された PLL のソフトウェアシミュレータを利用する。

### 6.2.1 シンチレーションジェネレータ

5.3 節のモデルに基づいたシンチレーションジェネレータ[9]の解説をする。観測データはロック外れによる欠損が多いため、モデルから連続したサンプルを生成することはシミュレーションを行う上で重要なプロセスである。図 6-7 は信号強度、位相シンチレーションのサ

サンプル生成プロセスの全体構成を示している。まず、信号強度シンチレーション  $\delta I$  と位相シンチレーション  $\delta\phi_{scint}$  のために、それぞれ独立の正規乱数 3,000 サンプル (60sec, 50Hz) が生成される。その後、式 5-4 の 2 次元変換によって  $\delta I$  と負の相関を持った  $\delta\phi$  が生成される。そして  $\delta I$  と  $\delta\phi$  は式 5-8 の形成フィルタを通過する。位相用のフィルタからは最終的な位相シンチレーションの変動量  $\delta\phi_{scint}$  が出力される。信号強度の変動量はフィルタ通過後、ガウス分布からガンマ分布へと変換される。この適合はガウス分布の累積分布関数から  $\delta I$  の値の確率を求め、同じ確率を持ったガンマ分布の値に置き換えるという処理を実行している。最後に  $\delta I$  の平方根をとることで振幅の変動量  $\delta A$  が得られる。

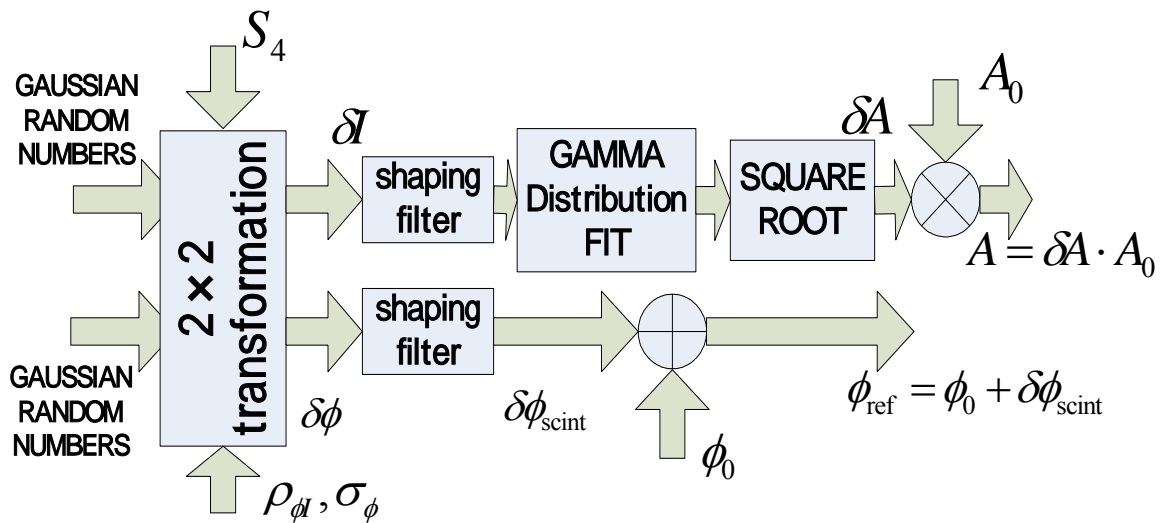


図 6-7 シンチレーションジェネレータ

### 6.2.2 PLL シミュレータ

シンチレーションのサンプルを生成した後は、PLL を評価するためのシミュレータが必要となる。図 6-8 は PLL シミュレータのブロック図を示している。このループは入力信号 (送信側) の搬送波と受信機の局部発振器から出力される搬送波の位相誤差 ( $\tilde{\phi} = \phi_{ref} - \hat{\phi}$ ) が 0 になるように動作する。この位相誤差の同相成分と直交成分は次式で表すことができる [9]。

$$\begin{aligned}
 I &= A^* \cos(\tilde{\phi}) + I_{noise} \\
 Q &= A^* \sin(\tilde{\phi}) + Q_{noise}
 \end{aligned}
 \tag{6-7}$$

ここで  $A^*$  は振幅シンチレーション  $\delta A$  が  $C/N_0$  に基づく振幅の公称値に適合された値である。振幅値の計算を次式に示す [11]。

$$A^* = \delta A \sqrt{2T_{coh}} 10^{0.1(C/N_0)} \frac{\sin(\tilde{\phi}_{dopp} \pi T)}{\tilde{\phi}_{dopp} \pi T} \quad 6-8$$

ここで  $\phi_{dopp}$  はドップラまたは周波数誤差（位相の 1 次微分）である。式 6-8 の  $C/N_0$  の値によって I と Q は標準化された値となるため、雑音として正規分布  $N(0,1)$  で独立同型分布 (i.i.d) の乱数  $I_{noise}$  と  $Q_{noise}$  を加える必要がある。

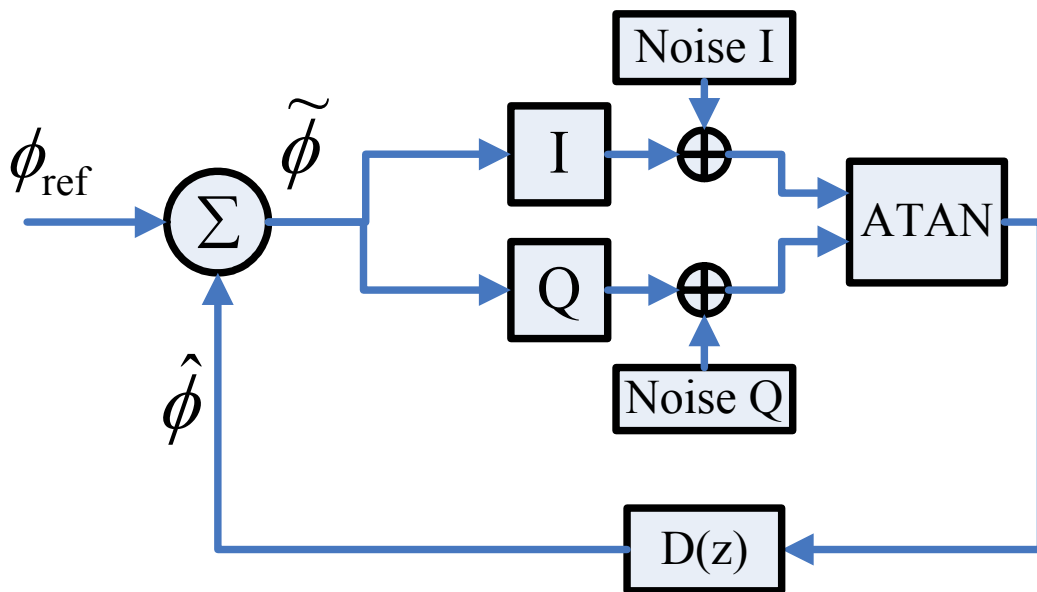


図 6-8

受信信号と基準信号の位相誤差  $\tilde{\phi}$  の測定は、I と Q がアークタンジェントのディスクリミネータを通過することで検出が可能となる。ここからは 3 章で解説した PLL 同様であり、ディスクリミネータから出力された位相誤差はループフィルタ(伝達関数  $D(z)$ )へと入力され、雑音を取り除かれ制御値となる。

### 6.2.2 性能評価結果

実際に受信機において、受信信号と基準信号の相関は位相差が大きくなると、同相チャンネル、直行チャンネルの両チャンネルに信号電力が現われる。位相差 45 度（制御周期が 20ms であれば周波数差 6.25Hz）以上となったとき、直行チャンネルの信号電力が同相チャンネルを上回り、位相のロックは外れ、メッセージの復調や観測の出力が不可能となる。さらに周波数差が広がり位相差 180° 周波数差が 25Hz を越えれば信号の相関利得は信号追尾そのも



のが不可能となる。この数値シミュレーションでは、200 秒間の信号追尾におけるロック外れの回数によって PLL の性能を評価する。シミュレーションではシンチレーションによる変動を含んだ搬送波位相  $\phi_{\text{ref}}$  が既知であるため、追尾中の精確な位相誤差が把握できる。ロック外れの判定は PLL の位相誤差  $\tilde{\phi} = \phi_{\text{ref}} - \hat{\phi}$  が 45 度を越えた場合、起こったものと判定している。受信機では、追尾するべき搬送波との位相差は精確にわからないため、このような検出方法を行うことは不可能であるが、帯域幅による性能の違いを純粹に比較したいため、この判定方法を選んだ。

まずは、シンチレーションのクラスが強 ( $S4 = 1.0$ ,  $\sigma = 0.8$ ) であるときのロック外れの回数を図 6-9 に示す。200 秒の信号に対して 20ms の制御周期であるため、フィードバック制御は 10,000 回実行していることになる。C/N0 が 20-35dBHz のとき、どの帯域の PLL においてもロック外れが頻発しており、信号追尾が困難なことが分かる。40dBHz 以上のときは、3つの PLL のロック外れは減少しており、10Hz が最適な帯域幅であることがわかる。これは、前節の理論値と傾向がほぼ一致している。

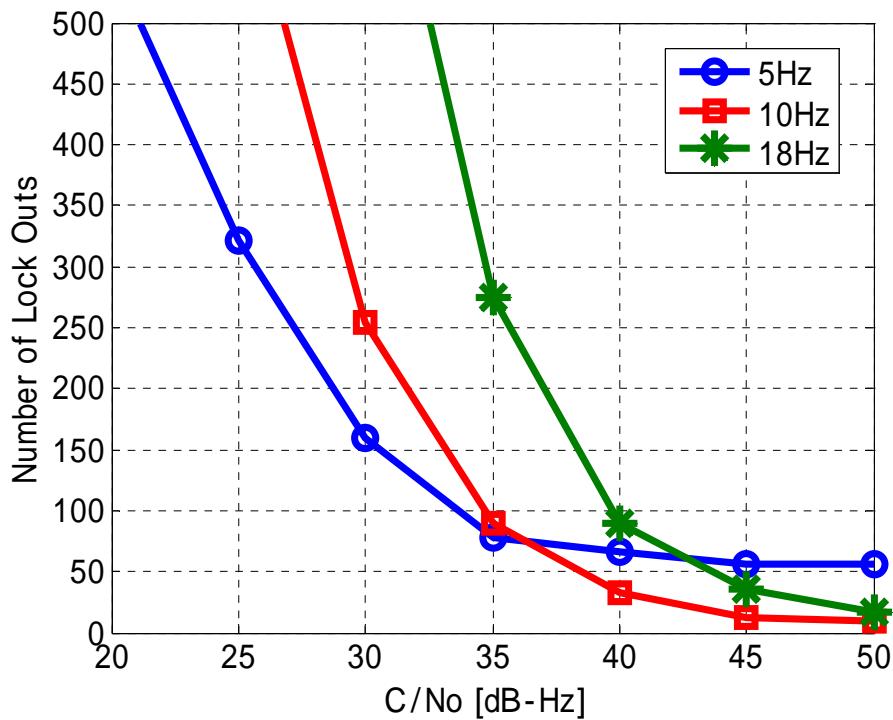


図 6-9 シミュレーションによるロック外れの回数  
C/N0=50dB-Hz、S4 =1.0、 $\sigma = 0.8$

続いて、シンチレーションのクラス中、弱、微弱についてのロック外れのグラフを図 6-10,6-11,6-12 に示す。クラス中では、クラス強に比べ、ロック外れの回数はやや減少している。C/N0 が 40dB-Hz 以上のときは 5Hz の PLL によるロック外れが最も多く、最も回数の少ない 10Hz が最適だと考えられる。クラス弱、微弱では、よほど信号が弱くない限り、帯域幅による違いは見られないが、弱い信号の追尾まで考慮すれば、熱雑音を低減する 5, 10Hz が適していると言える。

次に信号強度のクラスが強、位相が弱のときのロック外れのグラフを図 6-13 に示す。図 6-9 に比べ、ジャークが弱いため 5Hz の PLL によるロック外れが減少しており、最も安定していることがわかる。

数値シミュレーションによって確認したロック外れの統計量は、前節で求めた理論値に近い傾向を示しているが、位相のシンチレーションクラスが弱、微弱のときは狭帯域の PLL がロバスト性を持っていることが分かった。一概に、広帯域の方がロバスト性は高いとは言い切れない。固定帯域で設計するのであればバランスの良い 10Hz 前後が最適だという前節と同じ考察が得られるが、帯域可変の設計も重要だと考えられる。

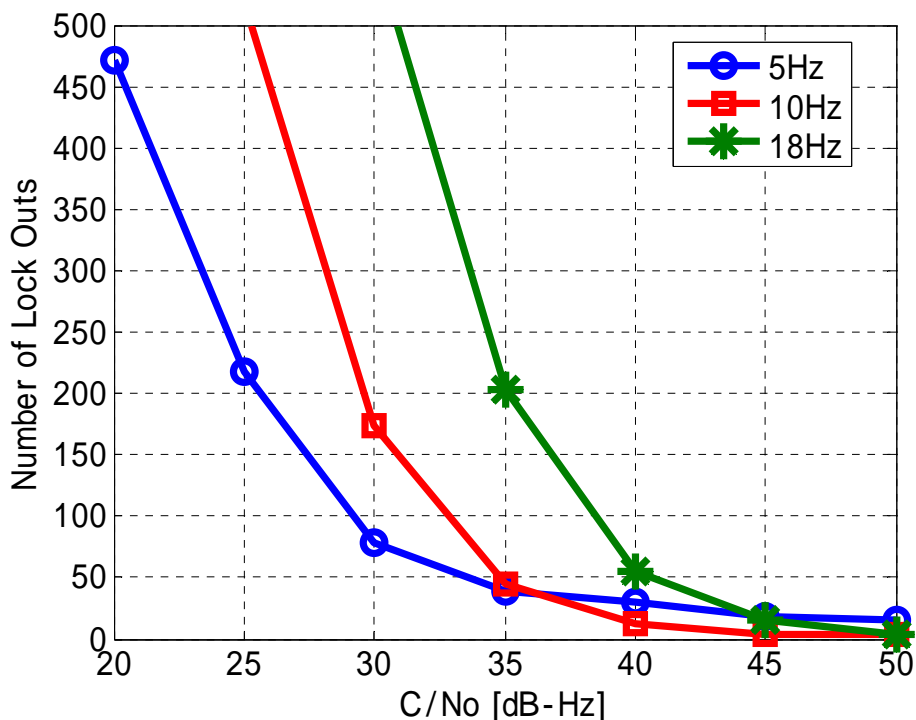


図 6-10 シミュレーションによる PLL の位相誤差

C/N0=50dB-Hz、S4 =0.9, = 0.7

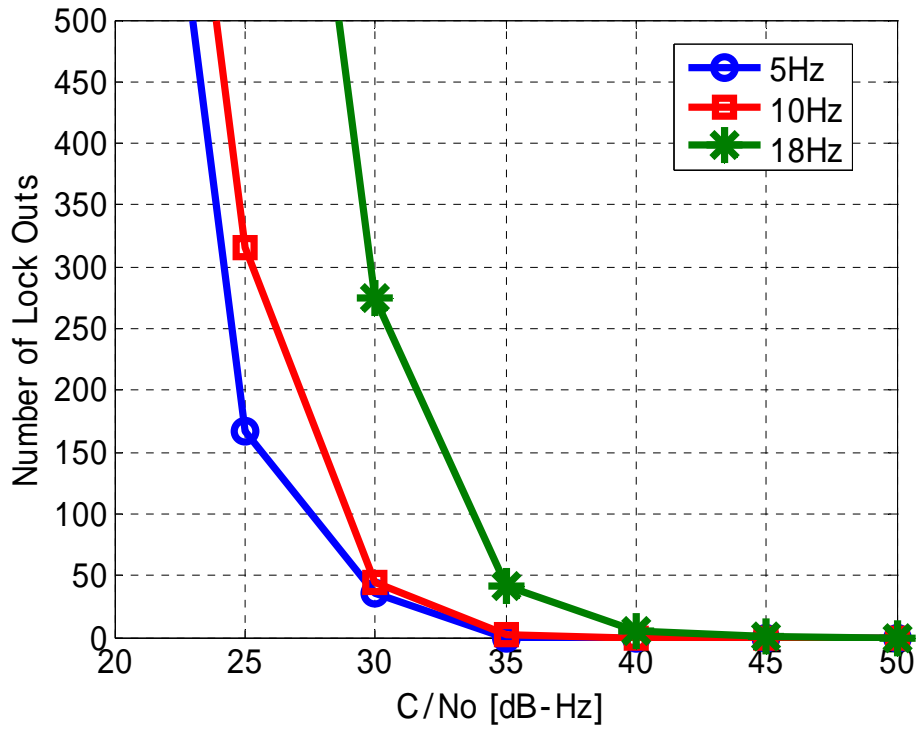


図 6-11 シミュレーションによるロック外れ  
 $C/N_0=50\text{dB-Hz}$ 、 $S_4=0.6$ 、 $\gamma=0.35$

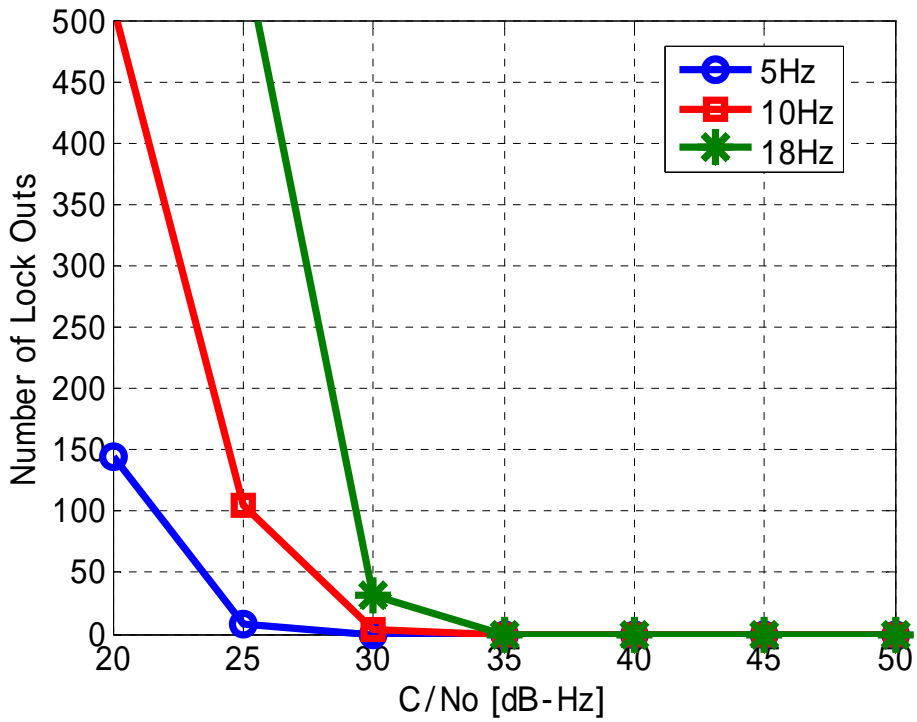


図 6-12 シミュレーションによるロック外れ  
 $C/N_0=50\text{dB-Hz}$ 、 $S_4=0.4$ 、 $\gamma=0.15$

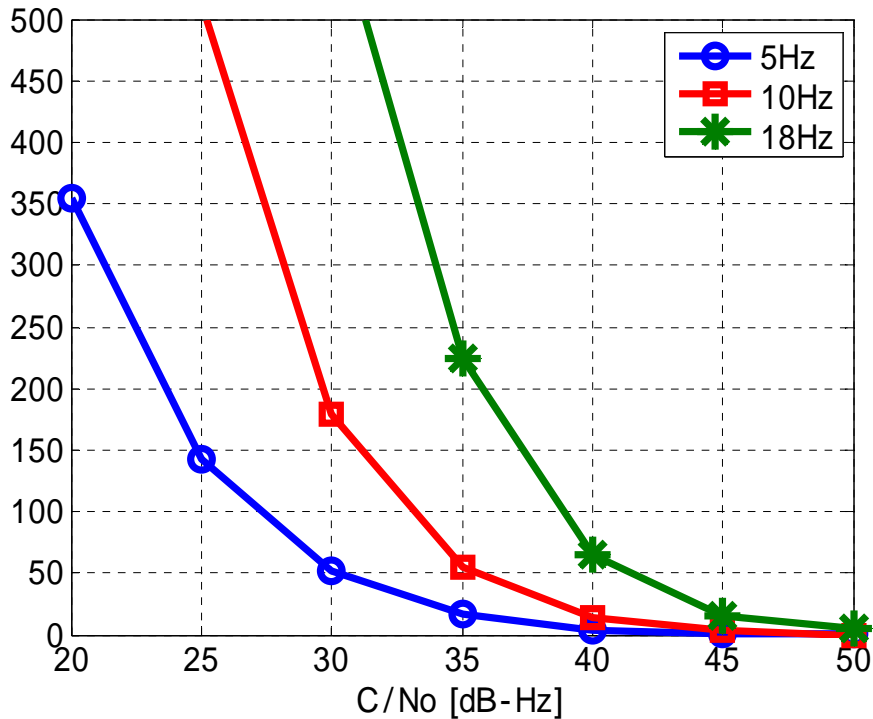


図 6-12 シミュレーションによる PLL のロック外れ  
 $C/N_0=50\text{dB-Hz}$ 、 $S_4=1.0$   $\sigma=0.3$

### 6.3 ソフトウェア受信機を利用した搬送波追尾の評価

6.1,6.2 節では、位相誤差の理論値と数値シミュレーションによるロック外れの回数から、シンチレーションのクラスや信号の強度によって最適な帯域は変化するため、固定帯域の設計ならば、10Hz 前後が妥当であるという考察を得た。特に、信号強度のクラスが強、位相のシンチレーションクラスが弱のような状況では、狭帯域の PLL のロバスト性が高いという傾向が見られた。本章では、このような状況に対する現実的評価を行うべく GPS の RF 信号を生成する GPS シミュレータとソフトウェア GPS 受信機を利用して PLL のロバスト性を評価した。評価内容は、PLL のディスクリミネータから出力される位相誤差、ロック外れの回数、フィルターが位相をロックさせるまでの過渡応答をそれぞれの帯域で比較した。

### 6.3.1 シミュレーションの概要

シミュレーションは、GPS の RF 信号を出力するシミュレータとソフトウェア GPS 受信機を用いて行われた。その構成を図 6-13 に示す。シミュレータには SPIRENT 社製の GPS シミュレータを、ソフトウェア GPS 受信機には 3 章で紹介した PC ベースのソフトウェア受信機を利用している。流れとしてはまず、 $S_4$  値を 6.2.1 項で解説したシンチレーションジェネレータに入力し信号強度と搬送波位相の変動成分を生成する。次に GPS シミュレータのオペレーションソフトウェアにより、生成したシンチレーションの変動成分を特定の衛星信号の生成に与える。シミュレータから生成された GPS 信号は 3 章で紹介した Dual-Frequency GPS Front End と PCDAQ を利用して受信機の母体である PC のハードディスクに格納、解析が行われる。

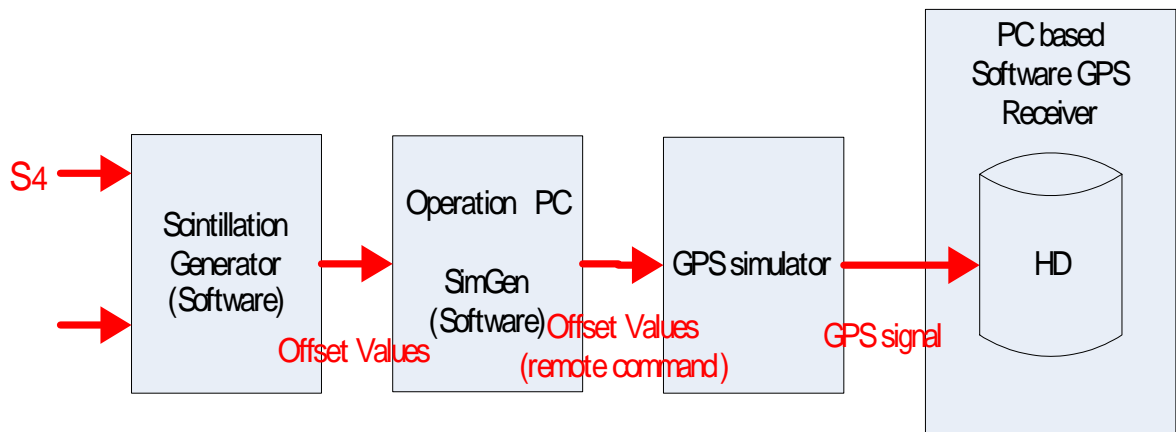


図 6-13 シミュレーションのコンセプト

### 6.3.2 GPS シミュレータ

アナログの GPSRF 信号を生成するシミュレータには SPIRENT 社製の GSS 6560 型 12ch GPS/SBAS シミュレータを使用している。GSS6560 型は、12ch の独立した GPS・SBAS 信号の生成を可能としている。シミュレータは、GPS 携帯をはじめカーナビ、航空機搭載機器、車のトラッキング等 GPS、SBAS を利用した各種アプリケーションテストを可能としている。付属するシナリオによる試験の他に、シナリオ作成機能を利用することでユーザは地球上のあらゆる場所の衛星状態を実現することができる。また、シナリオ作成には任意の環境を設定ができ、マルチパスや電離層遅延を模擬した誤差を信号に与えることも可能としている。シナリオの内容を表 6-2 に示す。

表 6-2 シナリオの内容

年月日	2002年3月29日
時刻	JST 24時
アンテナ位置	沖縄県那覇市 (N26E128, 磁気緯度15度)
PRN	15
C/N <sub>0</sub>	40dB
S <sub>4</sub>	1
	0.3

### 6.3.3 シミュレーションの結果

シミュレーションの結果を示す。まず、帯域 5、10、18Hz それぞれの PLL における 200 秒間のロック外れの回数と位相誤差を表 6-3 に、ディスクネータからの出力を図 6-14 ,6-15 ,6-16 に示す。表を見るとやはり理論値や数値シミュレーションの結果と同様、18Hz の PLL におけるロック外れは最も多い。5Hz と 10Hz の差は理論値や数値シミュレーションではあまり大きく現われていないが、この結果から 5Hz は位相シンチレーションによる影響のため、10Hz より若干性能が低いことが分かる。この位相誤差やロック外れの回数は、理論値やソフトウェア数値シミュレーションと比べると、計算方法や検出方法に違いがあるが、傾向はほぼ一致しており、この状況では 10Hz の PLL が最もロバスト性が高いことがわかる。

表 6-3

帯域幅(Hz)	ロック外れ	位相誤差RMS ( ° )
5	16	13
10	14	10.8
18	32	15

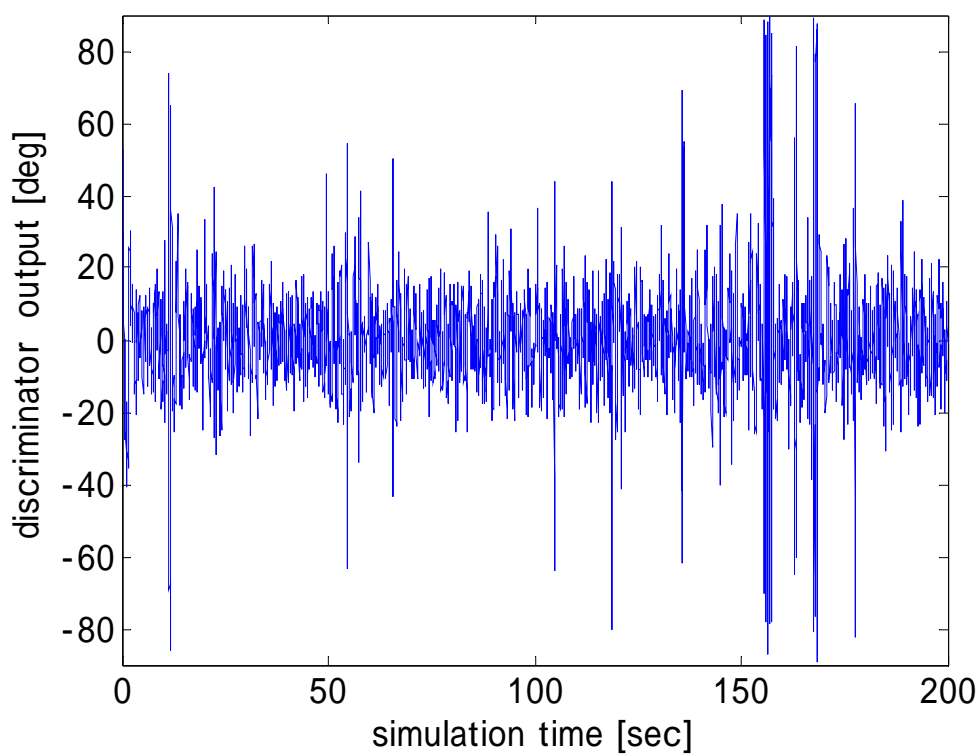


図 6-14 ディスクリミネータの出力 帯域幅 5Hz

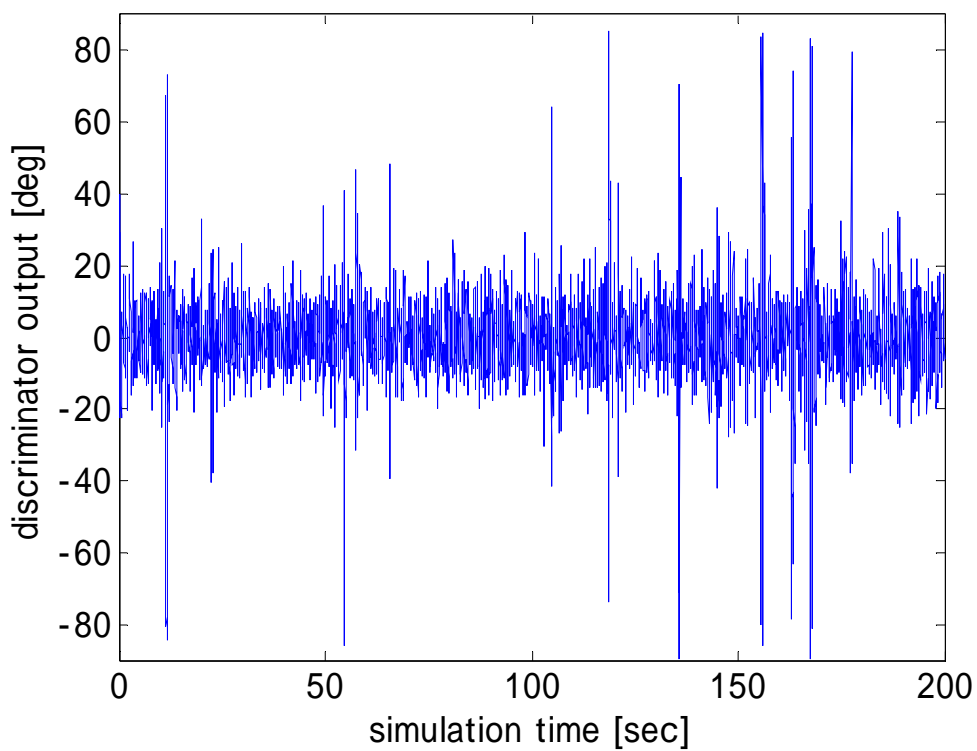


図 6-15 PLL ループフィルタの出力 帯域幅 10Hz

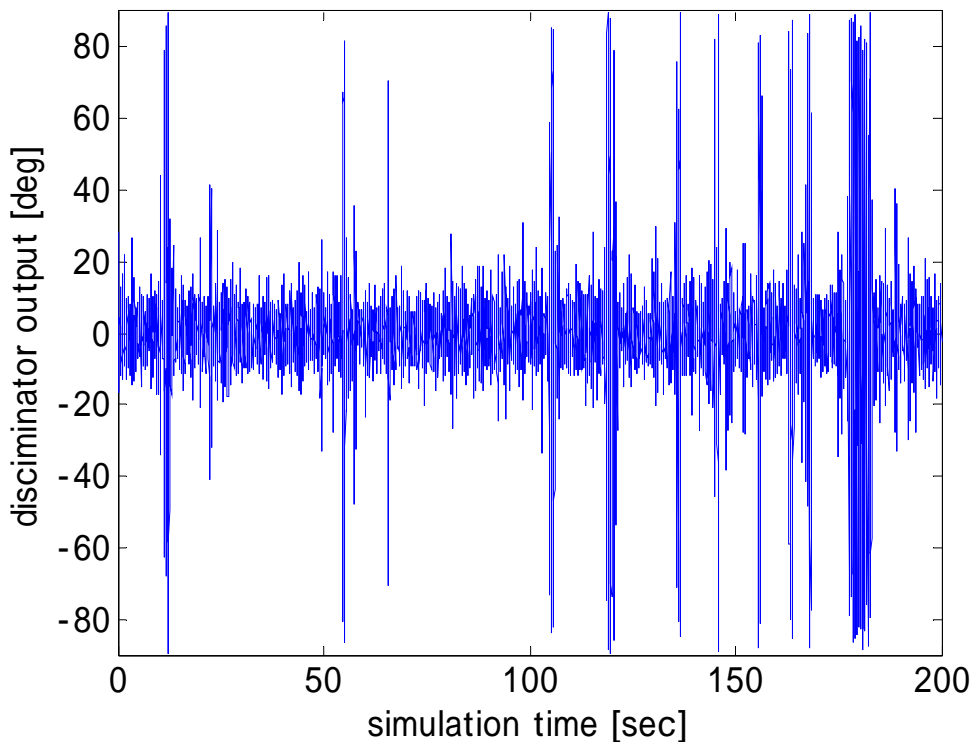


図 6-16 PLL ループフィルタの出力 帯域幅 18Hz

位相誤差の理論値や数値シミュレーションでは、PLL が位相をロックしている前提のもとに評価を行ってきた。本節では、PLL の過渡応答に関する各帯域の性能を示す。図 6-17 はシンチレーションの発生していない状態での帯域 5,10,18Hz の PLL の過渡応答を示したグラフである。図からも分かるように、狭帯域の PLL は広帯域のものに比べて過渡応答が長い。つまり、狭帯域の PLL が出力する制御値が小さいため、受信信号の位相を捕らえるまでに時間がかかるということである。広帯域の PLL は位相を捕らえるのが早い、出力が大きいため、第 3 章でも解説したように観測量にも雑音が多くのもになってしまう。次にシンチレーション発生時の過渡応答を図 6-18 に示す。このようにシンチレーションが生じているとき 5Hz のような狭帯域の PLL は不規則に変動する基準信号の位相を捕らえることができない。つまり、一度シンチレーションによってロック外れが起こると、信号の再補足の後 5Hz の PLL は追尾を再開できない可能性がある。このような事象からも最適な帯域は 10Hz であるという結論に達する。



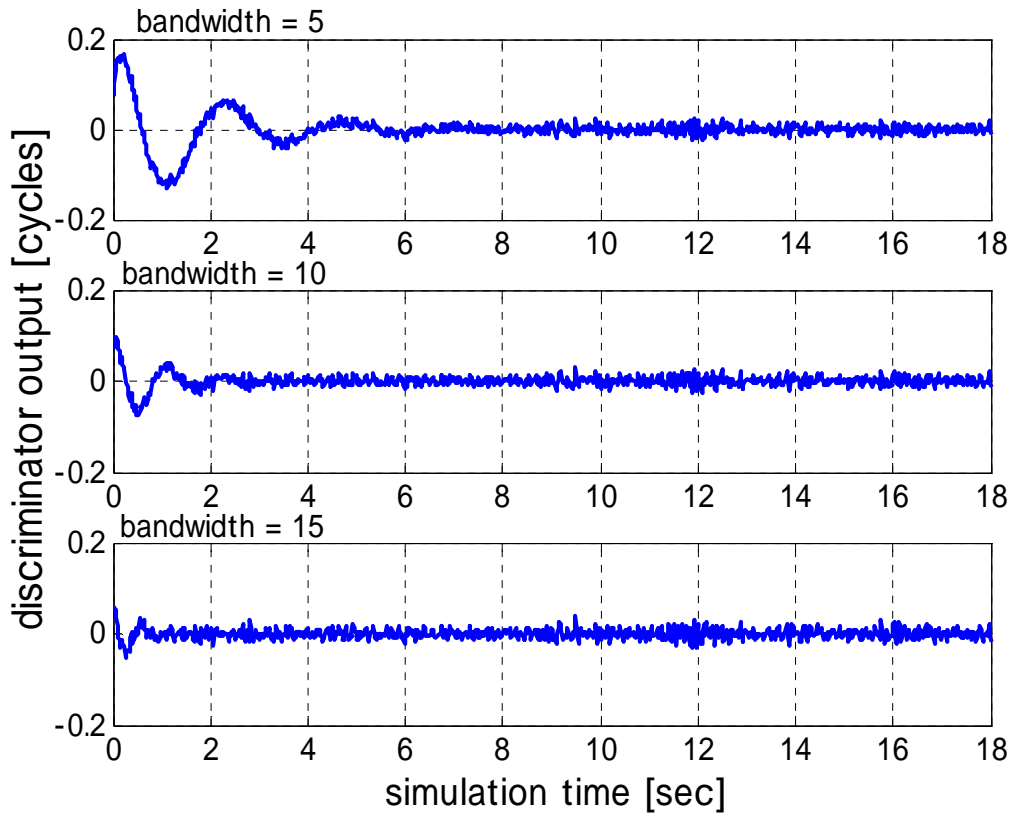


図 6-17 通常の PLL の過渡応答

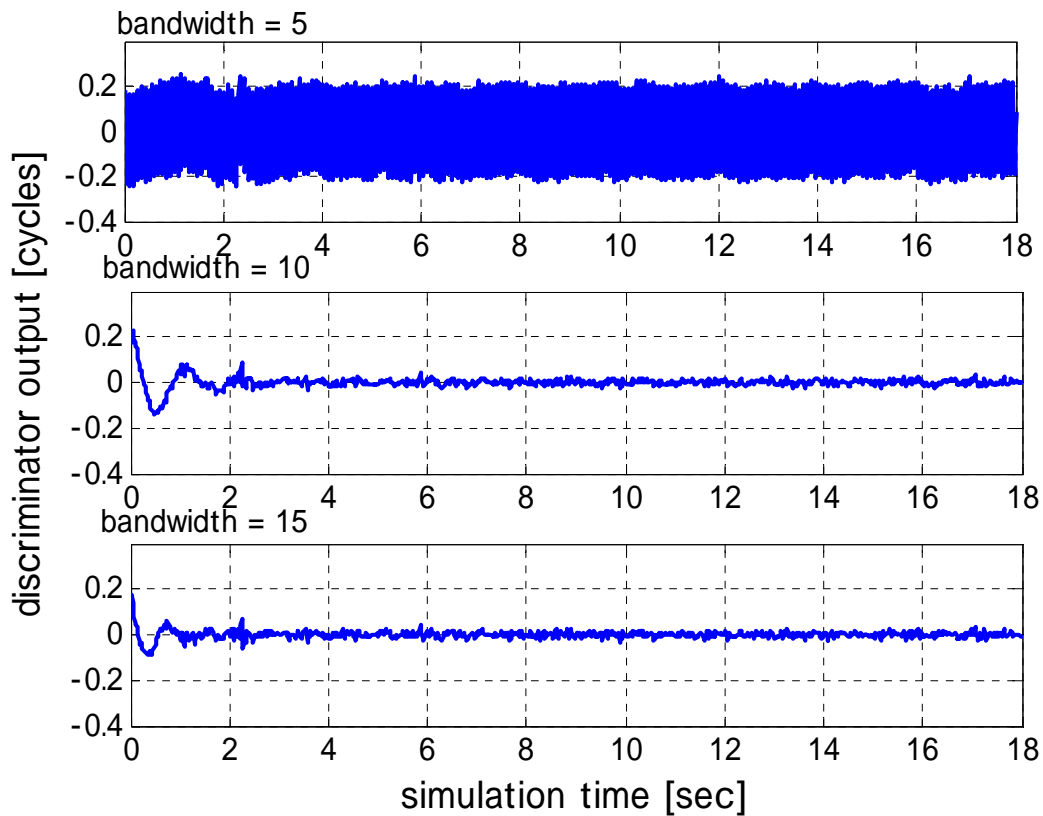


図 6-18 シンチレーション発生時の PLL の過渡応答

## 6.4 考察

本章では、位相誤差の理論値、数値シミュレーション、ソフトウェア受信機によるシミュレーションを通して電離層シンチレーションにたいする PLL の性能評価を行った。位相誤差の理論値の計算結果から、狭帯域の PLL は位相のシンチレーションのクラスが強いとき位相誤差は増大することが、広帯域の PLL も  $C/N_0$  が低い信号に対して位相誤差が大きいことがわかった。数値シミュレーションでは、位相のシンチレーションクラスが弱以下のとき 5Hz の PLL のロック外れが最も少ないという結果が得られたが、ソフトウェア受信機による解析で 5Hz の PLL は過渡応答での安定性が低いという問題点も確認された。

以上の事象を総合すると固定帯域の PLL の設計には 10Hz 前後が最適だという結論が得られる。

また、これらのシミュレーションで使用したソフトウェアシミュレータや GPS シミュレータ、ソフトウェア受信機は、理論値との傾向の一致性から、今後シンチレーションに関する研究を継続する上で信頼できる評価ツールと言える。

今後の課題としては、信号品質を受信機の処理情報から評価し適正な帯域に切り替えるアルゴリズムの実装や従来とはことなるフィルタの実装、評価が挙げられる。

## 参考文献

- [1] J Arons, S Basu : Ionospheric Amplitude and Phase Fluctuations at the GPS Frequencies, *Proceedings of the ION GPS-1994*, Slat Palace Convention Center, Salt Lake City, UT, Sept. 20-23, pp.1569-1578. 1994
- [2] R S Conker, M B El-Arini, C Hegarty, and T Hsiao : Modeling the effects of ionospheric scintillation on GPS/SBAS availability, MP-00W0000179, Center for Advanced Aviation System Development, the MITER. Crop, McLean, VG, Aug2000
- [3] E Fremouw, et.al.: On the Statistics of Scintillating Signals, *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, Vol. 42, pp. 717-731, 1980.
- [4] C Hegarty, M B El-Arini, T Kim, and S Ericson : Scintillation modeling for PS/Wide Area Augmentation System receivers, in *Radio Science*, Vol.36, No.5, pp 1221- 1231, 2001
- [5] E D Humphreys, M L Psiaki, P K Kinter Jr, GPS Carrier Tracking Loop Performance in the Presence of Ionospheric Scintillation, in *Proceedings of ION GPS/GNSS*, pp. 156-166, 2005 13-16Sept., Long beach CA,
- [6] E D Kaplan : Understanding GPS: Principles and Applications, Artech House Publishers, 1996
- [7] K Matsunaga, K Hoshinoo, K Igarashi : Observation of Ionospheric Scintillation on

- GPS Signals in Japan, *Proceedings of the 2002 National Technical Meeting of the Institute of Navigation*, pp. 713 – 718, 2002 January 28 - 30
- [8]M L Psiaki. and H Jung : Extended Kalman Filter Methods for Tracking Weak GPS Signals, *Proceedings of the 2002 ION GPS Conf.*, Portland, Oregon, pp. 2539–2553, 2002
- [9]Pullen S, Opshaug G, Hansen A, Walter T, Enge P and Parkinson B : A preliminary study of the effect of ionospheric scintillation on WAAS user availability in equatorial regions, *Proceedings of the ION GPS* , pp 687-699, 1998 15-18 Sept, Alexandria, VA
- [10]S Skone, G Lachapelle, D Yao, W Yu, and R. Watson :Investigating the Impact of Ionospheric Scintillation using a Software Receiver, in *Proceedings of ION GPS/GNSS 2005*, pp 1126-1137, U.S. 2005 13-16 Sept, Long Beach CA
- [11]A.J Van Dierendonck, :GPS Receivers (1996), in B. Parkinson and J. Spilker, Eds., *Global Positioning System: Theory and Applications*. Washington, D.C.: AIAA, Volume I, Chapter 8, pp. 329-407
- [12]W Yu, G Lachapelle, S Skone :PLL Performance for Signals in the presence of Thermal Noise Phase and Ionospheric scintillation, *Proceedings of the ION GPS/GNSS*, Fort Worth, 2006 20-25,
- [13]Legrand, F., Macabiau, C., Issler, J.-L., Lestarquit, L. C. Mehlen :Improvement of pseudorange measurement accuracy by using fast adaptive bandwidth lock loops, *Proceedings of the ION GPS 2000*, pp. 19-22, 2000, Salt Lake City, UT,
- [14]A.J Van Dierendonck, Q Hua: Measuring Ionospheric Scintillation Effects from GPS Signals, *Proceeding of ION 57th Annual Meeting*, pp.391-396, 2001 1, Albuquerque, NM
- [15] G. Bishop, S. Basu, E. Holland & J. Secan: Impacts of Ionospheric Fading on GPS Navigation Integrity, *Proceedings of ION GPS-94*,Institute of Navigation, Salt Lake City, UT, U.S.A., pp.577-585, September 1994.
- [16] P.H.Doherty, S.H.Delay,C.E.Valladares & J.A. Klobuchar: Ionospheric Scintillation Effects in the Equatorial and Auroral Regions, *Proceeding of ION GPS 2000*, Institute of Navigation,Salt Lake City, UT, U.S.A., pp.662-671, September 2000.
- [17] M.Knight, M.Cervera & A.Finn: A Comparison of Predicted and Measured GPS performance in an Ionospheric Scintillation Environment, *Proceedings of ION GPS 99*, Institute of Navigation, Nashville, TN, U.S.A., pp.1437-1450, September 1999.
- [18] K. M. Groves, et al.: “A comparison of GPS Performance in a Scintillation Environment at Ascension Island”, *Proceeding of ION GPS 2000*, Institute of Navigation, Salt Lake City,UT,U.S. A., September 2000.
- [19] S.Skone and K.Knudsen:“Impact of Ionospheric Scintillation on SBAS Performance”,*Proceeding of ION GPS 2000*, Institute of Navigation, Salt Lake City, UT, U.S.A., pp.284-293, September 2000.

## 第7章

### 結論

#### 第4,5,6章の結論を述べる

##### 第4章について

L2Cの信号処理アルゴリズムを紹介し、L1C/A-L2Cの2周波電離層遅延量推定の評価を行った。その結果、以下のことが確認された。ひとつはL2Cの $C/N_0$ はL2P(Y)の $C/N_0$ よりも高いこと、もうひとつは、適切なDCBの補正があればL1C/A-L2Cの電離層遅延量推定が可能であることである。L2Cの拡散コードが暗号化されておらず信号追尾で完全なスペクトラム逆拡散が可能のため、L2P(Y)のようなセミコードレスの信号追尾に比べ、利得が高い。 $C/N_0$ が高いということは、いままで使用されていた2周波アプリケーションがL2Cの追加によってより広い範囲でより安定した利用できる可能性があることを意味する。

低仰角に入るとL2Cの $C/N_0$ はL1C/Aの $C/N_0$ と等しいもしくは上回る傾向があったが、これは使用したAshtech 701073 Radome antenna のL1,L2周波数に対するパターンの僅かな違いによるものだと考えられる。

今回の電離層遅延推定の実験では、残念ながら両信号の精度を明確に比較することは出来なかった。よって、今後の課題には、DCBの補正、同一の受信機によるL2C、L2P(Y)の比較が挙げられる。

##### 第5章について

国内の観測データと既存のモデルを比較した結果、全てのデータが分布モデルと完全に一致しないまでも、良く適合していることが確認できた。今回、調査した信号強度のスペクトルは米国のモデルに比べ周波数がやや低く狭帯域であるという特性が見られた。信号強度と位相の相関は双方のシンチレーションの強度によって変化があり、双方のシンチレーションが弱いときに相関が落ちる傾向があった。これは変動成分が他の雑音に埋もれるためだと考えられる。

観測データはロック外れによる欠損が多いため、モデルから連続したサンプルを生成することは受信機の信号処理のシミュレーションを行う上で重要なプロセスである。今回の調査で、既存モデルは実データとの適合の度合から信号処理性能の評価に有用であると言える。

## 第6章について

位相誤差の理論値、数値シミュレーション、ソフトウェア受信機によるシミュレーションを通して電離層シンチレーションにたいする PLL の性能評価を行った。位相誤差の理論値の計算結果から、狭帯域の PLL は位相のシンチレーションのクラスが強いとき位相誤差は増大することが、広帯域の PLL も  $C/N_0$  が低い信号に対して位相誤差が大きかった。数値シミュレーションでは、位相のシンチレーションクラスが弱以下るとき 5Hz の PLL のロック外れが最も少ないという結果が得られたが、ソフトウェア受信機による解析で 5Hz の PLL は過渡応答での安定性が低いという問題点も確認された。以上の事象を総合すると固定帯域の PLL の設計には 10Hz 前後が最適だという結論が得られる。今後の課題としては、信号品質を受信機の処理情報から評価し適正な帯域に切り替えるアルゴリズムの実装や従来とはことなるフィルタの実装、評価が挙げられる。