

GPU を用いた時刻比較用
ソフトウェア GPS 受信機の開発に関する研究

後藤 忠広

電気通信大学大学院情報システム学研究科
博士（工学）の学位申請論文

2014 年 3 月

GPU を用いた時刻比較用
ソフトウェア GPS 受信機の開発に関する研究

博士論文審査委員会

主査 本多 弘樹 教授

委員 多田 好克 教授

委員 吉永 努 教授

委員 大須賀 明彦 教授

委員 近藤 正章 准教授

(東京大学)

委員 李 還幫 客員教授

著作権所有者

後藤 忠広

2014

A study for development of a GPU based software GPS receiver for time transfer

Tadahiro Gotoh

Abstract

Global Navigation Satellite System (GNSS) based time transfer is a one of the important techniques for the determination of International Atomic Time (TAI). In particular, the Global Positioning System (GPS) is the most used time transfer technique for international time comparison networks. In this study, a precise time transfer GPS receiver using software defined radio (SDR) has been developed.

TAI is derived by averaging atomic clocks which are kept at various National Metrology Institutes (NMIs) around the globe. In order to measure the time differences between each clock, NMIs use time transfer techniques, either based on GNSS or by making use of commercial communication satellites. In the case of GNSS time transfer, the usage of carrier phase measurements improves time transfer precision by about 2 orders as compared to pseudo-range measurements. In addition, dual frequency measurements can cancel ionosphere propagation errors. Receivers which are used for time transfer purposes should allow usage of external time and frequency reference signals, ensuring that the received GNSS signals are then sampled w.r.t. these reference signals, which are usually derived from the atomic clocks. However, off-the-shelf geodetic receivers which provide dual frequency measurements do not support the input of external reference signals, which prevents them from being used for time transfer purposes. A few dedicated dual frequency GNSS receivers are commercially available for time transfer purposes. However, such receivers are far more expensive than commercially available geodetic GNSS receivers. In order to improve the accuracy of TAI, it would be good to have dual frequency GNSS receivers at most NMIs. However, at the moment only half of all NMIs which participate in an international time link have such an expensive dual frequency receiver deployed at their laboratory.

Software GNSS receivers, which are basically software defined radios (SDRs) applied to GNSS signals, have been studied very actively in recent years. Such a receiver uses an inexpensive versatile analog-to-digital converter (ADC) in order to sample the GNSS signals, and most digital signal processing parts can be implemented by means of software on a personal computer. One advantage of a SDR based receiver is that all computations can be performed by floating point precision, in comparison to a hardware logic which uses either an integer or fixed-point precision representation for the data processing. In addition, one can easily test the implemented logic without the need for a

dedicated simulator. Moreover, data from the A/D sampler can also be stored on hard disks and played back on demand.

Within the scope of this thesis a SDR based dual frequency GPS receiver for time transfer has been developed. This receiver makes use of a versatile ADC, which can be synchronized to an atomic clock, and software correlation is performed on a personal computer. As for the latter processing option the data throughput of software-based digital signal processing could be a limitation graphics processing units (GPUs), which have been originally designed for computer games, are utilized. In doing so, a processing speed that is equivalent to hardware logics can be achieved. As the implementation of a time domain (XF) correlation scheme is difficult to be expressed in an optimized way on the GPU, a frequency domain (FX) correlation approach is being used. In general, the processing speed of a XF architecture might be faster than an FX implementation for a small number of correlation lags since an FX-based processing requires heavy FFT computations. However, because FFT algorithms can be ported very efficiently to a parallel architecture, the usage of the FX algorithm, which has some advantages for software correlation, becomes feasible when implementing the signal processing on a massive parallel device like a GPU.

In order to evaluate the performance of the developed software receiver, a zero-baseline experiment has been carried out and measurements were compared with those from a commercial hardware receiver. The pseudo-ranges measured by the software and hardware receiver were consisted within 5 ns, and statistics reveal that the differences follow the distribution of white phase noise. On the other hand, small variations on the order of a few tens of picoseconds were found in the carrier phase residuals. Such inter-system differences are likely introduced from the temperature instability of the RF front-end oscillator. Thus, one needs to study the temperature dependency of the oscillators and eventually temperature-control the RF front-end box.

The software receiver was also used to carry out a remote clock comparison of hydrogen masers at two remote locations, and a short term time transfer precision of 10^{-13} could be accomplished. However, the long-term precision was degraded because the number of satellites transmitting the civil L2 signal, which is necessary for a dual-frequency software receiver, was low. Double differences between GPS carrier phase and two-way satellite time and frequency transfer (TWSTFT) were consisted within an RMS of 2 ns. Also in this comparison it could be shown that due to the low number of L2C satellites, jumps are introduced in the time link.

New GNSS satellite systems such as GALILEO or BEIDOU will become operational in the near future, and satellites from these new systems are expected to transmit new civil precise ranging signal. Other than hardware GNSS receivers, SDR based receivers have capability to support such new signals very flexibly. Thus, it is planned to update the software in order to support multi-GNSS which would achieve better time transfer precision and, in general, would improve the accuracy of TAI time links.

GPU を用いた時刻比較用

ソフトウェア GPS 受信機の開発に関する研究

後藤 忠広

概要

全地球測位衛星システム (Global Navigation Satellite System; GNSS) の信号を仲介とした時刻比較は、国際原子時 (International Atomic Time; TAI) 決定のための方式の一つである。本研究では、高精度な時刻比較に対応したソフトウェア無線技術による GPS 受信機の開発を行った。

TAI は、世界各国の標準機関 (National Metrology Institute; NMI) が保持する原子時計の歩度を元に決められる。このため、NMI では GNSS や商用通信衛星などを使用して互いの原子時計間の時刻差を計測している。GNSS 時刻比較では、搬送波位相を観測量として使用することで、擬似距離のみを使用した場合と比べ二桁程度時刻比較精度を改善できる。また、GPS では L1 帯と L2 帯の二周波を受信することで電離層の影響を相殺した時刻比較が行える。時刻比較を行うためには、GPS 受信機に原子時計から供給される 10 MHz と 1 PPS 信号を入力し、受信した GPS 信号を外部から入力された 10 MHz と 1 PPS に同期して記録する必要がある。しかし、通常の二周波観測が可能な測地用 GPS 受信機には 10 MHz や 1 PPS の入力端子は無く時刻比較目的には使用できない。一部、時刻比較に対応した受信機も市販されているが、種類は限られており、価格も測地用に比べると高価である。TAI 高精度化のためには、多くの NMI が二周波受信機による観測を行うことが望ましいが、現状では高価な受信機を保持している NMI は全体の半数程度である。

一方、汎用のアナログ・デジタル変換器 (Analog-to-Digital Converter; ADC) はサンプリングクロックの切替えに対応した機種が多く、外部基準信号に同期してサンプリングを行えるため、これら ADC に原子時計からの信号を供給し GNSS 信号を記録すれば、高価な市販受信機を使用せずとも高精度な時刻比較が行える。近年では、専用の ADC と論理回路により構築されていたデジタル信号処理を、汎用の ADC とパソコン上のソフトウェアで行うソフトウェア無線 (Software-Defined Radio; SDR) 技術の研究が進んでおり、GNSS の信号処理をパソコン上で行うソフトウェア GNSS 受信機の開発も数多く行われている。デジタル信号処理部をソフトウェアで実装することで、アルゴリズムの実装やデバッグが論理回路に比べて簡単に行える。装置専用のシミュレーターがなくても、アルゴリズム単体から装置全体にわたる評価まで容易に行えるなど利点が多い。GPS 衛星が送信する測位信号は、複数の衛星が同一の搬送波に異なる擬似雑音 (Pseudo Random Noise; PRN) 符号を拡散した符号多重化方式が採用されている。これまではコード周期が短い民生用信号は搬送波周波

数が 1.5 GHz 帯の L1 にしか送信されておらず、1.2 GHz 帯の L2 では暗号化された軍用コードのみ送信されていた。軍用コードの復調をソフトウェア上で実装することは難しく、二周波観測が可能なソフトウェア受信機は極めて稀であった。しかし、2005 年以降に打ち上げられた衛星では L2 にも民生用信号が送信されていることから、ソフトウェア受信機でも容易に二周波観測が可能となった。

本論文では、高精度な時刻比較用受信機を安価に構築するため、外部同期可能な汎用 ADC とパソコン上のソフトウェア相関器による二周波時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機を開発し、その性能を評価した結果についてまとめる。デジタル信号処理をパソコン上のソフトウェアで行う場合、ハードウェアで実装した場合と比べてどうしても処理速度が劣る。本研究では、ゲーム用に開発された画像処理ボード (Graphics Processing Unit; GPU) を使用することで、ハードウェアと同等の処理速度をソフトウェア相関器で実現した。FPGA などによる論理回路では、シフトレジスタと加算器の組み合わせで時間領域の相関器を容易に構築できるが、GPU のような並列計算機では積和演算は最適化が難しい。そこで、周波数領域の相関アルゴリズムを採用することで並列計算機での最適化を行った。通常は周波数領域に変換する際、大量のサンプリングデータに対して FFT を行う必要から時間領域の方が有利であることが多いが、FFT のアルゴリズムは並列計算機に最適化されており、GPU では周波数領域で行った方が高速に処理できる。

開発したソフトウェア受信機を使用して、共通アンテナ、共通基準信号による市販 GNSS 受信機との比較と、遠隔地におかれた原子時計間の時刻比較実験を行った。市販 GNSS 受信機との比較では、擬似距離は低仰角における C/N_0 が悪い状態を含めても 5 ns 以内で一致しており、ヒストグラムからも白色雑音で分布していることが確認できた。一方、搬送波位相には RF フロントエンドで周波数変換に使用した発振器の温度特性とみられる変動成分が検出された。今後、周波数変換用発振器の温度特性を調査するとともに、装置の恒温化などの対策が必要である。

原子時計間の比較では、水素メーザーを使用した時刻比較精度の評価と、衛星双方向時刻比較方式との同時観測による時刻比較結果の正しさを評価した。比較精度の評価では、短期は水素メーザーの比較が可能な 10^{-13} 台の結果を得た。しかし、現状では L2 民生用信号を送信する衛星が時間帯によっては減少してしまうため、このような時間帯では時刻飛びが生じ長期安定度が劣化した。そのため、平均化時間に対して理想的な $1/\tau$ の改善は得られていないが、今後 L2 民生用信号に対応した衛星が増加することで、1 日平均で 10^{-15} 台に達すると考えられる。衛星双方向方式との比較では標準偏差で 2 ns 以内の一致度を得たが、やはり衛星数が減少する時間帯では時刻飛びの影響が見られた。一方、時刻飛びがない区間では 1 ns 以内の一致度と、これまで行われた既存実験と同等の精度が得られており、正しい時刻比較が行えていることを確認した。

ここ数年、欧州や中国では独自 GNSS の運用が開始されようとしているほか、日本やインドでは地域的な測位衛星を打ち上げるなど、マルチ GNSS の時代が到来したと言われている。また、新しい衛星ではより高精度な測位信号の送信も始まっている。ソフトウェア受信機ではこれら新しい信号に柔軟に対応可能であることから、今後はマルチ GNSS に対応した受信機の改良を図り、より高精度な時刻比較が行えるよう引き続き開発を進めたい。

目次

第 1 章	はじめに	1
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の必要性	2
1.3	研究の目的と内容	2
1.4	本論文の構成	4
第 2 章	原子時計の比較方法	7
2.1	はじめに	7
2.2	原子時計の出力	7
2.3	比較手法	8
2.4	比較結果の評価方法	11
2.5	まとめ	14
第 3 章	GPS 時刻比較	15
3.1	はじめに	15
3.2	全地球測位システム	15
3.3	衛星信号	16
3.4	単独測位	19
3.5	GPS 時刻比較の歴史	20
3.6	観測方程式	22
3.7	時刻比較の計算方法	25
3.8	まとめ	30
第 4 章	ソフトウェア無線	31
4.1	はじめに	31
4.2	GNSS 研究における SDR の利用	31
4.3	時刻比較における SDR の活用	33
4.4	再構成可能デバイスとの比較	37
4.5	まとめ	38
第 5 章	時刻比較用 GPS 受信機の開発	39
5.1	はじめに	39
5.2	GPS 受信機の機能	39
5.3	基本設計	41
5.3.1	アルゴリズムの検討	41
5.3.2	関連処理の計算量	43

5.3.3	相関帯域と観測精度	45
5.3.4	設計のまとめ	49
5.4	受信機の概要	52
5.4.1	アナログ信号処理部	52
5.4.2	ソフトウェア相関器	54
5.5	動作確認	56
5.6	まとめ	57
第 6 章	基本性能評価	61
6.1	はじめに	61
6.2	評価システム	61
6.3	観測精度評価	62
6.4	ハードウェア受信機との比較	64
6.5	考察とまとめ	66
第 7 章	実際の時刻比較とその評価	73
7.1	はじめに	73
7.2	比較方法	73
7.2.1	解析手法の改良	74
7.3	比較精度の検証	75
7.4	時刻比較結果の妥当性	76
7.5	考察	76
7.6	まとめ	79
第 8 章	結論	81
8.1	研究成果	81
8.2	まとめと課題	83
付 録 A	GPS 送信符号の生成方法	85
A.1	C/A コード	85
A.2	L2C コード	86
付 録 B	一周波のための電離層補正方法	89

目 次

2.1	共通信号を仲介とした時刻比較	9
2.2	双方向信号伝送方式	10
2.3	光ファイバによるマイクロ波伝送システム	11
3.1	GPS 衛星の軌道	16
3.2	搬送波, 拡散符号, 変調波の関係	17
3.3	7bit PRN 符号の自己相関特性	18
3.4	地球中心を原点とした衛星とアンテナの位置関係	20
3.5	個体地球潮汐	28
4.1	ソフトウェア無線の概念図	31
4.2	複擬似雑音信号	34
4.3	DPN から求めた UTC(NICT) と UTC(TL) の時刻差	35
4.4	DPN と搬送波位相の安定度	37
5.1	Early-Late 形式の相関器	43
5.2	相関方式の処理時間	44
5.3	雑音に埋もれた受信信号	46
5.4	複素信号ベクトルの配置	46
5.5	群遅延決定精度の理論値	48
5.6	位相決定精度の理論値	49
5.7	メモリコピーと FFT の処理速度	50
5.8	GPU を用いた相関方式の処理時間	51
5.9	GPU ボードによる処理時間の違い	52
5.10	時刻比較用 GPS 受信機の全体ブロック図	53
5.11	汎用 A/D 変換器 (K5/VSSP32)	54
5.12	RF フロントエンドのブロック図	55
5.13	組立てた RF フロントエンド	55
5.14	RF フロントエンド L1 帯域の出力スペクトル波形	56
5.15	ソフトウェア相関器のブロック図	57
5.16	CPU と GPU の役割	58
5.17	開発に使用した GPU 搭載パソコン	59
5.18	動作確認時の相関結果	59
6.1	基本性能評価試験の装置接続図	61
6.2	C/A コードによる擬似距離の観測精度	62

6.3	C/A コードによる搬送波位相の観測精度	63
6.4	L2C コードによる擬似距離の観測精度	63
6.5	L2C コードによる搬送波位相の観測精度	64
6.6	市販受信機との比較結果：PN17 衛星, C/A コード擬似距離	65
6.7	市販受信機との比較結果：PN25 衛星, C/A コード擬似距離	66
6.8	市販受信機との比較結果：PN31 衛星, C/A コード擬似距離	67
6.9	市販受信機との比較結果：PN17 衛星, C/A コード搬送波位相	68
6.10	市販受信機との比較結果：PN25 衛星, C/A コード搬送波位相	68
6.11	市販受信機との比較結果：PN31 衛星, C/A コード搬送波位相	69
6.12	市販受信機との比較結果：PN17 衛星, L2C コード擬似距離	69
6.13	市販受信機との比較結果：PN25 衛星, L2C コード擬似距離	70
6.14	市販受信機との比較結果：PN31 衛星, L2C コード擬似距離	70
6.15	市販受信機との比較結果：PN17 衛星, L2C コード搬送波位相	71
6.16	市販受信機との比較結果：PN25 衛星, L2C コード搬送波位相	71
6.17	市販受信機との比較結果：PN31 衛星, L2C コード搬送波位相	72
7.1	時刻比較に使用した観測局の配置	74
7.2	小金井～鹿島基線の時刻比較結果	75
7.3	小金井～鹿島基線の時刻比較安定度	76
7.4	衛星双方向方式との比較結果	77
7.5	可視衛星数の比較	78
7.6	時刻比較に寄与する衛星数を増やした場合の比較結果	78
A.1	C/A コードのシフトレジスタ	85
A.2	L2C コードのシフトレジスタ	86
B.1	電離層薄層モデル	89
B.2	電離層モデルの内挿方法	90

表 目 次

2.1	α 項が表す雑音の形式	12
2.2	アラン分散の雑音形式と平均化時間の関係	13
2.3	修正アラン分散の雑音形式と平均化時間の関係	13
3.1	GPS 衛星の軌道面配置状況	16
5.1	相関処理の計算量	44
5.2	K5/VSSP32 の諸元	53
A.1	衛星番号と C/A コードレジスタの割当	86
A.2	衛星番号と L2C コードレジスタの初期値	87

第1章 はじめに

本論文では、ゲーム用の画像処理ボードを用いることで、二周波搬送波位相を観測可能な時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機の開発を行った。本章では、研究の背景と必要性、研究の内容、および本論文の構成について述べる。

1.1 研究の背景

地球の自転周期を基準としていた一秒の長さは、現在は“原子時計”と呼ばれる原子の特定の共鳴を使った周波数標準器によって定義されている。忠実に秒の定義を再現できる一次周波数標準器 (Primary Frequency Standard; PFS) [1] を用いると 10^{-15} 台の確度を得ることが可能だが、摂動によって生じる全ての周波数シフトを評価する必要がある一次周波数標準器で連続的な時系を構築することは困難である。

日常生活に必要な基準時系は、世界各国の標準機関 (National Metrology Institute; NMI) において、一次周波数標準器に比べると正確さは 2~3 桁程度不足するが、連続して信号を出力可能な市販のセシウム周波数標準器や水素メーザー周波数標準器の周波数差を統計的に処理することで構築されている [2]。同様に、フランスにおかれた国際度量衡局 (Bureau International des Poids et Mesures; BIPM) では、世界各国の NMI が保持するセシウム原子時計や水素メーザーの歩度を元に安定した時系を構築し、それに一次周波数標準器から求まる正確な周波数を補正する事で国際原子時 (International Atomic Time; TAI) を生成している。現在、TAI は世界中に点在するおよそ 70 機関、380 台の原子時計を用いて計算されており、その安定度は 1 ヶ月で 10^{-16} と極めて安定な時系である [3]。

正確な時系を維持するためには、原子時計間の時刻差を精度よく正確に測る必要がある。原子時計が同じ場所にあればその違いを測定することは容易であるが、異なる場所にある原子時計間の時刻差を求めるためには、遠隔地点で共通に観測可能な信号を利用して計測する方式が利用される。各国の NMI では、商用通信衛星による衛星双方向時刻周波数比較 (Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer; TWSTFT) [4] や全地球測位衛星システム (Global Navigation Satellite System) の信号を仲介とした GNSS 時刻比較により互いの原子時計の時刻差を測定し BIPM へ報告している [5]。しかし、TAI 決定に使われる原子時計の安定度が 1 秒で 10^{-12} から 10^{-13} あるのに対して、擬似距離による GNSS 時刻比較の精度は 10^{-9} 程度である。BIPM では、計測系の誤差を取り除くため、平均化などの操作により時計間の変動を算出しており、結果として TAI の値は 5 日に 1 個しか得られない。

TWSTFT を利用すればほぼ 1 日平均で時計の変動を検出することが可能だが、送信設備を伴うことと、衛星搭載の中継機を借りる必要があることから、採用している NMI は欧米とアジア内では日本、中国、台湾など一部の機関に限られる。GNSS 時刻比較でも、二周波搬送波位相を用いることで高精度な時刻比較が可能だが、専用の受信機に買い替える必要があり、価格も高価なため導入している NMI は半数程度である。

高精度な時刻比較装置が高価な原因の一つとして市場規模の小ささが挙げられる。通常の放送局や計測器メーカーで必要とされる時刻同期精度は、たかだかマイクロ秒から数10ナノ秒程度であり、TAIで必要とするサブナノ秒クラスの比較装置は100台程度、それも一度売った後は入れ替え後まで需要がないため量産化に適さない。開発企業としては保守体制を維持するのも困難であり、NMIの協力のもと開発された装置の多くは短期間で製造中止となったケースが多い。

このように、原子時系の決定精度を向上するためには、時刻比較精度そのものの改善を図るとともに、時刻比較網全体の精度を向上する必要がある。高精度な観測が行え、かつ廉価で保守が容易な時刻比較装置の開発を行っていく必要がある。

情報通信研究機構（National Institute of Information and Communications Technology; NICT）においても、標準電波送信所に置かれたセシウム原子時計の変動をモニターするためGNSS時刻比較を使用している。現在は擬似距離のみを用いた比較を行っているが、自然災害などで本部が機能が停止した場合に備え、送信所やNICTの支所に原子時計を分散配置する標準時分散化の計画が進んでいる。この場合、擬似距離の観測精度ではUTC(NICT)時系構築に支障をきたすことから、二周波搬送波位相による時刻比較網への変更も計画されている。導入に際し、受信機の特長評価を行いたい。時刻比較用受信機の種類は限られており、特性に問題があった場合異なる受信機を選択する余地が少ない。自家製受信機を開発することで、導入に際し選択肢の幅を広げることが可能となる。

1.2 研究の必要性

時刻比較の研究では、比較精度の改善を目指した研究は盛んに行われており、さまざまな方式が各NMIで試されている。一方で、新たな方式を普及させようとした場合、使用する装置の特長性と販売台数が限られることから市販化は困難であり、方式の有意性は認識されても、一部NMIのみの利用でとどまることが多い。高精度な方式を考案しても、広く使われなければ価値が薄れてしまうことから、開発メーカーの高価な装置に頼らずとも、採用するNMIそれぞれが装置を準備できるような枠組みがあると普及に役立つ。

近年の高精度化を目指した時刻比較の多くは、デジタル信号処理を基盤としていることから、ソフトウェア無線技術 [60] を時刻比較の研究分野に取り入れることは、多くのNMIに高精度な時刻比較方式を普及させるための有効な手段になると考えられる。ソフトウェア無線技術による時刻比較用GPS受信機の開発は、時刻比較精度そのものの向上とは直接結びつかないが、ハードウェアですでに実績がある装置をソフトウェア無線技術で開発し、ハードウェア受信機と同等の精度が得られることを確認できれば、デジタル信号処理を基盤とする方式では、開発メーカーに頼らずとも方式の普及を図ることができる。

TAI時刻比較網の精度向上のために廉価なソフトウェアGPS受信機を開発するのが研究の目的であるが、それと同時に、時刻比較の研究分野に置けるソフトウェア無線技術の有効性も実証していく。

1.3 研究の目的と内容

本論文では、GPUを用いた時刻比較用ソフトウェアGPS受信機の開発に関する研究成果をまとめる。研究の目的は、

1. 汎用装置による廉価な時刻比較用 GPS 受信機の開発を行う。
2. 開発した受信機の時刻比較性能の評価を行う。

の2点である。

一般的な GPS 受信機の構成は、大きく分けるとアンテナからの信号をデジタル信号に変換する部分と、変換されたデジタル信号から衛星と受信機間の伝搬時間を求める信号処理部に分けられる。通常、この処理は専用のアナログ・デジタル変換器 (Analog-to-Digital Converter; ADC) と FPGA (Field-Programmable Gate Array) などによる専用の論理回路で構成される。これに対し、本研究ではデジタル信号への変換は汎用の ADC を使用し、デジタル信号処理部は全てパソコン上のソフトウェアで行うソフトウェア無線技術を取り入れることで、廉価でなおかつ保守が容易なシステム構築を目指した。

開発する受信機は、市販の時刻比較用受信機と同様、連続観測可能で、なおかつ二周波搬送波位相による高精度な観測が行えることを条件とした。原子時計の変動をモニタするためには、受信機は連続して動作することが望ましい。搬送波位相では、サンプリングデータを間引いて処理すると位相飛びを検出できなくなることから、デジタル信号処理部にはデータの欠落を発生させない処理速度が必要となる。データ量の観点からは、高精度な時刻比較のためには二周波観測が可能なことと、上空の衛星全てを観測可能なことが望まれる。運用されている GPS 衛星の数は 32 機程度で、そのうち地球上の一点から同時に観測可能な衛星数は最大で 12 機程度である。結果として、デジタル信号処理用のソフトウェアには、サンプリングデータに対して 24 チャンネル分を同時に、かつデータ欠落を生じること無く処理することが要求される。

デジタル信号処理をソフトウェアで行う場合の課題は、ハードウェアに比べ処理速度が不足することである。処理時間はチャンネル数の他にサンプリングデータにも依存することからサンプリング帯域を狭くすれば処理容量は減るが観測精度も影響を受ける。本研究では、必要な観測精度を保ちつつデータの欠落を生じさせない方法として、ゲーム用の画像処理ボード (Graphics Processing Unit; GPU) を採用した。ゲーム用の GPU は価格的にも安く増設も容易であることと、本来の機能がビデオ信号の処理であることからデジタル信号処理の演算でもその能力が生かされる。

デジタル信号処理部の主要な機能は、GPS 衛星と受信機アンテナ間の伝搬遅延を求める相関処理である。相関処理には、時系列データの畳み込み積分と周波数領域のかけ算で行う 2 種類の方式がある。GPU を使用するにあたりどちらの方式が有利であるか検討した。周波数領域の相関はフーリエ変換が必要となるが、GPU 用の FFT は極めて高速であることから周波数領域の相関を採用した。開発したソフトウェア受信機では、複数の衛星を同時に連続して観測可能なことを確認した。

もう一つの研究目的である、開発した受信機の評価では、受信機自体の性能評価と、国内の離れた地点における時刻比較の実証実験の二通りの方式で評価を行った。

受信機そのものを評価するために、実績がある時刻比較用受信機とアンテナおよび入力する基準信号を共通にし、お互いの観測量を比べることで基本性能を評価した。個々の衛星について、擬似距離と搬送波位相それぞれで受信機間の差分を計算し、仰角に対するばらつきと系統的な変動がみられるかの評価を行った。

開発した受信機は民生用信号のみを受信したため、GPS 衛星の一部では二周波観測が行えない。二周波観測量が少ない状態で時刻比較解析を行うと、最小二乗推定がうまくいかないため、実証実験に向けて民生用信号のみでも時刻比較が行えるような解析方法を検討した。実証実験では、国内の 3 地点で実際に GPS 時刻比較を行い精度と安定度の評価を行った。期待した精度が得られ

ているかを確認するためとして水素メーザーを使用した実験を行った。また、観測結果が正しいかの評価として TWSTFT との同時観測を行い、GPS 搬送波位相と TWSTFT の結果の差分をとることで正当性を評価した。

1.4 本論文の構成

本論文の構成は、第2章から第4章において、GPS 時刻比較および受信機開発で必要となる背景や基礎知識をまとめ、第5章から第7章で GPS 受信機開発のための研究内容を報告し、第8章でまとめる。

第2章では原子時計の比較とはどのようなことか紹介する。原子時計間の比較は、測定対象や測定精度が他の物理現象の測定に比べると少し特殊である。ここでは、測定する観測量がどのようなものかと、測定結果をどのように評価したら良いかを説明するとともに、代表的な原子時計間の比較手法についても紹介する。

第3章では GPS 時刻比較について詳しく紹介する。GPS の概要について簡単に紹介するとともに、GPS 時刻比較の歴史についても紹介する。搬送波位相による時刻比較精度はサブナノ秒に達するため、衛星、受信機の位置情報だけでなく、伝搬経路で生じる遅延や、太陽や月の引力による観測局位置の変位など細かな影響を考慮して時刻差を求める必要がある。本章の後半では、高精度な時刻比較を行うために必要となる具体的な解析手法について紹介する。

第4章では、受信機を開発するために採用したソフトウェア無線技術について紹介する。ソフトウェア無線技術を採用することの利点と、これまでのソフトウェア GNSS 受信機における先行研究を紹介する。また、時刻比較におけるソフトウェア無線技術への取組みについて紹介するとともに、ソフトウェア無線技術の有効性についても検証する。

第5章以降で、本研究の内容および成果を報告する。第5章では、開発した時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機の詳細について報告する。まず、時刻比較受信機に要求される機能を検証する。開発した受信機の機能は、カーナビなどの単独測位用の受信機に比べると簡略化してある。ここでは、時刻比較目的に限った場合は、通常の GPS 受信機に要求される機能全てを実装しなくてもよい理由を示す。一方で、高精度な時刻比較を行うために実装が必要な機能についても説明する。設計部分では、時系列と周波数領域の二通りの相関方式について、どちらの方式がソフトウェアで処理する場合適しているか検討した。開発した受信機は処理の高速化のために GPU を採用した。時系列に相関をとる場合と、周波数領域に変換してから相関をとる場合で、処理速度の違いを示すとともに、GPU によるデジタル信号処理では周波数領域を用いた方が有利であることを示す。開発部分では、GPS 信号を受信するために必要なアナログ信号処理部とソフトウェア相関器の開発に関して報告する。アナログ部では周波数変換の際に付加される位相雑音の軽減と、時刻比較に必要な ADC の機能についてまとめた。ソフトウェア相関器については、GPU 上に実装した相関器の詳細を報告する。

第6章では、開発した受信機が基本的な性能を有しているか評価した結果について報告する。開発した受信機で受信した信号の観測精度は理論精度と一致しており、設計どおりの性能を保持していることを確認した。続いて、市販の時刻比較用 GNSS 受信機と同じ条件で測定を行い、両受信機が出力する観測量に対して差分をとることで評価を行った。擬似距離の差分には系統的な誤差などはみられず群遅延の追尾がきちんと動作していることを確認した。一方、搬送波位相にはフロントエンドで採用した周波数変換用発振器の温度特性とみられる変動成分が残った。この部分についての対策を検討する。

第7章では実環境への適正を評価した結果を報告する。時刻比較用 GPS 受信機としては、実際に原子時計間の比較を行い、その結果が原子時計の変動を正しく計測していることを示す必要がある。そこで、国内で実際に時刻比較実験を行い、その精度と測定値の妥当性を評価した。水素メーザーを用いた時刻比較精度の検証では、短期では水素メーザーの変動を観測可能な精度が得られていることを確認した。測定値の妥当性では、TWSTFT との同時観測を行い、異なる方式で同じ時刻差が得られるかを検証した。その結果、過去の同様な比較と変わらない値が得られたことから、測定結果に対しても問題ないことを確認した。ただし、どちらの比較でも長期間の観測では一部時刻飛びが生じた。これは、ソフトウェア受信機が受信可能な L2 信号は民生用信号のみであり、全ての衛星を使用して処理できないことが原因であるが、ソフトウェア受信機の観測精度としては問題ない結果が得られていることを確認した。

第8章で、研究全体のまとめを行う。

第2章 原子時計の比較方法

2.1 はじめに

本章では、本研究における基本要素である原子時計の比較方法について紹介する。2.2 節では、原子時計の出力をモデルとして説明する。2.3 節では、遠隔地におかれた原子時計間の比較手法として代表的な方式を紹介する。また、2.4 節では、比較手法及び装置の正しさを判断する際の評価基準について説明する。

2.2 原子時計の出力

原子時計の発振器が出力する瞬時電圧は式 (2.1) で表される [6].

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi\nu_0 t + \phi(t)] \quad (2.1)$$

ここで、 V_0 は振幅の公称値、 ν_0 は周波数の公称値、 $\varepsilon(t)$ は振幅の揺らぎをそれぞれ表す。通常の発振器では $V_0 \gg \varepsilon(t)$ が成り立つことが多いため、振幅の揺らぎは以下の議論では無視できると仮定する。

これより、瞬時周波数は式 (2.2) で与えられる。

$$\begin{aligned} \nu(t) &= \nu_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \\ &= \nu_0 + \nu_v(t) \end{aligned} \quad (2.2)$$

公称値からの規格化した瞬時周波数オフセット（周波数のずれ）は式 (2.3) で定義される。

$$y(t) = \frac{\nu_v}{\nu_0} = \frac{1}{2\pi\nu_0} \frac{d\phi}{dt} \quad (2.3)$$

また、 $y(t)$ の時間積分は式 (2.4) である。

$$x(t) = \int_0^t y(t) dt = \frac{\phi(t)}{2\pi\nu_0} \quad (2.4)$$

2 台の原子時計を比較する場合は、基準となる原子時計に対する $y(t)$ 、または $x(t)$ を計測する事に等しく、それぞれを原子時計間の周波数差、位相差と呼ぶ。ただし、どのような計測手法を用いた場合でも、計測に要する時間経過が必要なため瞬間的な $y(t)$ を実測する事はできない。そのため、通常は式 (2.5) で表される平均周波数を計測する事となる。

$$\bar{y}(t, \tau) = \frac{1}{\tau} [x(t + \tau) - x(t)] \quad (2.5)$$

商用原子時計が出力する周波数は5 MHz または 10 MHz が一般的である。原子時計間の周波数変動は、基準となる時計に対して、測定対象の5 MHz または 10 MHz の微小な変化量 \bar{y} を計測する事に等しい。

一方、 $y(t)$ の積算値である $x(t)$ を連続して計測する事で、長期的な位相変化を計測する事も可能である。ただし、5 MHz または 10 MHz のみによる計測では、なんらかの事由により計測が中断した場合、5 MHz または 10 MHz の周期に依存した位相飛びが発生する事になる。そこで、分周期を用いて 1/5 MHz または 1/10 MHz 分周の信号を作り、この信号も同時に測定する事で、計測が中断した場合でも位相の連続性を補償する計測方法もある。周波数のみを計測する方式を“周波数比較” (Frequency Transfer) といい、位相の連続性を補償して計測する方式を“時刻比較” (Time Transfer) という。なお、位相の連続性を保つために使用される分周信号は1秒に1回のパルス信号を用いることが多く 1 PPS (1 pulse per second) と呼ばれる。

2.3 比較手法

2 台の原子時計間の周波数差 \bar{y} は、基準となる ν_0 に比べて極めて微小な量であるため、測定方法にも工夫が必要となる。加えて、遠隔地における比較では、異なる地点に置かれた原子時計の信号を測定するための技術も必要となる。本節では、原子時計の出力と測定器をケーブルで直接接続できない場合の計測方法としてよく使われている方式を紹介する。

共通信号を仲介とした時刻比較

測定したい複数の原子時計が、共通に使用可能な信号を仲介として比較する方式である (図 2.1)。仮に、A 局の時刻を $T_a(t)$ 、B 局の時刻を $T_b(t)$ 、仲介する信号の時刻を $T^s(t)$ とすると、A 局と B 局の時刻差 $\tau_{ab}(t)$ は式 (2.8) で求まる。

$$\tau_a^s(t) = T_a(t) - T^s(t) \quad (2.6)$$

$$\tau_b^s(t) = T_b(t) - T^s(t) \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} \tau_{ab}(t) &= \tau_a^s - \tau_b^s \\ &= [T_a(t) - T^s(t)] - [T_b(t) - T^s(t)] \\ &= T_a(t) - T_b(t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

地上の信号を使用した場合、比較する基線が限られてしまうため、衛星の信号を仲介とするのが一般的である。また、実際には式 (2.6) と式 (2.7) の t は、局の時系を基準として測定するため厳密には同じではない。そのため、仲介信号の位相雑音は t が同一とみなせる時間内において十分小さい必要がある。

本方式の代表的な例は、本研究のテーマでもある GNSS 時刻比較である。特に Global Navigation Satellite (GPS) の信号を仲介とする時刻比較の詳細については第 3 章で詳しく述べる。その他、本方式を用いた時刻比較としては、テレビ電波や放送衛星の信号を仲介とした時刻比較 [7, 8] や、衛星レーザ測距 (Satellite Laser Ranging; SLR) の信号を用いて時刻比較を行う方式 [9] などがある。

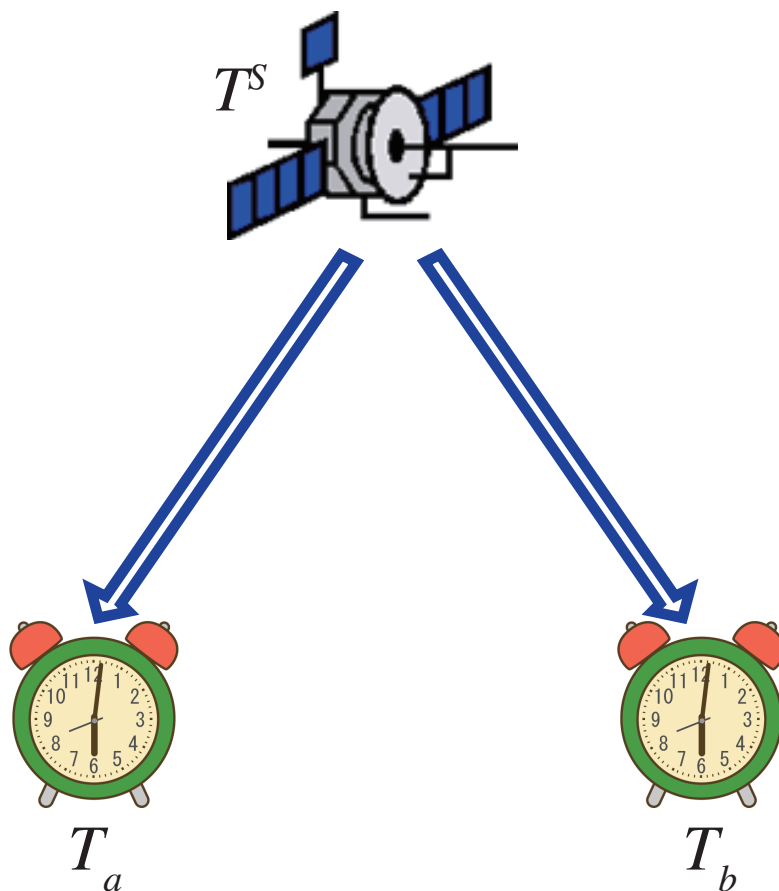


図 2.1: 共通信号を仲介とした時刻比較

信号を相互に伝送する方式

共通信号を仲介とする方式は、仲介信号の伝搬時間を正確に補正する必要がある。一方、時刻比較を行いたい局が、互いに信号を伝送すれば、伝搬経路の影響を相殺する事が可能となり、簡単な計算でより高精度な時刻比較が行える（図 2.2）。

2局間の時刻差を Δt 、信号の伝搬経路を ρ とすると、A局で受信したB局からの信号は式 (2.9) で表される。

$$\tau_{ab} = \Delta t + \frac{\rho}{c} \quad (2.9)$$

ここで、 c は光速を表す。式 (2.9) と同様に、B局で受信する信号は式 (2.10) となり、二つの観測量から時刻差 Δt は式 (2.11) で求まる。

$$\tau_{ba} = -\Delta t + \frac{\rho}{c} \quad (2.10)$$

$$\Delta t = \frac{1}{2}(\tau_{ab} - \tau_{ba}) \quad (2.11)$$

2局間の距離が離れていても比較が可能のように、通常は通信衛星を仲介して信号を伝送することが多く、本方式の代表例としては TWSTFT があげられる。最近では、近距離に限られるが光ファイバを用いることで、伝送路の揺らぎを軽減し、より高精度な時刻比較も行われている [10]。

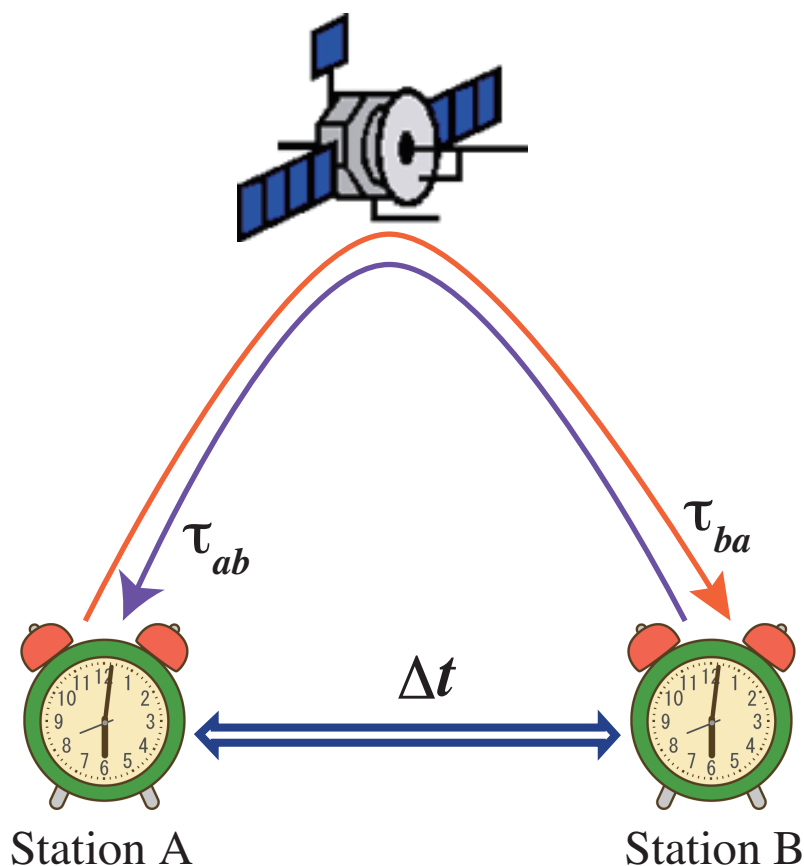


図 2.2: 双方向信号伝送方式

共通な信号を仲介した場合は、比較局間の基線が長くなると精度が劣化するが、互いに信号を送信する場合は基線長に依存しないという利点がある。ただし、送信設備が必要なことから装置が大掛かりになる、商用通信衛星を利用する場合は回線経費が発生する、衛星用の無線局免許が必要になるなど、設備、運用に経費がかかるため、国際時国比較網でも TWSTFT が定期的に行われている局はさほど多くない。

周波数伝送方式

周波数伝送方式は、レーザ光をマイクロ波の基準信号で変調し、光ファイバをととして遠隔地まで直接伝送する方式である。送り先で、レーザ光の一部を送信元に戻す事で、設置場所の振動や温度変化による光ファイバのノイズを相殺し、発振器出力の精度を劣化させる事無く伝送する事が可能である（図 2.3） [11]。

基準信号を直接変調するので時刻情報は送れないのと、ダークファイバが必要なことからコスト面の問題はあるが、比較方式としてはもっとも精度がよい方式である。通常は直接比較が困難である光時計の比較にも使用する事ができる [12]。

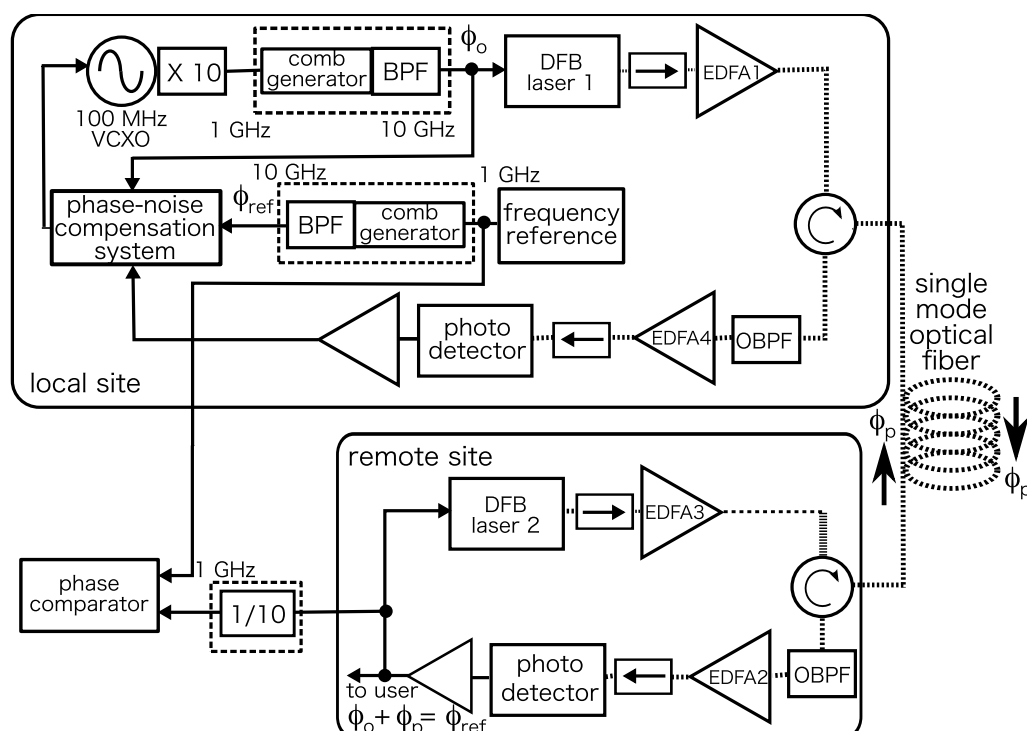


図 2.3: 光ファイバによるマイクロ波伝送システム

2.4 比較結果の評価方法

測定対象となる原子時計の周波数差、位相差はもともとランダムな値であるため、比較装置が正しい周波数差、位相差を測定しているか判断するために必要な評価方法について本節で説明する。

精度

時刻比較における精度 (Precision) とは装置が計測した結果のばらつきを評価するための指標である。より高精度な比較装置が使用できる場合は、原子時計からの信号を分配して測定 (Common Clock) することで精度測定が行える。精度の具体的な値としては装置間の差分の標準偏差を用いる。単体で評価する場合は、基準時計が十分安定している短期間の標準偏差か、長期にわたって評価する必要がある場合は文献 [13] による平滑化などを使用して低周波成分を取り除いた後の残差で評価する。

確度

確度 (Accuracy) とは比較結果が真値からどれくらいずれているかを表す指標である。実際には、真値は永遠に不明なため、基準となる装置を決めてその装置に対する差分を測定することで確度を決める。正しいと思われる時刻差からのずれは、ケーブルや、装置内部の遅延から発生するため、比較を行う局間で共通の機器との Common Clock 測定を繰り返すことで不確かさを減らしていく。この手順を較正 (Calibration) という [14, 15]。装置内部の遅延は、基本的には不

変だが、環境や経年変化などにより僅かではあるが変化する。そのため、較正は定期的に行う必要がある。

なお、最近は精度、確度のかわりに不確からしさ (Uncertainty) を用いて表現することが多く、特に受信機較正の結果は、ばらつきを Type A の不確からしさ (u_A)、較正で得られた結果の信頼性を Type B の不確からしさ (u_B) で表すのが一般的となっている。

安定度

安定度 (Stability) は本来原子時計の不安定さ (Frequency Instability) を表す方法であるが、時刻比較においては系統的誤差の存在を評価するための手段としてしばしば使用される。

原子時計の出力をモデル化することを考える。周波数領域における $y(t)$ の振舞いは、そのパワースペクトル密度 $S_y(f)$ で表される [16]。発信器の出力信号中にみられる雑音の形は、この $S_y(f)$ を使ってモデル化することができる。これは、 y はエルゴード性であり、平均値 0 を持つガウス分布と仮定し、式 (2.12) による多項式で表す。

$$\begin{aligned} S_y(f) &= h_{-2}f^{-2} + h_{-1}f^{-1} + h_0f^0 + h_1f^1 + f_2f^2 \\ &= \sum_{\alpha=-2}^2 h_{\alpha}f^{\alpha} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$S_y(f) = 0 \quad |f > f_h \quad (2.13)$$

ここで、 f_h は高域遮断周波数を表す。測定系中に理想的な鋭い f_h を仮定することは現実的には無理であるが、通常の低域通過フィルタを仮定したより精密なモデルと比較しても、その補正量は測定系の不確かさそのものに対して無視できることがこれまでの実験で証明されている。

式 (2.12) 中の α 項で表される雑音の形は、表 2.1 で示す名称で識別される。

表 2.1: α 項が表す雑音の形式

α	雑音の名称
-2	ランダムウォーク (酔歩) 周波数 (Random walk frequency noise)
-1	フリッカ周波数 (Flicker frequency noise)
0	白色周波数 (White frequency noise), または ランダムウォーク (酔歩) 位相 (Random walk phase noise)
1	フリッカ位相 (Flicker phase noise)
2	白色位相 (White phase noise)

時間領域において、周波数安定度を表すには“アラン分散” (Allan Variance) が使用される。 τ_0 秒の計測時間を持つ $M-1$ 個の観測値 x_k が与えられたとする。 $\tau = n\tau_0$ における平均周波数を式 (2.14) とすると

$$\bar{y}_k^{\tau} = \frac{1}{n\tau_0}(x_{nk+1} - x_{nk-n+1}) \quad (2.14)$$

アラン分散は式 (2.15) で計算できる。

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2p} \sum_{k=1}^p [\bar{y}_{k+1}^{\tau} - \bar{y}_k^{\tau}]^2$$

$$= \frac{1}{2p(n\tau_0)^2} \sum_{k=1}^p \left[x_{n(k+1)-1} - 2x_{nk+1} + x_{n(k-1)+1} \right]^2 \quad (2.15)$$

ここで, $p = \text{int}(M/n) - 1$ である. $S_y(f)$ の係数とアラン分散における平均化時間 τ の関係を表 2.2 に示す.

表 2.2: アラン分散の雑音形式と平均化時間の関係

$S_y(f)$	$\sigma_y^2(\tau)$ の τ
$h_2 f^2$	$1/\tau^2$
$h_1 f$	$1/\tau^2$
h_0	$1/\tau$
$h_{-1} f^{-1}$	0
$h_{-2} f^{-2}$	τ

発信器の雑音は, 増幅器などによる熱雑音 (白色位相雑音) の他に, 帰還ループ内で作用する摂動雑音 (白色周波数雑音) や振動子などに起因する変調雑音 (フリッカ) が加わる. このうち, 摂動雑音が支配的であるため, その安定度は平均化時間に対して $1/\tau$ で改善する. 一方, 時刻比較では信号の伝送のみのため, 加わる雑音は理想的には熱雑音のみとなり安定度は $1/\tau^2$ で改善する. これにより, 測定系の誤差により短時間では原子時計の振舞いを測れなくとも, 平均化時間を長くすることで測定することが可能となる.

アラン分散の欠点の一つとして, 白色位相雑音とフリッカ位相雑音は平均化時間に対して同じ振舞い ($1/\tau^2$) をするため, 雑音の違いを特定できないという問題がある [17]. そこで両者の違いを特定できるように考えられたのが修正アラン分散 (Modified Allan Variance) である. 修正アラン分散は式 (2.16) で与えられる.

$$\begin{aligned} \text{Mod}\sigma_y^2(\tau) &= \frac{1}{2} E \left\{ \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \bar{y}_{i+k+n}^{\tau_0} - \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \bar{y}_{i+k}^{\tau_0} \right) \right]^2 \right\} \\ &= \frac{1}{2} \frac{1}{(n\tau_0)^2} E \left\{ \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i) \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (2.16)$$

また, $S_y(f)$ と修正アラン分散の平均化時間の関係を表 2.3 に示す. 修正アラン分散では, フリッ

表 2.3: 修正アラン分散の雑音形式と平均化時間の関係

$S_y(f)$	$\text{Mod}\sigma_y^2(\tau)$ の τ
$h_2 f^2$	$1/\tau^3$
$h_1 f$	$1/\tau^2$
h_0	$1/\tau$
$h_{-1} f^{-1}$	0
$h_{-2} f^{-2}$	τ

カ位相雑音はアラン分散同様、平均化時間に対して $1/\tau^2$ の傾きを持つが、白色位相雑音は $1/\tau^3$ の傾きを持つ。時刻比較では、熱雑音以外の系統的誤差が含まれていないかを特定するために、アラン分散よりは修正アラン分散を用いて評価することが多い。

再現性

再現性 (Repeatability) とは、同一の条件で測定したとき、その結果が前回の測定と同じになるかを表す指標である。たとえば、2 台の装置を Common Clock で測定し、電源の on/off で結果が一致しない場合は再現性が得られないことになる。周波数比較では再現性は議論されないが、時刻比較では、観測が中断した際、再開後の中断前との位相連続性が保証される必要があるため、比較装置にとって再現性は重要な要件となる。

2.5 まとめ

原子時計のゆらぎは、規格化周波数からの僅かな周波数変動であり、原子時計間の時刻差はこの変動が積算されたランダムウォーク位相雑音を計測することに等しい。このゆらぎは水晶発振器などに比べはるかに小さい量であることから、極めて精密な比較手法が要求される。加えて、測定対象の時計が必ずしも同じ場所にあるとは限らないため、遠隔地でも測定可能な手法が必要となる。

もともとの計測対象が雑音信号であることから、時刻比較装置が出力する計測結果の妥当性を評価するためにも、ある程度答えが予測できる計測とは評価方法も自ずと変わってくる。単純な観測精度の評価のみではなく、アラン分散による評価は雑音の特性をうまく利用し、計測装置が正しい特性を示しているかのよい評価方法である。

第3章 GPS時刻比較

3.1 はじめに

第2章では一般的な時刻比較の手法や評価方法について説明した。本章では、時刻比較の一つである GNSS 時刻比較のうち、特に GPS を用いて行う時刻比較について詳しく紹介する。最近では、GPS 以外の衛星も使えることから GNSS 時刻比較という言葉を用いるのが一般的となっているが、高精度な時刻比較を行う場合は、時刻比較用の解析ソフトが GPS 衛星以外を扱えないなどの理由から、GPS のみによる解析が一般的である。本章でも GPS を中心として説明する。

GPS 時刻比較は、世界中の NMI のみならず、計測器メーカーや放送局などが保持する標準器と各国の国家標準とのトレーサビリティをとるための技術としても使用されている。3.2 節では GPS の概要を紹介し、3.3 節では GPS 衛星が送信している信号について紹介する。3.4 節では GPS による位置決定とはどのようなものかの概念を説明する。

GPS 時刻比較と一言でいっても、1980 年代に GPS が使われるようになってから、高性能な受信機の開発にあわせて時刻比較手法も進歩してきた。3.5 節では GPS 時刻比較の変遷について紹介する。

搬送波位相を用いた精密単独測位による時刻比較は、受信機が出力する観測量に対して、高精度な物理モデルと最小二乗法によるパラメータ推定によって結果が得られる。3.6 節では、受信機が出力する観測量とは何かを考え、3.7 節では、観測量からどのように時刻比較結果を得るかについて説明する。

3.2 全地球測位システム

米国国防総省により開発された NAVSTAR/GPS (NAVigation System with Time And Ranging/Global Positioning System) は一般的には GPS と呼ばれ、1994 年 3 月に 24 機の衛星による初期運用が開始され、現在ではカーナビゲーションシステムや携帯電話の位置情報サービスなどで広く利用されている [18]。

GPS は高度約 20 000 km を周期半恒星日 ($11^h 58^m$) で地球周回する衛星である。軌道面は図 3.1 に示すような、赤道面上を 60° ずつに区切った 6 個の軌道面に、およそ 55° の軌道傾斜角で衛星が配置されている。各軌道面に最低 4 機の衛星を配置する事で、ある瞬間において、地上の全ての位置から少なくとも 4 機以上の衛星を観測する事が可能となり、観測点における 3 次元位置と時刻を求める事が可能となる。2013 年 9 月 16 日現在における衛星配置を表 3.1 に示す。

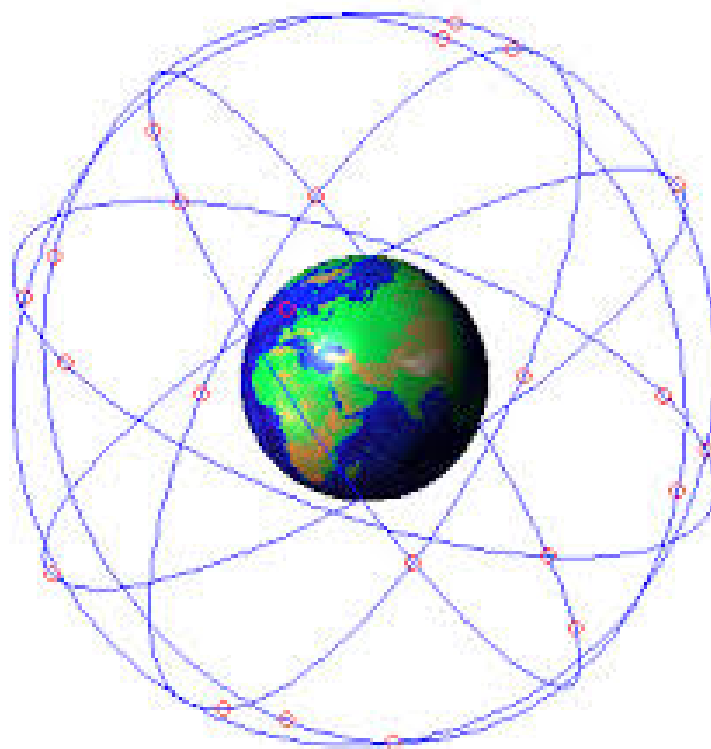


図 3.1: GPS 衛星の軌道

表 3.1: GPS 衛星の軌道面配置状況 (2013 年 9 月 16 日現在)

plane/slot	1	2	3	4	5 (spare)	6 (spare)
A (330)	24 (IIF)	31 (IIR-M)	8 (IIA)	7 (IIR-M)	9 (IIA)	
B (30)	16 (IIR)	25 (IIF)	28 (IIR)	12 (IIR-M)		30 (IIR-M)
C (90)	29 (IIR-M)	27 (IIF)	19 (IIR)	17 (IIR-M)	3 (IIR)	6 (IIA)
D (150)	2 (IIR)	1 (IIF)	21 (IIR)	4 (IIA)	11 (IIR)	
E (210)	20 (IIR)	22 (IIR)	5 (IIR-M)	18 (IIR)	32 (IIA)	10 (IIA)
F (270)	14 (IIR)	15 (IIR-M)	13 (IIR)	23 (IIR)	26 (IIA)	

3.3 衛星信号

変調方式

GPS の測距信号は同一の搬送波周波数に複数の変調信号を多重化可能なスペクトル拡散方式 (Spread Spectrum System) [19] の直接拡散 (Direct Sequence) 方式が使用されている。直接拡散は、搬送波信号に 1 または -1 の信号を掛け合わせる事で位相を 180° 反転させる BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調方式である。搬送波、拡散符号、変調後の信号のイメージを図 3.2 に示す。

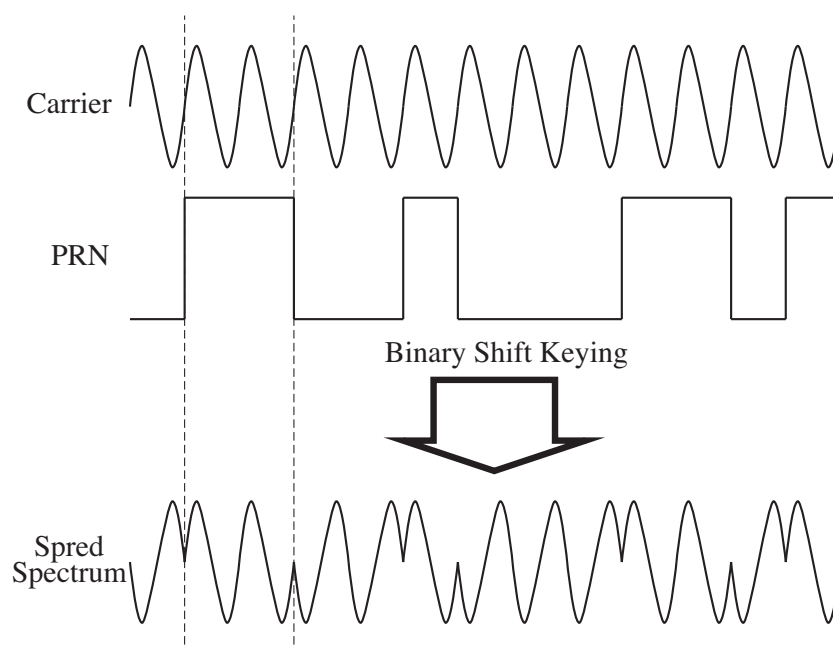


図 3.2: 搬送波, 拡散符号, 変調波の関係

直接拡散を数式で表すと, 元の信号を $b(t)$, 拡散符号を $c(t)$ とすると拡散後の信号 $s(t)$ は式 (3.1) となる.

$$s(t) = b(t) \times c(t) \quad (3.1)$$

$c(t)$ は 1 または -1 の符号であることから, 元の信号 $b(t)$ を取出すには式 (3.2) のように, $s(t)$ に $c(t)$ を掛け合わせる事で復調 (逆拡散) できる.

$$\begin{aligned} s(t) \times c(t) &= [b(t) \times c(t)] \times c(t) \\ &= b(t) \times c^2(t) \\ &= b(t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

拡散に使われる信号としては, 巡回符号 (Cyclic Code) である擬似雑音 (Pseudo Random Noise; PRN) 符号が使われている. PRN 符号は名前があらわすように次のような “雑音もどき” の特性を持つ.

平衡性 (balance property) 系列の各 1 周期内で, 「1」の出現する回数と, 「-1」の出現する回数は, たかだか 1 しか変わらない.

連なり性 (run property) 1 周期に含まれる「1の連なり」と「-1の連なり」のうち, それぞれの連なりの半分は長さが「1」で, 1/4 は「2」, 1/8 は「3」... ; すなわち, 連なりの数 k のものは $1/2^k$ の割合で存在する. ただし, この規則は, 分類して行った場合に連なり数が意味ある場合にのみ成立する.

相関性 (correlation property) 系列を巡回させ, あらゆる状態で各項ごとに比較を行った場合, 一致する項の数と, 一致しない項の数は, たかだか 1 しか変わらない.

この特性を持つ符号を使用して逆拡散を行った場合、符号が1ビットでもずれると復調ができなくなる。ビット数が7 bit の $c(t)$ におしのかけ算は図 3.3 に示す。

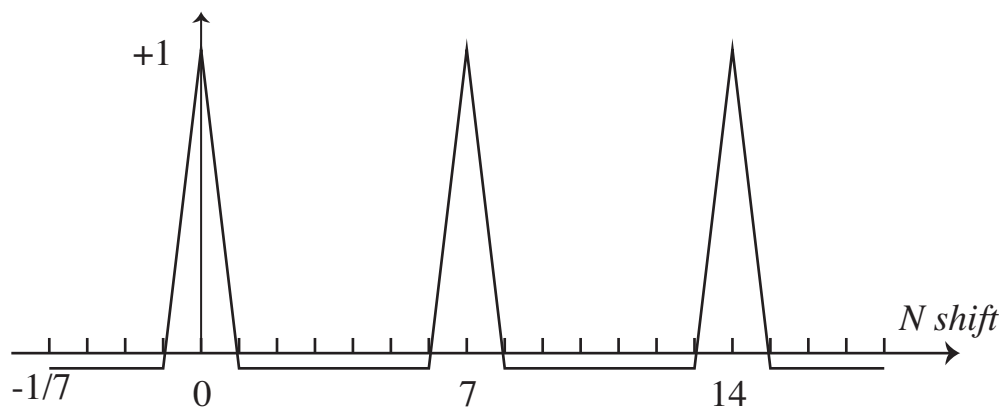


図 3.3: 7bit PRN 符号の自己相関特性

スペクトル拡散方式の特徴としては [20],

1. 帯域中に混ざる狭帯域な混信波や干渉波は、逆拡散ステージで符号により拡散される事から、雑音による影響を受けにくい。
2. 異なる符号による拡散信号は対域内の白色雑音と同等なため、同一帯域に複数信号を混在可能 (Code Division Multiple Access; CDMA) な方式で、周波数の利用効率が高い。
3. 図 3.3 で示したように、拡散符号と逆拡散符号の時間、周波数が一致した場合のみ復調が行える事から、受信機内で作成した符号と受信符号間のずれを測る事で、伝搬時間を正確に求める事ができる。

などの特徴がある。複数の衛星が同一の搬送波信号を使用することが可能なのと、“測距能力”に適した通信方式という事から GPS の測距信号として使用されている。

測距信号

実際に GPS 衛星から送信される信号は Interface Specification IS-GPS-200[21] で定義されている。衛星には、セシウムまたはルビジュウム原子時計 (発振器) が搭載されており、全ての信号の基準として使用される。

搬送波は、発振器基準周波数 $f_0 = 10.23$ MHz を 154 倍した L1 帯 (1575.42 MHz) と、120 倍した L2 帯 (1227.6 MHz) の 2 波がある。2010 年以降打ち上げられた GPS Block IIF 衛星には、115 倍した L5 帯 (1176.45 MHz) の信号も送信されている [22]。

L1 帯には、C/A (Coarse/Acquisition) コードと P (Precision) コードの 2 種類の拡散符号が BPSK 変調されている。C/A コードのチップ周波数は 1.023 MHz、周期は 1 ms のゴールド符号系列である。P コードのチップ周波数は 10.23 MHz で、1.5 秒周期で繰り返す 1.5345×10^7 bit の系列と、これよりも 37 bit 長い系列を組合せて、約 2.3547×10^{14} bit の系列を生成し、これを 37 個の部分に分割して各衛星に割り当てている。P コードの周期は 1 週間で、日曜日の 0 h GPST

に初期化される。なお、P コードに対しては、民生目的への制限を行う AS (Anti-Spoofing) が行われている。これは、W コードと呼ばれる暗号化コードを P コードに重畳することで、P コードの符号系列のみでは逆拡散できなくするものである。W コードで暗号化された P コードは Y コードと呼ばれ、しばしば P(Y) コードと表記される。AS によって、米国国防総省に許可された利用者以外は、Y コードの直接的な利用、生成が不可能となる。現状では、AS はほぼ連続的に実施されており、P(Y) コードを直接生成する事は不可能である。

L2 帯は、2005 年以前の衛星は P コードのみが変調されていたが、2005 年以降に打ち上げられた GPS Block IIR-M 衛星からは L2C (L2 civil) コード [23] も変調されている。L2C コードのチップ周波数は 511.5 kHz で、周期 20 ms の L2C Moderated (L2CM) と、周期 1.5 秒の L2C Long (L2CL) の 2 種類のコードが 1 チップ内に時分割で変調されている。

航法メッセージ

L1 帯の C/A コードと P コードには 50 bps の航法メッセージ (Broadcast Message) が重畳されている。航法メッセージは 300 bit (6 秒) ずつの 5 個のサブフレームからなる、全体では 1 500 bit のデータである。各サブフレームは 1 語 30 bit の 10 語から構成され、先頭にテレメトリと同期パターンを兼ねた TLM (Telemetry) 語と、C/A コードから P コードへの乗り換えのための HOW (Handover) 語が置かれている。TLM の先頭 8 bit はプリアンブルで、この部分を見つけることで航法メッセージの復号が行える。

航法メッセージには、各衛星の軌道情報、GPS の基準時系である GPS Time に対する搭載時計の補正量、電離層伝搬遅延量の補正係数、各衛星の健康状態などが含まれている。また、若干精度は劣るが全衛星の軌道情報も 1 個の衛星を受けるだけで取得できるようになっており、現在は見えない衛星でも、その衛星がいつ見えるようになるかを知ることができる。

C/A コードの周期は 1 ms であるため、測距信号の相関結果からのみでは約 300 m の不確定性を持つ事になるが、航法メッセージを復号することでこの不確定性を解き、衛星とアンテナ間の伝搬遅延を絶対的に特定できる。

3.4 単独測位

GPS 時刻比較では、カーナビなどと同様に 4 機以上の衛星からの信号を使用して、受信機アンテナ位置と受信機クロックオフセットを推定する事になる。詳細な解析方法は 3.7 節で行うが、ここでは基本的な GPS による単独測位について説明する [24]。

地球中心を原点とした、ある時刻における衛星と受信機アンテナの位置関係を図 3.4 とすると、大気などによる伝搬遅延を考慮しない、衛星と受信機間の距離 $\rho_r^s(t)$ は式 (3.3) で表される。

$$\begin{aligned}\rho_r^s(t) &= \|\mathbf{x}^s(t - \tau_r^s) - \mathbf{x}_r(t)\| + c[dt_r(t) - dt^s(t - \tau_r^s)] \\ &= \sqrt{(x^s - x_r)^2 + (y^s - y_r)^2 + (z^s - z_r)^2} + c[dt_r - dt^s]\end{aligned}\quad (3.3)$$

ここで、 \mathbf{x}^s は衛星の位置ベクトル、 \mathbf{x}_r は受信機の位置ベクトル、 dt^s は衛星のクロックオフセット、 dt_r は受信機のクロックオフセット、 τ_r^s は衛星と受信機間の信号伝搬時間、 c は光速である。

航法メッセージからの情報などにより、衛星の位置とクロックオフセットを既知とすると、局位置 $\mathbf{x}_r = (x_r, y_r, z_r)$ と受信機クロックオフセット dt_r の 4 変数が未知数となる。よって、同時

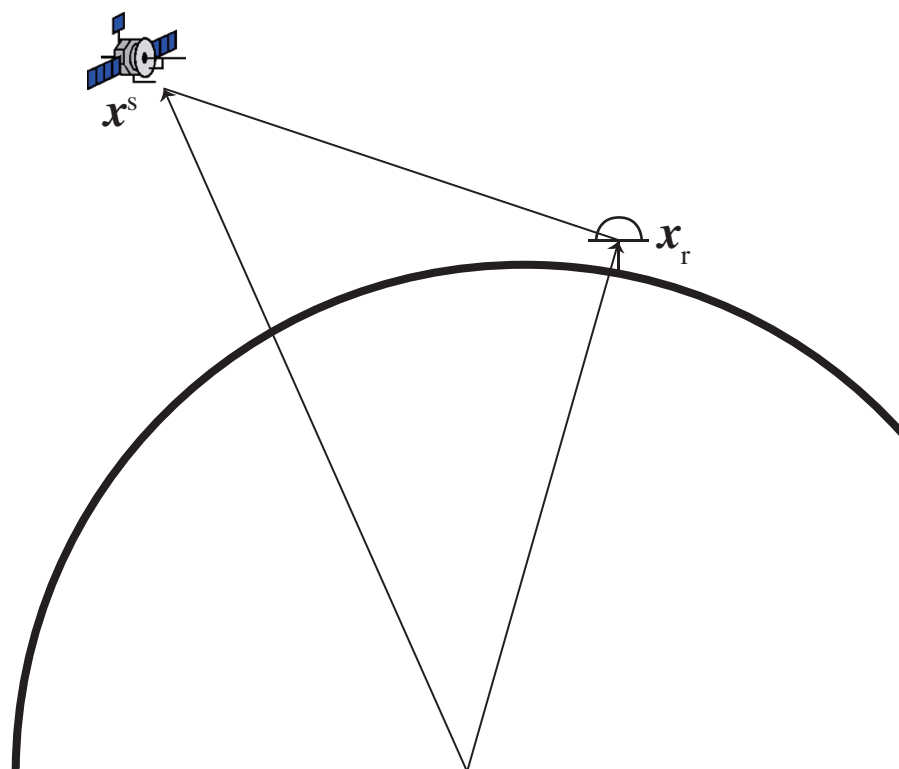


図 3.4: 地球中心を原点とした衛星とアンテナの位置関係

に4機以上の衛星を補足する事ができれば、式(3.3)よりアンテナ位置及び受信機クロックオフセットを同時に求めることができる。このように、GPSではアンテナ位置だけではなく受信機の時計誤差も求まる事から、時刻同期システムとしても使用することができる。

3.5 GPS時刻比較の歴史

供視法

GPSの信号を時刻比較に使用する試みは、1980年代初期に当時のNBS (National Bureau of Standards, 現在のNIST; National Institute of Standards and Technology) のAllanにより提案された[25]。

この方式は、2.3節で述べた共通信号仲介方式のもっとも代表的な例で、GPS供視法(Common View)と呼ばれる。当時はGPS受信機は普及しておらず、NBSが時刻比較専用開発した一周波シングルチャネルの受信機が使われていた。シングルチャネル受信機では、ある瞬間に1機しか衛星を受けられないため、時刻比較を行う局間で同時に受ける衛星を決めておく必要があった。

受信機内では、衛星から送られて来る軌道情報をもとに伝搬遅延を補正し、GPS Timeと受信機クロックの時刻差を結果として出力する方式で、そのための共通な形式(Common GPS/GLONASS Time Transfer Standard; CGGTTS)も決められている[26, 27]。CGGTTSデータを用いたGPS供視法は、伝搬補正などの複雑な計算を行わずに2局間の時刻差が求められる事から、考案から30年以上たった現在でも世界中で広く使われている。

測地用二周波受信機の利用

1990 年代になって、精密測量において GPS が広く使われるようになるとともに、測地用の二周波マルチチャンネル受信機も数多く開発された。これら測地用受信機の一部は、NMI などからの要請で、外部基準信号に同期した GPS 観測を可能とする改造を施したものがあり、この受信機を用いて GPS 供視法の比較精度向上を図る研究が行われた [28]。

測地用二周波受信機の利用は、方式としては供視法と同じであるが、観測量と使用する衛星数が異なる。マルチチャンネル受信機は、同時に複数の衛星を受信できることから、時刻比較を行う 2 局間で予め受信する衛星を決めておく必要はなくなる。また、時刻比較を計算する際、複数の衛星を使用して時刻差を求めることができることから、平均化の効果により観測精度が衛星数に応じて $1/\sqrt{N}$ で改善する。また、二周波観測を用いることで 3.6 節で述べる電離層フリー線形結合を利用することができ、電離層の影響をモデルでなく実測値から補正できる。

実際の実験結果では、シングルチャンネルからマルチチャンネルにすることで 2.5 倍程度、実測値による補正では、放送暦のみを使用した場合に比べ 5 倍程度精度の改善が見られた [29]。

全視法

供視法は、時刻比較を行う 2 局間で共通に観測可能な衛星を使用して時刻比較を行う。時刻比較を行う 2 局間の基線が短い場合は、衛星の視線方向はほぼ等しく、途中の伝搬誤差が差分をとることで相殺され高精度な時刻比較が可能だが、基線長が伸びると、

1. 同時に観測可能な衛星数が減少する。
2. 低仰角の衛星しか同時に観測できなくなるため、伝搬遅延の補正誤差が増加する。
3. 同一視線方向の衛星数が減少するため、モデルの補正誤差が相殺されなくなる。

などの理由から時刻比較精度が劣化する。最悪共通に可視可能な衛星がなくなると時刻比較そのものが成立しなくなる。

基準時系である GPS Time に対する各衛星のクロックオフセットが正確にわかっていれば、同一衛星に限らず任意の衛星を仲介として時刻比較が行える。しかし、航法メッセージを使用した場合、軌道決定精度は 2 m 程度であり、GPS Time に対する衛星の補正情報も 2.5 ns 程度のため、長基線でも供視法の方が精度は勝る。一方、GPS の地球科学への高精度利用のために設立されたボランティア団体である国際 GNSS 事業 (International GNSS Service; IGS) [30] では、世界各地にある GNSS 観測点のデータを集めて、GPS 衛星の軌道と搭載時計の誤差を高精度に決定しホームページで公開してる。IGS が公開する GPS 衛星の軌道決定精度は 2.5 cm 程度、クロックオフセットも 0.7 ns であり、この情報を利用することで放送暦に比べ二桁以上よい補正が行える。

IGS が公開している情報を使用して、式 (2.8) を独立した衛星に変更した式 (3.4) による方法で時刻比較を行うことができれば、地球の裏側に位置するような共通に見える衛星が 1 機も無い状態でも時刻比較が可能である。[31]。

$$\tau_{ab} = \frac{\sum(T_a - T^k)}{n} - \frac{\sum(T_b - T^l)}{m} \quad (3.4)$$

供視法の時刻比較精度が基線長に依存するのに対し、全視法の比較精度は基線長に依存しない。欧州内やアジア内では供視法も全視法も時刻比較精度に差は生じないが、欧州～アジア基線などの大陸をまたいだ基線では 2 倍弱時刻比較精度が向上する [32]。

搬送波位相の利用

GNSS 時刻比較の観測量はカーナビなどが使用するのと同じ擬似距離しか使われてこなかった。一方、cm 精度でアンテナ位置を決める精密測量では古くから搬送波位相が使われていた。搬送波位相には 3.7 節で述べるサイクルスリップを解く必要がある。しかし、サイクルスリップの特定では電離層遅延やクロックオフセットの影響を除去する必要があるため、これまでは二重位相差と呼ばれる衛星、受信機のクロックオフセットを相殺する観測量を使用することで cm レベルの位置決定精度を可能としてきた。二重位相差は受信機のクロックオフセットを含まないため時刻比較に使用することはできず、これまで搬送波位相を使用した時刻比較は行われてこなかった。

最近では、IGS の高精度な軌道情報を使用して、測地分野においても差分を使用しない精密単独測位 (Precise Point Positioning; PPP) [33] が使われるようになった。PPP では二重位相差ほどサイクルスリップをきちんと解けないが、かわりに観測量が増えることと、差分をとらないためパラメータ推定時の偏微分係数の感度がよくなり大気推定などの精度は増す。数値的にも差分を使用しないため安定性がよい。全視法と同様、衛星の軌道、クロックオフセットの誤差が大きいと PPP は使用できないが、IGS の貢献により PPP 解析が可能となった。PPP では、解析段階で受信機のクロックオフセットも推定されるため、測地解析者の一部で時刻比較への効果を実証する研究が行われた [34, 35]。その後、カナダの天然資源省 (Natural Resources Canada; NRCan) が研究目的にはフリーで使用可能な PPP 解析ソフトの配布を始めたことにより、時刻比較の研究者においても、測地解析の知識がなくても搬送波位相を用いた高精度な時刻比較が行えるようになり、測地用二周波受信機を保持している NMI では、搬送波による時刻比較が一般的となった [36, 37]。擬似距離による時刻比較では、二周波マルチチャンネルによる全視法でも、CGGTTS による平均化時間 16 分間で 1 ns に達しないが、搬送波位相を利用した場合は 2 分間程度の平均で 100 ps を達成する。

3.6 観測方程式

GPS 受信機が出力する観測量は、GPS 衛星の発振器をもとに生成された送信信号と、受信機内の発振器をもとに生成された複製信号間の相関処理により得られる群遅延と搬送波位相である。ここで得られる群遅延は、衛星・アンテナ間の伝搬遅延に加え、発振器相互の誤差を含むため擬似距離 (Pseudorange) と呼ばれる。なお、擬似距離は PRN 符号間の位相差にも等しいことからコード位相 (Code Phase) と表される事もある。

衛星 k からの信号を受信機 i で時刻 t に受信した擬似距離 P_i^k は式 (3.5) で与えられる [38]。

$$P_i^k(t) = \|\mathbf{r}^k(t - \tau_i^k) - \mathbf{r}_i(t)\| + I_i^k + T_i^k + c[dt_i(t) - dt^k(t - \tau_i^k)] + c[d_i(t) + d^k(t - \tau_i^k)] + e_i^k \quad (3.5)$$

ここで、 \mathbf{r}^k は衛星の位置ベクトル、 \mathbf{r}_i は受信機アンテナの位置ベクトル、 I_i^k は電離層による遅延、 T_i^k は対流圏による遅延、 dt_i 、 dt^k は受信機、衛星のクロックオフセット、 d_i 、 d^k は受信機、衛星の機器内遅延、 e_i^k は観測およびモデル誤差、 τ_i^k は衛星、受信機間の伝搬遅延、 c は光速を表す。擬似距離の単位は m である。

同様に、搬送波位相 Φ_i^k は式 (3.6) で与えられる。

$$\Phi_i^k(t) = \|\mathbf{r}^k(t - \tau_i^k) - \mathbf{r}_i(t)\| - I_i^k + T_i^k + c[dt_i(t) - dt^k(t - \tau_i^k)] + c[\delta_i(t) + \delta^k(t - \tau_i^k)] + \lambda[\phi_i(t_0) - \phi^k(t_0)] + \lambda N_i^k + \varepsilon_i^k \quad (3.6)$$

ここで, δ_i , δ^k は搬送波位相における受信機, 衛星それぞれの機器内遅延, ϕ_i , ϕ^k は受信機, 衛星の初期位相, N_i^k は搬送波位相の波数不確定, ε_i^k は搬送波位相における観測およびモデル誤差, λ は波長を表す. 式 (3.5) と式 (3.6) の違いとして重要な点は, 電離層遅延の符号が異なる事である.

GPS 解析では, 式 (3.5), 式 (3.6) をそのままの形で使う他に, 異なる局間や衛星間で差分を取る事により, outlier の検出や, 未知数を減らす事でパラメータ推定をやりやすくする工夫が行われる. ここでは, 主に時刻比較解析で使用される線形結合 (Linear Combination) について説明する.

一重位相差

2 台の受信機 i, j 間で共通の衛星 k に対する差分を取る方法を一重位相差 (Single Difference) と呼ぶ. これは, 供視法と同じ観測量であるが, 搬送波位相を主とする解析では, 測地解析に習って供視法ではなく一重位相差と呼ぶ事が多い. 搬送波位相の一重位相差は式 (3.7) で表される.

$$\begin{aligned}\Phi_j^k(t_j) - \Phi_i^k(t_i) = & \|\mathbf{r}^k(t_j - \tau_j^k) - \mathbf{r}_j(t_j)\| - \|\mathbf{r}^k(t_i - \tau_i^k) - \mathbf{r}_i(t_i)\| \\ & - I_j^k + I_i^k + T_j^k - T_i^k \\ & + c[dt_j(t_j) - dt^k(t_j - \tau_j^k)] - c[dt_i(t_i) - dt^k(t_i - \tau_i^k)] \\ & + c[\delta_j(t_j) + \delta^k(t_j - \tau_j^k)] - c[\delta_i(t_i) + \delta^k(t_i - \tau_i^k)] \\ & + \lambda[\phi_j(t_0) - \phi^k(t_0)] - \lambda[\phi_i(t_0) - \phi^k(t_0)] \\ & + \lambda N_j^k + \lambda N_i^k + \varepsilon_j^k - \varepsilon_i^k\end{aligned}\quad (3.7)$$

式 (3.7) では, 衛星の初期位相 $\phi^k(t_0)$ は共通なため完全に消去できる. また, 伝搬時間 τ_j^k と τ_i^k の違いは小さく, その間においては $\delta^k(t_j - \tau_j^k) \approx \delta^k(t_i - \tau_i^k)$, および $dt^k(t_j - \tau_j^k) \approx dt^k(t_i - \tau_i^k)$ とみなす事ができる. 簡易表記 $(\bullet)_j - (\bullet)_i = (\bullet)_{ij}$ を用いて式 (3.7) を書き直すと式 (3.8) となる.

$$\Phi_{ij}^k \approx \|\mathbf{r}^k - \mathbf{r}_j\| - \|\mathbf{r}^k - \mathbf{r}_i\| - I_{ij}^k + T_{ij}^k + cdt_{ij} + c\delta_{ij} + \lambda\phi_{ij}(t_0) + \lambda N_{ij}^k + \varepsilon_{ij}^k \quad (3.8)$$

観測時刻は受信機の発振器を基準とするため, 厳密には t_i と t_j は等しくない. また, 式 (3.8) の \mathbf{r}^k も僅かに異なる. 受信機の発振器が大きくずれていると, 式 (3.8) が成り立たなく恐れがあるが, 一般に時刻比較を行う局の受信機は原子時計に同期しており, その差は僅かなため t_i , t_j のずれが問題となることはない.

同様に, 擬似距離の一重位相差は式 (3.9) で表される.

$$P_{ij}^k \approx \|\mathbf{r}^k - \mathbf{r}_j\| - \|\mathbf{r}^k - \mathbf{r}_i\| + I_{ij}^k + T_{ij}^k + cdt_{ij} + cd_{ij} + e_{ij}^k \quad (3.9)$$

電離層フリー線形結合

マイクロ波が電離層を通過する際, 周波数に依存した分散が発生し, 見かけ上伝搬時間に遅れ, または進みが生じる. この遅延は近似的に周波数の 2 乗に反比例することから, L1 帯, L2 帯の周波数を考慮した観測量は, 式 (3.10) ~ 式 (3.13) と表す事ができる.

$$P_{i,1}^k = \rho_i^k + s_i^k + \frac{1}{f_1^2} I_i^k + D_{i,1}^k + e_{i,1}^k \quad (3.10)$$

$$P_{i,2}^k = \rho_i^k + s_i^k + \frac{1}{f_2^2} I_i^k + D_{i,2}^k + e_{i,2}^k \quad (3.11)$$

$$\Phi_{i,1}^k = \rho_i^k + s_i^k - \frac{1}{f_1^2} I_i^k + \Delta_{i,1}^k + \lambda M_{i,1}^k + \varepsilon_{i,1}^k \quad (3.12)$$

$$\Phi_{i,2}^k = \rho_i^k + s_i^k - \frac{1}{f_2^2} I_i^k + \Delta_{i,2}^k + \lambda M_{i,2}^k + \varepsilon_{i,2}^k \quad (3.13)$$

ここで,

$$\begin{aligned} \rho_i^k &= \|\mathbf{r}^k - \mathbf{r}_i\| \\ s_i^k &= c(dt_i - dt^k) + T_i^k \\ D_i^k &= c(d_i - d^k) \\ \Delta_i^k &= c(\delta_i - \delta^k) \\ M_i^k &= \phi_i(t_0) - \phi^k(t_0) + N_i^k \end{aligned}$$

である．ここで，機器内遅延 D_i^k ， Δ_i^k は時間的に変化しないバイアス成分とみなし無視する．また，観測誤差は白色雑音と仮定し，式 (3.10) と式 (3.11) を使って式 (3.14) と書き直すと，電離層に起因する遅延を相殺した観測量を求める事ができる．

$$\begin{aligned} P_3 &= \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} P_1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} P_2 \\ &= \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} (\rho + s) + \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} \frac{1}{f_1^2} I - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} (\rho + s) - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \frac{1}{f_2^2} I \\ &= \rho + s \end{aligned} \quad (3.14)$$

同様に，搬送波位相は式 (3.15) となる．

$$\begin{aligned} \Phi_3 &= \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} \Phi_1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \Phi_2 \\ &= \rho + s + \frac{1}{f_1^2 - f_2^2} (f_1^2 \lambda_1 M_1 - f_2^2 \lambda_2 M_2) \end{aligned} \quad (3.15)$$

式 (3.14)，式 (3.15) は電離層フリー線形結合 (Ionosphere-Free Linear Combination) と呼ばれ，記号を用いて擬似距離は P_3 ，搬送波位相は L_3 と表記される．二周波受信機を用いた時刻比較では， P_3 ， L_3 観測量を用いた解析が基本である．

Geometry-Free

Geometry-Free は式 (3.12) と式 (3.13) を単純に引き算するもので式 (3.16) で与えられる線形結合である．

$$L_4 = \Phi_1 - \Phi_2 \quad (3.16)$$

これは L1 帯，L2 帯による電離層遅延の差分と初期位相 (M) の差分のみを持つため電離層の推定に使用される．また，サイクルスリップ検出の際にも使われる．擬似距離の差分 ($P_4 = P_1 - P_2$) も同様である．

Melbourne-Wübbena

式 (3.10) ～式 (3.13) を使用して式 (3.17) の形にすると、幾何遅延や電離層などの遅延を全て相殺し、搬送波位相の波数不確定のみの観測量を得る事ができる [39].

$$L_6 = \frac{1}{f_1 - f_2}(f_1\Phi_1 - f_2\Phi_2) - \frac{1}{f_1 + f_2}(f_1P_1 + f_2P_2) \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{f_1 - f_2}{f_1 - f_2}(\rho + s) - \frac{f_1 + f_2}{f_1 + f_2}(\rho + s) \\ &\quad - \frac{1}{f_1 f_2} \left[\frac{f_1 + f_2}{f_1 + f_2} - \frac{f_1 - f_2}{f_1 - f_2} \right] I + \frac{1}{f_1 - f_2}(f_1\lambda_1 M_1 - f_2\lambda_2 M_2) \\ &= \frac{c}{f_1 - f_2}(M_1 - M_2) \end{aligned} \quad (3.18)$$

式 (3.17) が表す観測量を Melbourne-Wübbena 線形結合と呼び、記号 L_6 で表す。 L_6 は時刻比較の観測量として使用する事は無いが、波数不確定のみの観測量であるためサイクルスリップの検出に使用する事が可能である。なお、 $L_5 = c/(f_1 - f_2)$ の波長は 86 cm であることから、擬似距離の観測誤差が小さく ($\text{RMS} \leq 1 \text{ m}$) ないとサイクルスリップ検出には使用する事ができない。

3.7 時刻比較の計算方法

本節では、GPS 受信機の性能評価が必要となる、搬送波位相による時刻比較の計算方法について説明する。なお、本研究で使用するソフトウェアは NICT が開発した “concerto v4” (c4) [40] を使用した。c4 はもともとは SLR 解析のために開発されたソフトウェアだが version 4 からは GPS 観測量も扱える [41]。時刻比較の計算方法についても c4 の実装にそって説明する。

サイクルスリップ検出

受信機が観測する搬送波位相は、相関処理から求まる受信信号と受信機内複製信号間のビート位相の端数部分である [24]。衛星の追尾が開始されると、端數位相が 2π から 0 に変わるたびに整数値カウンタを 1 増やす（あるいは逆）で位相の連続性を保つ。この整数値カウンタが式 (3.6) 中の N である。 N は衛星からの信号が届いている間は常に一定であるが、なんらかの理由で受信に失敗すると整数値カウンタが初期化され、その時点で積算位相に整数分の飛びが生じる。この飛びのことをサイクルスリップ (Cycle Slip) と呼ぶ。サイクルスリップと衛星または受信機クロックオフセットの飛びは解析では分離できないため、事前にサイクルスリップを取り除いておかないときちんとした時刻比較を行うことができない。

c4 では、サイクルスリップ検出は Blewitt が提案した方式 [42] と、ベルン大学が開発した GPS 解析ソフト “Bernese” [39] を参考に行っている。具体的には、

1. Melbourne-Wübbena を使用して大きなサイクルスリップを検出する。同時に outlier の除去も行う。
2. 可能なら Geometry-Free を使用して周波数ごとのサイクルスリップの大きさを特定し、その値を補正する。

3. 擬似距離と搬送波の電離層フリーを使用して Melbourne-Wübbena では検出できない小さなサイクルスリップの検出を試みる。

という手順でサイクルスリップの検出と、併せて outlier の検出も行っている。サイクルスリップが頻繁に起きて位相の連続性がなくなると、パラメータ推定において波数不確定とクロックオフセットの分離が難しくなるので、Geometry-Free によりサイクルスリップを接続できた方が高精度な解析が可能である。

幾何遅延

GPS 時刻比較は、式 (3.5) または式 (3.6) で与えられる右辺の各項を物理モデルなどにより補正し、最終的に受信機クロックオフセットを取り出すことで行う。項の中で一番大きな補正量が衛星と受信機アンテナ間の幾何遅延である。

c4 では、衛星の位置は IGS 解析センターが求めた速報暦 [43] を使用し、アンテナ位置は受信機が出力する単独測位の値を初期値としてパラメータ推定時に解いている。速報暦で与えられる衛星の位置は 15 分毎の三次元直交座標 (x, y, z) で与えられ、座標系は “IGS08” が採用されている。IGS08 は国際地球基準座標系 (International Terrestrial Reference Frame; ITRF) に準拠した座標系で、地球中心を原点とする地球固定座標系 (Earth Centered, Earth Fixed; ECEF) である。受信機が出力する局位置も、座標系は “WGS-84” と異なるが ECEF で与えられる。

実際には地球は回転しているため、GPS が送信した信号が観測局に到達するまでに自転による伝搬時間の遅れ（進み）が生じる。幾何遅延を ECEF で計算すると、この自転による伝搬時間が考慮されないため観測値と誤差が生じる。正しい伝搬時間を計算するためには、幾何遅延は局位置が時間によって変化する慣性座標系 (Earth Centerd Inertial; ECI) を用いて行う必要がある。

ECEF から ECI への変換は式 (3.19) で示す回転行列の積で行う [44]。

$$\mathbf{x}_{ECI}(t) = \mathbf{R}(t)\mathbf{x}_{ECEF}(t) \quad (3.19)$$

ここで、 $\mathbf{R} = \mathbf{QSW}$ で、それぞれ、歳差章動 (Precession-Nutation)、地球の自転による時角 (Earth Rotation Angle)、極運動 (Polar Motion) から作られる 3×3 の回転行列である。c4 では、地球回転のモデルとして IERS Conventions (2003)[45] を採用している。

電離層による遅延

電波が真空中以外の媒体を通過すると、媒体の屈折率に応じて伝搬速度が減少し、式 (3.20) で示すような見かけ上伝搬経路が延びたことになる。

$$\Delta\rho = \int_s (n - 1) ds \quad (3.20)$$

ここで、 s は衛星から観測局までの伝搬経路、 n は媒体の屈折率である。

電離層の屈折率は文献 [46] によると式 (3.21) のような級数で表すことができる。

$$n_\phi = 1 + \frac{c_2}{f^2} + \frac{c_3}{f^3} + \frac{c_4}{f^4} + \dots \quad (3.21)$$

ここで、係数 c_2 , c_3 , c_4 は、伝搬経路に沿った電子数密度 n_e の関数である。GPS 解析では、級数展開を二次まで打ち切った近似式が使用され、位相屈折率は式 (3.22)、群屈折率は式 (3.23) で与えられる。

$$n_\phi = 1 + \frac{c_2}{f^2} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} n_g &= n_\phi + f \frac{dn_\phi}{df} \\ &= 1 - \frac{c_2}{f^2} \end{aligned} \quad (3.23)$$

式 (3.20) に、式 (3.22)、式 (3.23) を代入し、 c_2 の推定値 $c_2 = -40.3n_e$ を使うと、電離層による位相遅延は式 (3.24)、群遅延は式 (3.25) で与えられる。

$$\Delta\rho_\phi = -\frac{40.3}{f^2} \int_s n_e ds \quad (3.24)$$

$$\Delta\rho_g = +\frac{40.3}{f^2} \int_s n_e ds \quad (3.25)$$

電離層の遅延は周波数分散性を持つため、二周波観測が利用可能な場合は 3.6 節で紹介した電離層フリー線形結合で相殺することができる。一周波しか利用できない場合は、式 (3.24)、式 (3.25) により補正することになる。

IGS では、式 (3.26) で定義される天頂方向の全電子数 (Total Electron Content; TEC) を全電子数マップ (Global Ionosphere Map; GIM) [47] の形で公開している。

$$E = \int_s n_e ds \quad (3.26)$$

現状では、一周波受信機で電離層遅延を補正するには GIM を使用するのがもっとも精度の良い方法である。最近では、地域は限られるが、より密な電離層マップが利用できる場合もある [48]。GIM を用いた具体的な電離層遅延の補正方法は付録 B に示した。

対流圏による遅延

大気屈折率は式 (3.27) で与えられる [49]。

$$10^6[n - 1] = k_1 \left(\frac{P_d}{T} \right) Z_d^{-1} + k_2 \left(\frac{P_v}{T} \right) Z_v^{-1} + k_3 \left(\frac{P_v}{T^2} \right) Z_v^{-1} \quad (3.27)$$

ここで、 T は気温、 P_d , P_v はそれぞれ乾燥大気、水蒸気分圧、 Z_d , Z_v はそれぞれ乾燥大気、水蒸気の圧縮率、 k_1 , k_2 , k_3 は実験的に決まる定数である。

天頂方向における大気遅延を考えると、式 (3.20)、式 (3.27) および状態方程式から式 (3.28) が得られる。

$$\begin{aligned} \Delta L_z &= 10^{-6} \left[\int_z k_1 \frac{R}{m_d} \rho dz + k_2' \int_z \left(\frac{P_v}{T} \right) Z_v^{-1} dz + k_3 \int_z \left(\frac{P_v}{T^2} \right) Z_v^{-1} dz \right] \\ k_2' &\equiv \left(k_2 - k_1 \frac{m_v}{m_d} \right) \end{aligned} \quad (3.28)$$

ここで、 ρ は水蒸気も含めた大気の密度、 m_d , m_v はそれぞれ乾燥大気、水蒸気の分子量、 R は普遍気体定数である。天頂方向における大気遅延量は、地上気圧に比例する式 (3.28) の右辺第 1 項

と、水蒸気量と気温による第2項、第3項に分けることができる。前者は天頂静水圧遅延 (Zenith Hydrostatic Delay; ZHD)、後者は天頂湿潤遅延 (Zenith Wet Delay; ZWD) と呼ばれる。

式 (3.28) をもとに対流圏遅延を補正しようとする、観測局における気温、湿度、気圧の情報が必要となる。しかし、実際の GPS 解析では、静水圧遅延はモデルにより精度よく補正可能だが湿潤遅延はモデル誤差が大きいため、気象データは使用せずマッピング関数 (Mapping Function) を用いてパラメータ推定を行う。

大気構造を方位による変化がなく無限に水平一様と仮定して、天頂方向における遅延量を視線方向の遅延量に変換するのがマッピング関数である [50]。

マッピング関数は仰角に対して式 (3.29) で与えられる。

$$m(\theta) = \frac{1}{\sin \theta + \frac{a}{\sin \theta + \frac{b}{\sin \theta + c}}} \quad (3.29)$$

ここで、 θ は仰角である。各項の係数 a , b , c は波線追跡法を用いて求めた大気遅延とマッピング関数とを比較し、双方が一致するように最小二乗法を用いて決められる。

c4 では、Saastamoinen モデル [51] より求めた天頂静水圧遅延を初期値として、GMF (Global Mapping Function) [52] により天頂湿潤遅延を推定している。

観測局位置変位

c4 では、パラメータ推定に古典的な最小二乗法を使用していることから、推定パラメータの数は制限を受ける。そのため、局位置は解析単位 (1 日) で 1 個の位置を推定しており、1 日以内の短期局位置変位 (Site Displacement) はそのまま受信機クロックオフセットの変動となって現れる。c4 では、局位置変位としてクロックオフセットに影響を与える“個体地球潮汐” (Solid Earth Tide) と“海洋加重” (Ocean Loading) の二種類を補正している。

太陽・月・地球の位置関係により個体地球は変形する (図 3.5)。地球の遠心力によるベクトルと、天体の引力によるベクトルの差分として、地球の形は天体方向に対して潰れた形となる。こ

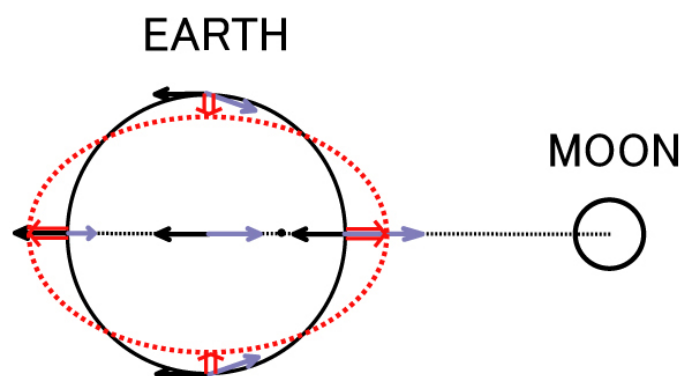


図 3.5: 個体地球潮汐 (測地学会 測地学 web 版より)

の変形のことを個体地球潮汐と呼ぶ。c4 では、IERS Conventions (2003) により補正している。

一方、海洋加重は地球潮汐による海水の質量分布に変化がおり、観測局の位置が周期的に変化するものをさす。これは、内陸より海岸に近い局で顕著に現れる。海洋加重は、観測局に対応する振幅、位相情報を用いて補正する [53]。この情報は Onsala Space Observatory のホームページ [54] より入手可能である。

衛星の重心補正

人工衛星の軌道決定は、慣性系において衛星に作用する加速度を求めることで決まる。衛星に作用する力は地球重力などの保存力であることから、軌道決定によって求まる位置は衛星の質量重心となる。一方、衛星から受信機までの距離は、衛星搭載アンテナ、受信機アンテナそれぞれの位相中心間の伝搬時間であるため、衛星重心から搭載アンテナの位相中心までのずれを補正する必要がある。

この情報は、IGS が各衛星について衛星固定座標系 (Satellite Body Fixed; SBF) に対する補正值の形で公開している。c4 では、太陽、地球、衛星位置から衛星の姿勢を計算し、SBF で与えられる重心補正值を慣性座標系に変換し測距値から補正している。

Phase wind-up

GPS 信号は衛星搭載のオムニアンテナから右旋円偏波 (Right Circularly Polarized; RCP) で送信されている。そのため、観測される搬送波位相は衛星とアンテナの向きにより最大 1 波長分長さが変化する。この効果は phase wind-up [55] といわれる。c4 では文献 [56] に従って補正している。

受信機アンテナ位相中心補正

測地精度が mm 精度になってくると、受信する搬送波位相はアンテナの入射角度によって微妙に伝搬距離が変わることが問題となってきた。そこで、補正量をアンテナメーカー毎に求め [57]、衛星の重心補正と同様に IGS が公開している。

時刻比較では、仰角依存性が問題になる程の精度はまだないが、L1 帯と L2 帯はアンテナ筐体内で異なる場所に位置するため、IGS の方式に従って補正を行っている。

受信機の時計誤差

衛星、受信機相互のクロックオフセットを除く全ての伝搬遅延を補正することで、式 (2.8)、または PPP 方式では式 (3.4) により受信機間の時刻差を求めることが可能になる。

搬送波位相では、式 (3.6) 中の初期位相 $\phi_i(t_0)$ 、 $\phi^k(t_0)$ と波数不確定 N_i^k が未知数として残る。初期位相、波数不確定、受信機クロックオフセットは、あるエポックにおいては分離不可能である。測地解析では一重位相差から、さらに式 (3.30) で表される衛星間の差分を取る二重位相差を用いることでこの問題を解決する。

$$\Phi_{ij}^{kl} = \rho_{ij}^{kl} - I_{ij}^{kl} + T_{ij}^{kl} + \lambda N_{ij}^{kl} + \varepsilon_{ij}^{kl} \quad (3.30)$$

二重位相差では、衛星のクロックオフセット、初期位相に加え、受信機のクロックオフセット、初期位相も消去できるため、波数不確定 N_{ij}^{kl} を整数化することが可能である [58]。ただし、残念な

が受信機クロックオフセットも消去してしまう二重位相差は時刻比較では使用することはできない。

c4では、疑似距離のみを用いてある程度のクロックオフセットを推定しておき、その値を初期値として、搬送波位相観測量による初期位相を含んだ実数波数不確定と受信機クロックオフセットを推定している。波数不確定は、サイクルスリップがおこらなければ固定値であるため、複数衛星が重なり合うことで、この方式でも数10 ps～100 ps程度の時刻比較が可能となる。ただし、群遅延で求まる初期値は搬送波位相の観測精度に比べると二桁以上悪いので、解析単位前後で数100 psから1 ns程度の時刻飛びが発生してしまう。通常解析は1日毎で行われるため、この飛びは毎日0 h GPSTに発生することから“day boundary”と呼ばれる[59]。

3.8 まとめ

GPSの登場と時刻比較への利用は、これまで不可能だった遠隔地の原子時計を直接比較する手段を提供した。原子時計の進歩だけではなく、GPS時刻比較の登場がTAIの決定精度を飛躍的に向上させた。

測地解析手法の時刻比較への適用は、疑似距離のみを使用した時刻比較の精度を2桁程度向上した。その一方で、これまでは受信機の出力結果を単純に引き算することで得られていた時刻差が、地球回転や、大気伝搬特性などさまざまな物理モデルに対する知識と、パラメータ推定のための最小二乗法やカルマンフィルタのチューニングなど、高度な解析技術を要求されるようになった。

初期の測地解析では、衛星と受信機のクロックオフセットは波数不確定と一緒に nuisance parameter と呼ばれた。そのため、解析ソフトが出力するクロックオフセットが忠実に発振器の振る舞いを推定しているかはあまり注意されていない。TAIの高精度化を図るためには、高精度な時刻比較受信機の開発と併せ、時刻比較に適した解析用ソフトウェアの整備と、解析を行う人材のスキルアップも同時に進めていく必要がある。

第4章 ソフトウェア無線

4.1 はじめに

ソフトウェア無線 (Software-Defined Radio; SDR) 技術は、パーソナル通信用端末などの柔軟性が要求される分野で注目を集め発展してきた技術である [60]。ソフトウェア無線は、図 4.1 で示すデジタル信号処理の部分をソフトウェアで行う技術である。これまでの通信端末は、通信方式に

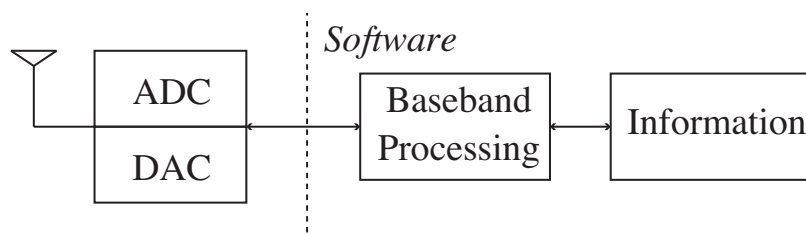


図 4.1: ソフトウェア無線の概念図

応じた専用の ADC (Analog-to-Digital Converter) または DAC (Digital-to-Analog Converter) と論理回路で構成された専用ハードウェアで作られていた。ソフトウェア無線技術では、汎用の ADC/DAC を使用し、デジタル信号処理を行う論理回路をソフトウェア化して再構成可能とすることで、1 台の端末で様々な通信方式に柔軟に対応しようという試みである。

本章では、4.2 節で GNSS 研究におけるソフトウェア無線の取組みについて紹介する。4.3 節では本研究と平行して行っている、SDR を用いた複擬似雑音信号方式および搬送波位相方式についてその研究成果を報告する。ソフトウェア無線を広義でとらえると、再構成可能な FPGA や DSP (Digital Signal Processor) による端末も含まれる。4.4 節では、時刻比較に SDR を活用する際、パソコン上のソフトウェアで行う方式と、FPGA などの再構成可能なデバイスで行う方式の比較検討を行う。

4.2 GNSS 研究における SDR の利用

GNSS 信号処理を SDR 技術で行う試みは 1990 年代後半から始まっている [61]。初期のソフトウェア GNSS 受信機開発は、単純にハードウェア部分をソフトウェアで実装することの面白さを追求したものが多く、ソフトウェアで実装することの利点として、

1. デジタル信号処理部のアルゴリズムを自由に試すことができる。専用チップを使用するハードウェアでは、アルゴリズムは事前のシミュレーションで詳細に検討しておく必要があり、信号発生用のシミュレータも必要だが、ソフトウェアでは実信号を伴ってアルゴリズムを評価することができ、駄目だった場合の作り直しも簡単である。

2. デジタル信号に変換された後は、任意の場所の信号を簡単に検査できる。FPGA でも、任意の点の信号を見るためにはロジックアナライザが必要であり、また観測ピンへの接続を必要とするが、ソフトウェア受信機はアルゴリズムの途中でも出力用の命令を数行追加するだけで結果を容易に確認できる。
3. 数値を浮動小数点で扱えるため、固定小数点演算が基本である論理回路に比べ、桁落ちや丸め誤差による数値誤差をあまり気にしなくてよい。
4. サンプリングした信号をハードディスクなどに記録しておくことで、異なるアルゴリズムを全く同じ条件で評価できる。
5. 新しい信号への対応が容易に行える。新しい信号を送信する衛星が打ち上げられても、専用チップを搭載した受信機では受信できないが、ソフトウェア受信機ではパソコン上のソフトウェアを追加するだけで対応可能である。

などが挙げられる。最近では、純粋興味の研究から、これら特性を生かした研究へと内容が変化している。本節では、代表的な SDR 技術による GNSS 受信機の先行研究について紹介する。

微弱信号追尾

通常の GPS 受信機が追尾可能な信号は 35~37 dBHz 以上であるが、これよりさらに 10 dB くらい低い信号を受けるための研究である [62]。直接は GPS 衛星が受からない静止衛星搭載受信機 [63] や室内での信号検出 [64] に使われる。極めて弱い信号のため、長時間積分が必要となり、航法メッセージによる符号反転を考慮しながらの積分が要求されることからハードウェアよりはソフトウェアの方が向いている。

反射波検出

GPS の信号は直接アンテナに入射する直接波の他に、地面や周りの建物で反射してから受かるマルチパスがある。通常的位置解析ではマルチパスは誤差要因でしかないが、わざとマルチパスを受信して地球環境計測に使おうという研究である。津波などの検出を目的とした海面高度の測定に多く使われている [65]。また、反射波専用の LHCP アンテナを用いて土壌水分の測定 [66] や積雪の測定 [67] などに利用する研究も行われている。

新しい信号の解析

これまでは、測位衛星は米国の GPS とロシアの GLONASS のみであったが、近年は地域に特化したものまでを含めるとさまざまな国が測位衛星の開発を行っている。新しい衛星は運用前に軌道上試験 (In-Orbit Validation Element) を行うが、その際符号形式などは一般には公開されない。これら衛星をパラボラアンテナで追尾し SNR を良くした状態で符号解析を行う研究が行われている [68]。極めて特殊な研究ではあるが、ハードウェア受信機では決して実現しない、SDR 技術があってこそその成果である。

4.3 時刻比較における SDR の活用

時刻比較の装置に SDR 技術を用いたのは NICT が最初である。NICT では、2005 年より SDR 技術を時刻比較に応用するための研究を始めた [69, 70]。ここでは、本研究と平行して行っている複擬似雑音 (Dual Pseudo random Noise; DPN) 信号方式の装置開発と、時刻比較実験の成果 [71] について報告する。なお、DPN で使用したデジタル信号処理技術の多くは、本研究で開発した GPS 受信機との間で相互に生かされている。本節では、DPN 装置特有の部分について詳しく報告する。

原理

遠隔地の時刻比較方式としては、GNSS 方式の他に商用通信衛星を経由して互いのタイミング信号を伝送する TWSTFT がある。TWSTFT では、タイミング信号として GNSS 同様 PRN 拡散符号によるスペクトル拡散通信方式を使用する。群遅延による TWSTFT の観測精度は 5.3 節で示すように相関帯域幅に依存する。高精度な時刻比較のためには、広帯域な信号を用いた方が有利であるが、TWSTFT では商用通信衛星の中継機を借りる必要があるため、占有帯域幅を広げることは運用コストの増加につながる。これまで TWSTFT はもっとも高精度な時刻比較手法であったが、現状では PPP による GNSS 時刻比較の方が比較精度では勝る。

相互相関関数より求まる群遅延は相関スペクトルの偏角の傾きからも求めることができる。これは、単一の広帯域な PRN 符号の代わりに、狭帯域でコヒーレントな PRN 符号を周波数軸上で離れた点に配置することでも、広帯域な PRN 符号と同等な観測精度が得られることを意味する (図 4.2)。

単一の PRN 符号による時刻比較では、衛星中継器の帯域幅は PRN 符号のメインローブと等しくすることが多く、その場合の群遅延決定精度は式 (4.1) で近似できる。

$$\sigma_\tau \approx \frac{1}{3R_c\sqrt{T(C/N_0)}} \quad (4.1)$$

ここで、 R_c は使用する拡散符号のチップ周波数、 T は積分時間、 C/N_0 は信号対雑音比である。

一方、周波数軸上で離れた 2 個の PRN 符号からなる DPN では、観測精度は式 (4.2) で与えられる。

$$\sigma_\tau^{DPN} \approx \frac{1}{4\pi F\sqrt{T(C/N_0)}} \quad (4.2)$$

ここで、 F はサブキャリア周波数である。DPN 信号の場合、観測精度は使用した PRN 符号の帯域ではなく、周波数軸上に配置した間隔の広さに依存する。

欧米が TAI 決定のために使用している TWSTFT の信号は 1 MHz 帯域であり、その観測精度は C/N_0 55 dBHz としておよそ 0.6 ns である。一方、欧米が使用している PRN 符号の半分である 500 kHz 帯域を 20 MHz 離れた場所に配置すれば、その観測精度はおよそ 15 ps と理論上では 40 倍高精度な観測が行える。

DPN 用モデム

開発した DPN 用モデムは、任意信号発生器 (Arbitrary Waveform Generator; AWG) と汎用 ADC (K5/VSSP32) から構成され、サンプリング後のデジタル信号処理はパソコン上のソフト

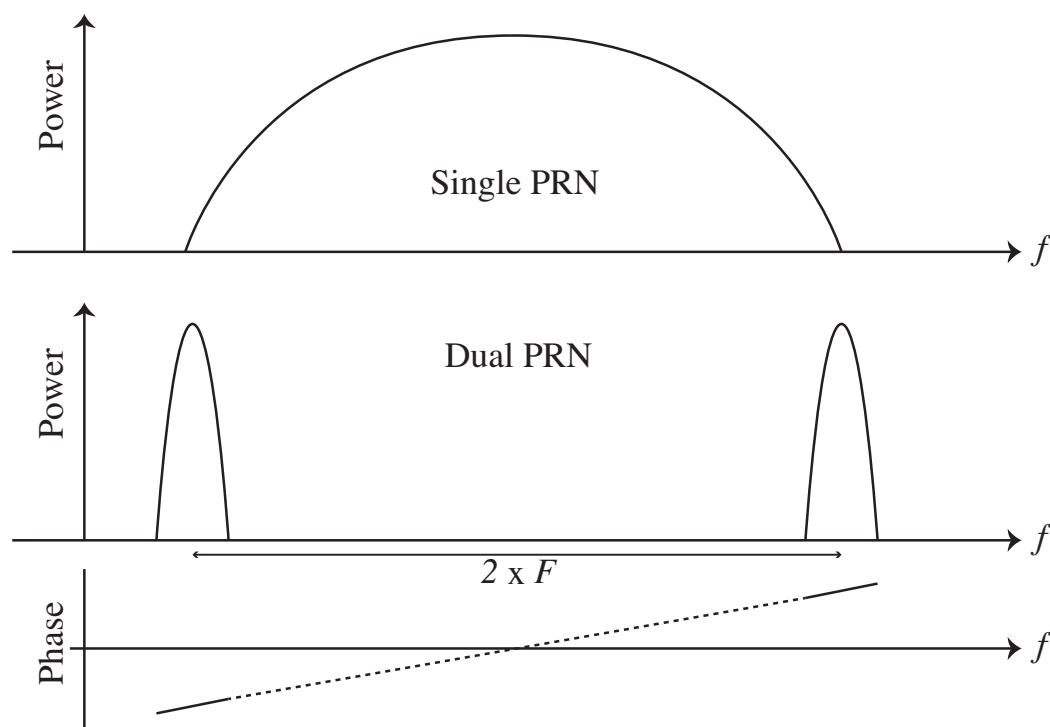


図 4.2: 複擬似雑音信号

ウェアで処理を行っている。AWGはサンプリングクロック 204.6 MHzで、メモリー上に転送された 8 bit デジタル波形をアナログ信号として出力する。メモリは 512 KB を 2 枚搭載しており、出力可能な波形周期は最大 5 ms となっている。DPN 用の信号としては、 $2^9 = 511$ bit の M 系列符号を使用し、チップ周波数は 127.75 kHz とした。符号周期は 4 ms である。3.3 節で述べた雑音もどきの特性を満足する 9 bit M 系列には 48 とおりの生成多項式が存在する。DPN では、このうち二つの符号の相互相関値が 20 % 以下で、全ての相互相関の平均がもっとも小さいもの 10 とおりを選んで時刻比較信号として使用した。

受信機側のデジタル信号処理ソフトは 5.3 節で述べる GPS 受信機と基本的には同じである。ここでは、DPN モデムに特有な部分について述べる。DPN の信号は周波数軸上に分割されたコヒーレントな二つの PRN 信号である。受信機側の構成としては、個々の信号を狭帯域フィルタで取り出した後、ADC でデジタル信号に変換する方法と、二つの PRN 信号を含む広帯域な信号としてサンプリングする 2 種類の方式が考えられる。狭帯域フィルタで切り出す方式は、サンプリング帯域を狭くすることが可能で、デジタルデータの容量を少なくすることが可能だが、狭帯域フィルタの位相特性による DPN 遅延決定精度への影響が心配される。DPN は個々の PRN 符号の位相から群遅延を求めるため、コヒーレント性が失われると DPN 方式が成り立たなくなる。DPN モデムでは、二つの PRN 符号を同時にサンプリングする方式を採用した。ただし、この方式だと ADC の最大サンプリング周波数以上は DPN の分割周波数を広げられなくなる。使用した K5/VSSP32 の最大サンプリング周波数は 64 MHz であること、サンプリング時に生じるエイリアスの影響を軽減することを考えると DPN で分割可能な周波数幅は最大 30 MHz 程度までとなる。

DPN 信号では、64 MHz でサンプリングしたうち、群遅延を求めるために使用するデータはた

かだか 200 kHz ($\approx 2 \times 127.75$ kHz) 程度である。そこで、サンプリングデータは FIR フィルタを使用して 1/8 に間引いてから処理をした。実際に相関器で処理しているデジタルデータは 8 Msps \times 2 ch となっている。

時刻比較実験

開発した DPN モデムを使用して NICT と台湾電信研究所 (Telecommunication Laboratory, Taiwan; TL) との間で時刻比較実験を行った。実験は 2010 年 3 月から 2013 年 3 月まで断続的に行われた。ここでは、実験初期の 2010 年 4 月 16 日から 18 日間の結果について報告する。

実験で使った地球局は、DPN モデム以外は通常の TWSTFT で使用している装置を使用した。両局ともアンテナは直径 1.8 m のオフセットアンテナを使用した。基準信号には、それぞれの標準である UTC(NICT), UTC(TL) の 10 MHz と 1 PPS を使用した。

図 4.3 に DPN から求めた UTC(NICT) と UTC(TL) の時刻差を示す。比較期間は 4 月 16 日か

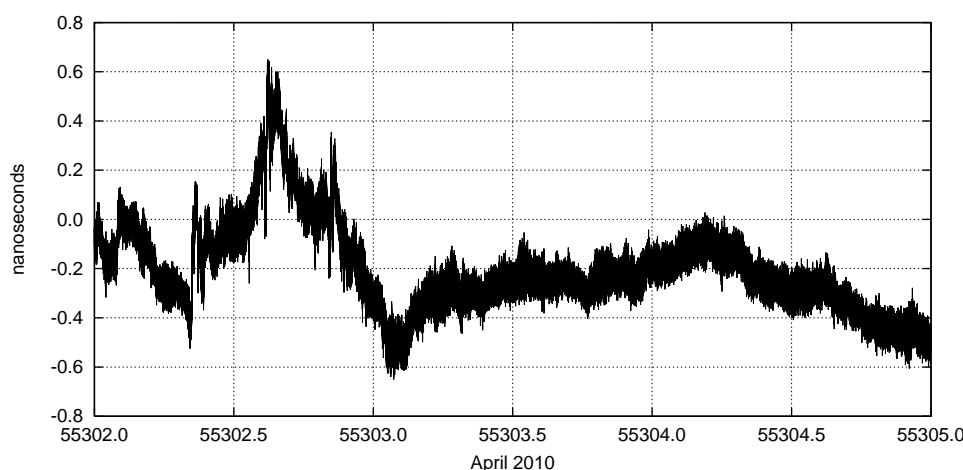


図 4.3: DPN から求めた UTC(NICT) と UTC(TL) の時刻差

ら 18 日までの 3 日間である。グラフの横軸は修正ユリウス日 (Modified Julian Date; MJD) で表した日付で、縦軸は UTC(NICT) と UTC(TL) の時刻差 (単位は ns) である。グラフの各点は 1 秒平均の値で、機器内やケーブルの遅延から生じるバイアス成分は除去してある。この期間の相関振幅から求まる平均 C/N_0 は NICT が 52 dBHz, TL が 49 dBHz であった。式 (4.2) から求まる観測精度は、それぞれの C/N_0 より NICT が 20.0 ps, TL が 28.2 ps であり、両局の時刻比較の理論値は 17.2 ps となる。図 4.3 の修正アラン分散から求めた 1 秒の観測精度は 16.0 ps でほぼ理論値と一致した。

搬送波位相の利用

TWSTFT においても搬送波位相を用いることができれば、群遅延に比べ遥かに高精度な時刻比較を行うことが可能となる。通常の TWSTFT で使用しているモデムは観測量として群遅延しか取り出せないため、搬送波位相を観測量として使用することはできなかったが、DPN で開発したソフトウェアモデムは観測量を柔軟に変更できるため搬送波位相の利用が可能となった。

局 B で受信した，局 A からの信号を式 (4.3) で表す．[72]．

$$\Phi_{ab}(t) = \omega_u \tau_a(t) - \omega_s \tau_s(t) - \omega_d \tau_b(t) - \frac{\omega_u \rho_{as}(t) + \omega_d \rho_{bs}(t)}{c} \quad (4.3)$$

ここで， ω_u ， ω_d はそれぞれアップリンク，ダウンリンクの周波数， ω_s は衛星搭載発振器の周波数， τ_a ， τ_b ， τ_s はそれぞれ局 A，局 B，衛星のクロックオフセット， ρ_{as} ， ρ_{bs} はそれぞれ衛星と局 A，局 B の幾何距離， c は光速を表す．同様に，局 B から局 A への信号，局 A の折り返し，局 B の折り返し信号は式 (4.4) ～式 (4.6) となる．

$$\Phi_{ba}(t) = \omega_u \tau_b(t) - \omega_s \tau_s(t) - \omega_d \tau_a(t) - \frac{\omega_u \rho_{bs}(t) + \omega_d \rho_{as}(t)}{c} \quad (4.4)$$

$$\Phi_{aa}(t) = \omega_u \tau_a(t) - \omega_s \tau_s(t) - \omega_d \tau_a(t) - \frac{\omega_u \rho_{as}(t) + \omega_d \rho_{as}(t)}{c} \quad (4.5)$$

$$\Phi_{bb}(t) = \omega_u \tau_b(t) - \omega_s \tau_s(t) - \omega_d \tau_b(t) - \frac{\omega_u \rho_{bs}(t) + \omega_d \rho_{bs}(t)}{c} \quad (4.6)$$

式 (4.3) と式 (4.4) で引き算をし，式 (4.5) と式 (4.6) で引き算を行うと，衛星搭載発振器に依存する項が消える．引き算の結果相互をさらに引き算することで，最終的に局 A と局 B の時刻差は式 (4.7) で求まる．

$$\begin{aligned} \tau_a(t) - \tau_b(t) &= \frac{\omega_{\oplus} x(t) - \omega_{\ominus} y(t)}{\omega_{\oplus}^2 - \omega_{\ominus}^2} \quad (4.7) \\ x(t) &\equiv \Phi_{ab}(t) - \Phi_{ba}(t) \\ y(t) &\equiv \Phi_{aa}(t) - \Phi_{bb}(t) \\ \omega_{\oplus} &\equiv \omega_u + \omega_d \\ \omega_{\ominus} &\equiv \omega_u - \omega_d \end{aligned}$$

TWSTFT でも搬送波位相には波数不確定が生じる．商用衛星のダウンリンク周波数は Ku 帯 (10 GHz～12 GHz) であり，波数不確定は ≤ 50 ps となる．同時に送信する変調波の群遅延決定精度では数 10 ps の波数不確定を解くことは不可能なため，本方式では観測中断を挟んだ前後では位相を接続することができない．そのため，搬送波位相衛星双方向方式は周波数比較となる．

搬送波位相の決定精度は帯域幅に依存しないため，同時に送信する変調波は狭帯域信号で十分である．DPN 装置を使用して行った，NICT 本部（東京都小金井市）と沖縄電磁波技術センター（沖縄県恩納村）間での DPN，搬送波位相の修正アラン分散で表した安定度を図 (4.4) に示す．

DPN，搬送波位相方式とも 120 秒平均で 10^{-14} 台と極めて高精度な時刻比較が可能であることを示している．特に搬送波位相方式は 1.8×10^{-14} と長時間の平均化をせずとも水素メーザーの安定度に達している．一方で，1 000 秒過ぎに大きな突起がみられる．これは，アップ／ダウンコンバータの発振器が室温により変動したため生じている．群遅延を用いる DPN では，周波数変換の位相変動は結果に影響しないが，搬送波位相では周波数変換のための発振器の変動が結果に直接反映されるため，温度環境などに注意する必要がある．

DPN の結果は 30 000 秒付近で悪化している部分がある．これは，送信符号間の干渉に起因する．このように，DPN，搬送波位相方式とも改善の余地が多々ある方式で，更なる比較精度の向上が見込まれている．

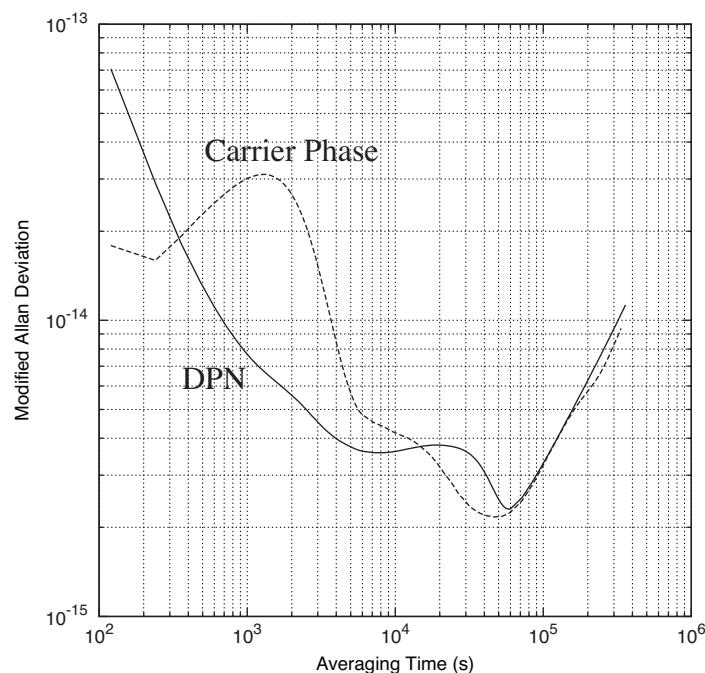


図 4.4: DPN と搬送波位相の安定度

4.4 再構成可能デバイスとの比較

本研究では、デジタル信号処理にはパソコン上のソフトウェアを使用して行った。ソフトウェア受信機を構築する際は、デジタル信号処理部を FPGA や DSP などの再構成可能なデバイスで実装することも可能である。ここでは、FPGA などを使用した場合と、パソコン上のソフトウェアで実装した場合の利点および弱点について検証する。

FPGA で実装した場合は、処理速度は PC 上のソフトウェアに比べはるかに有利で、広帯域、多チャンネルの信号処理も可能である。また、組立て後のサイズも小型化することが可能で、消費電力も少なくできる。信号処理部の開発を研究機関や大学で行い、その後製品化を開発業者に依頼する場合は FPGA を使用の方が有利だと思われる。

一方、今回ターゲットにしている使用方法としては、製品化は行わず、各 NMI が汎用 ADC を入手すれば、時刻比較受信機の組立てが行えることを狙っている。このような使用形態では、NICT が開発したソフトウェアは PC 上で動作する方が、各 NMI においてインストールを簡単に行うことができる。時刻比較では、4.3 節で紹介したように、PRN 符号によるスペクトル拡散通信方式が GPS 時刻比較以外でも使用されている。そのため、GPS 信号処理用に開発したデジタル信号処理部を、僅かな変更で TWSTFT や他の方式に転用することができる。PC 上のソフトウェアで実装しておけば、ライセンスの問題はあるがソースコードを配布することで、各 NMI が新たな時刻比較目的に再利用することも容易である。実際、DPN 用に開発した信号処理部は、共同実験を行った TL において光ファイバ時刻比較への再利用が検討されている [73]。

時刻比較の精度改善の面からみても、これまでは装置をハードウェアで構築していたため、信号処理部に起因する誤差要因の特定が極めて困難であった。特に、衛星を使用した時刻比較では、シミュレーションなどにより衛星の動きや信号伝搬で生じる影響を正確に評価することは難しく、

実際に衛星を中継して測定する必要が多々ある。このような場合、汎用 ADC と PC 上のソフトウェアによる組合せなら、測定データをハードディスクなどに記録しておき、PC 上のソフトウェアを少しずつ変更しながら信号処理に起因する誤差要因の解析が行える。

このように、特殊な測定が必要な時刻比較の装置では、FPGA による開発よりは PC 上のソフトウェアで実装する方が好まれる特徴が多いと思われる。

4.5 まとめ

これまで、時刻比較の装置に SDR 技術は活用されてこなかった。しかし、実際に SDR 技術に触れてみると、時刻比較のような特殊で採算性の合わない装置開発にとっても適した技術であることがわかる。NICT が行った DPN や搬送波位相方式の装置をハードウェアでメーカーに開発させた場合、開発費用と期間が相当数かかる。それが SDR で行った場合は、ハードウェアは共通に使用でき、デジタル信号処理部の多くも共有することが可能であった。

時刻比較の装置開発に SDR を用いる試みは NICT 以外ではほとんど行われていないが、その有効性は徐々に認識され、いくつかの研究所では SDR による装置開発が開始された。SDR 技術は、今後の時刻比較における装置開発で重要な役割を担うと思われる。

第5章 時刻比較用 GPS 受信機の開発

5.1 はじめに

第2章と第3章では、GPS 時刻比較を理解する上で必要な基本的な内容を紹介した。また、第4章では時刻比較用 GPS 受信機を開発するために採用した SDR 技術について紹介した。

本章では、実際に開発を行った時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機 [74, 75] の詳細について報告する。5.2 節では、時刻比較用受信機に要求される機能をまとめた。5.3 節では、要求機能を満たすために必要な設計と採用したアルゴリズムの説明を行う。続く、5.4 節では具体的な実装について報告する。受信した信号をデジタル信号に変換するまでのアナログ部と、デジタル変換後の信号処理部について、実装上の注意点と実装方法を報告する。最後に、5.5 節では実装した計算機環境についての説明と、初期動作確認の結果を報告する。

5.2 GPS 受信機の機能

開発する時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機（以降、ソフトウェア受信機）は、汎用の ADC を使用し、デジタル信号処理部はパソコン上のソフトウェアで行うことを前提に設計する。使用目的は時刻比較専用とし、信号処理に使用するパソコンはインターネットに接続可能とする。

ソフトウェア受信機を設計するにあたり、最初に一般のカーナビや携帯で使われている GPS 受信機の動作を確認する。単独測位が可能な GPS 受信機では次のような処理により自分の位置を求める。

信号補足

見ず知らずの場所に連れてこられた受信機は、電源投入時には事前の情報が何も無いことから闇雲に受信可能な衛星を探す“信号補足”（Signal Acquisition）処理を開始する。受信した GPS 信号は衛星の速度に応じたドップラーを受けるため、伝搬により生じる遅延時間とドップラーによる周波数変化の2次元平面の探索を行う。ドップラー周波数の探索範囲は、固定されたアンテナではほぼ ± 10 kHz 程度を探すこととなる。補足に成功した衛星は“信号追尾”（Signal Tracking）処理に送られる。

固定された受信機では、設置後初めての電源投入時以外は、メモリ上に残っているアンテナ位置と可視可能な衛星から信号補足の処理を行わず、いきなり信号追尾を開始することも可能である。ただし電源断の期間が数ヶ月にわたると可視可能な衛星を計算できなくなり信号補足から始める必要が生じる。

信号追尾

補足に成功した衛星は、地平線に隠れて信号が届かなくなるまで追尾処理により擬似距離を計算する。この際、衛星の動きに併せて、伝搬時間とドップラー周波数が時々刻々と変化するので、受信機内で生成した PRN 符号の先頭位置、チップ周波数、IF ビデオ周波数などの調整を行い追尾する。計算に必要な擬似距離と、ドップラー追尾に搬送波位相が必要なことから、個々の衛星に対する両観測量が得られるが、測地用受信機以外でこの結果を取り出せる受信機は稀である。

衛星の仰角が低くなると S/N が劣化するため、実際には地平線に沈む前に受からなくなる。どこまで低仰角の衛星を追尾できるかは受信機のパフォーマンスに依存するが、低仰角の観測精度は良くないため 30 度以上の衛星のみ追尾するなど、仰角による制限を加えた受信機もある。

航法メッセージの復号

逆拡散後の搬送波位相は、重畳された航法メッセージに応じて 20 ms 毎に 180° 位相が反転する。位相反転の情報を元に 1/0 のビット列を構成し重畳された航法メッセージを取り出す。航法メッセージは 300 bit (6 秒) 毎のサブフレームから構成されており先頭 8 bit はプリアンブルとなっている。受信機はまずプリアンブルの検出を行い、サブフレームの特定に成功後、放送暦 (Broadcast Ephemeris) と呼ばれる衛星の軌道情報や搭載時計のクロックオフセットを取り出すことができる。

航法メッセージには、放送暦の他に全ての衛星の天体暦 (Almanac) も送信されており、この情報を復号することで現在見えない衛星がいつ見えるようになるか知ることができる。

位置決定

同時に 4 個以上の衛星を追尾することができると、復号した航法メッセージから受信機アンテナの位置とクロックオフセットを推定することが可能となる。位置と発振器のずれがわかれば、これ以降は天体暦から上空にくる衛星を計算することができ、信号補足処理は省略することが可能となる。

受信機のクロックオフセットが大きいと、実際に衛星がいる位置と計算から求まる位置の誤差が大きくなる。そのため、クロックオフセットが GPS Time から 10 ms 以上ずれると内部のサンプリングタイミングをリセットし誤差が 10 ms 以内に治まるようにする。

求まったアンテナの 3 次元位置と GPS Time が結果として出力される。一部受信機では内蔵発振器を GPS Time で位相同期することにより、GPS Time に同期した 1 PPS と 10 MHz を出力するものもある。

時刻比較に限った場合、アンテナは固定点であること、衛星、受信機とも発振器は原子時計を基準としており、発振器間の周波数ずれは僅かであることから、初期補足に必要な遅延と周波数差は天体暦をもとに計算で求めることができる。GPS の天体暦はインターネットで公開されており、ネットワークに接続できれば航法メッセージを復号しなくとも入手可能である。時刻比較の計算に必要な観測量は、個々の衛星との疑似距離および搬送波位相のみのため、アンテナ位置や受信機クロックオフセットを受信機内部で計算する必要は無い。結果として、ネットワーク接続を前提として、ソフトウェア受信機は“信号追尾”と天体暦から可視衛星の計算をする単純な構成とできる。この方式では、受信機設置後のアンテナ初期位置をなんらかの手段で知る必要がある

が、信号追尾部分でも群遅延とドップラー周波数の補正を行うため、初期同期が行える精度があれば十分である。遅延方向で 10 μ s (3 km) 以内、周波数方向で 10 Hz (2 m/s) 以内に治まればよいことから、地図などから求めた初期位置でも十分使用可能である。

次に、時刻比較精度の面から必要な機能を考えてみる。現在 TAI 決定に寄与する原子時計としてはセシウム原子時計か水素メーザーが使用されている。セシウム原子時計の 1 秒間における安定度は 10^{-11} から 10^{-12} 、5 日間で 10^{-14} 程度である。短期安定度がより優れている水素メーザーでは、1 秒で 10^{-13} 、10 000 秒で 10^{-15} に達する。TAI の計算に用いられる平均化時間が、現状は 5 日であることと、近年は Rapid UTC[76] のためにより短い時間での平均化時間が採用されることを考えると、1 日で 10^{-15} 台の時刻比較精度を得られることが理想である。

1 日平均で 10^{-15} 台の比較精度を得るためには、観測量として擬似距離の他に搬送波位相が必要となる。また、電離層の影響を軽減するため二周波観測も必要である。ただし、P コードによる追尾を実装することは困難なため、民生用コードを使用して行う。パラメータ推定を行う際は、衛星数が多い方が平均化の効果で推定精度が向上するため可視可能な衛星は全て受信できる方がよい。特に対流圏遅延を推定するためには低仰角の衛星が必要となる。また、原子時計の変動をモニタするためには連続的に観測する必要がある。搬送波位相を観測する場合、サンプリングにデッドタイムが生じてしまうと位相の連続性が保てなくなるので、必ずサンプリング時間よりデータの処理時間の方が短く、データの欠落が発生しないようにする必要がある。

以上をまとめると、ソフトウェア受信機に必要な機能は、

1. 可視可能な衛星は全て追尾する。
2. 民生用信号による二周波観測が行える。
3. 信号追尾および天体暦から可視衛星を計算する機能を有する。
4. 観測結果として、個々の衛星に対する擬似距離と搬送波位相を出力する。
5. サンプリングデータの欠落が発生しないように連続観測を可能とする。

となる。

5.3 基本設計

次に 5.2 節の機能を実現するための設計要求について検討する。ソフトウェア受信機を実装する場合、FPGA などを用いたハードウェア受信機のアルゴリズムをソフトウェアで忠実に再現する方法もあるが、ハードウェアのアルゴリズムが必ずしも 5.2 節の要求を満たす受信機に適しているとは限らない。そこで、まずソフトウェアに適した信号処理方式の検討を行う。

5.3.1 アルゴリズムの検討

受信機が出力する観測量は、受信した測距信号を復調して得られる擬似距離と搬送波位相である。擬似距離および搬送波位相は、衛星から受信した信号と受信機内で生成した PRN 複製信号との間で相関をとることによって得られる。

まず、一般的な相互相関関数 (cross-correlation function) について考える. 二つの関数 $x(t)$ と $y(t)$ の相互相関関数 $c_{xy}(\tau)$ は式 (5.1) で定義される [77].

$$c_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t-\tau)dt \quad (5.1)$$

式 (5.1) のフーリエ変換は式 (5.2) となる.

$$\begin{aligned} C_{xy}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} c_{xy}(\tau)e^{-i2\pi f\tau}d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t-\tau)dt \right] e^{-i2\pi f\tau}d\tau \end{aligned} \quad (5.2)$$

式 (5.2) の右辺の積分順序の変更と, $s = t - \tau$ の変数変換を行うと式 (5.3) となる.

$$\begin{aligned} C_{xy}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \left[- \int_{-\infty}^{\infty} y(s)e^{-i2\pi f(t-s)}ds \right] dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i2\pi ft}dt \int_{-\infty}^{\infty} y(s)e^{i2\pi fs}ds \\ &= X(f) \int_{-\infty}^{\infty} y(s)e^{i2\pi fs}ds \end{aligned} \quad (5.3)$$

$y(s)$ のフーリエ変換は式 (5.4) であり, 周波数 f を $-f$ と置き換えた場合は式 (5.5) であり, $Y(-f)$ は $Y(f)$ の複素共役 $Y^*(f)$ であることがわかる.

$$\begin{aligned} Y(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(s)e^{-i2\pi fs}ds \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} y(s) \cos(2\pi fs)ds - i \int_{-\infty}^{\infty} y(s) \sin(2\pi fs)ds \end{aligned} \quad (5.4)$$

$$\begin{aligned} Y(-f) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(s)e^{i2\pi fs}ds \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} y(s) \cos(2\pi fs)ds + i \int_{-\infty}^{\infty} y(s) \sin(2\pi fs)ds \end{aligned} \quad (5.5)$$

これより, 相互相関関数のフーリエ変換である相互スペクトルは式 (5.6) となる.

$$C_{xy}(f) = X(f)Y^*(f) \quad (5.6)$$

実際には, GPS 衛星が送信する PRN 符号と受信機内で逆拡散に用いる符号は同一のものを使用することから, 二つの関数 $x(t)$ と $y(t)$ は同一であり, その場合は自己相関 (auto-correlation) と呼ばれる. N bit の PRN 符号で自己相関をとった場合, その形は図 5.1 のような三角形となり, 畳込み積分の結果は符号が完全に一致したとき N となり, 1 bit でもずれると -1 となる. 受信機を実装する際は, 受信符号と受信機内複製符号の間で相関をとり, 相関結果の各点から最大となるピーク位置を探し, その値から群遅延を求めることになる. また, 群遅延を求める手段としては, 時系列データの畳込み積分か, 実信号それぞれをフーリエ変換した後, 複素共役のかけ算を行う二種類の方式から選択できることになる.

実際の信号はデジタル化された離散信号であることから, 相関結果のピーク位置はサンプリング周波数の分解能でしか求まらない. そこで, 複数の点に対し, わざと相関開始点をずらして相関値を計算し, その結果から相互相関関数を補完して真の相関ピークを推定する方式がとられる.

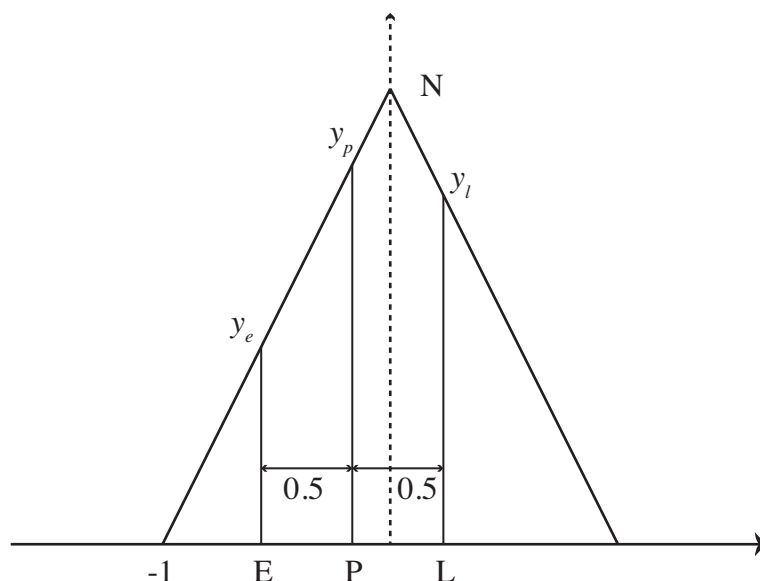


図 5.1: Early-Late 形式の相関器

これまで開発されてきた実時間対応ソフトウェア受信機の多くは、古典的な Early/Late/Prompt 方式の相関器を採用している [78, 79]. これは、Prompt 信号に対し、 $1/2$ チップ進んだ Early 信号と $1/2$ チップ遅れた Late 信号の 3 種類の複製信号を準備し受信信号との間で相関をとることで、相互相関関数を 3 点で表す方式である (図 5.1).

この方式は、計算量が少ないことから高速の処理が可能であるが、実際に受信機内で処理される GPS 信号は、受信環境に応じたマルチパスの影響や雑音により相関関数は理想的な三角形から歪んだ形になり、この状態で $1/2$ ずつずれた 3 点により相関ピークを補完すると、真の相関ピークから誤差が大きくなることがよく知られている. マルチパスや雑音の影響を軽減し、高精度な観測を行うためには多数の点を用いて相関関数を再現し、全体を使って相関ピークを求める方式が優れている [80]. 時刻比較では原子時計からの信号が必要なため、アンテナの設置場所は原子時計が存在する建物の屋上となる可能性が高くマルチパスの軽減を図ることは難しい. そのため、開発する受信機にはマルチパス環境下でも精度劣化が少ない、相関関数全体を使って処理する方式を採用することとする.

5.3.2 相関処理の計算量

二種類ある相関処理方式のどちらの方式がソフトウェア受信機に有利か、その計算量を評価することとする. A/D 変換後のデジタル信号はベースバンドに周波数変換を行い、低域フィルタ (Low Pass Filter; LPF) により不要帯域を除去した後で相関処理を行う. 周波数変換は時系列、周波数領域どちらの相関処理でも同じだが、LPF からの処理は両方式では異なる. 時系列ではフィルタは FIR (Finite Impulse Response) を用いた畳み込み積分によって実現される. 一方、周波数領域でのフィルタは、不要帯域を 0 で埋めるだけとなる. ただし、周波数領域で処理する場合は、ベースバンド変換後の大量なデジタル信号を周波数成分に変換する必要がある. また、相関ピークを求めるため相互スペクトルを相互相関関数に変換する際にもデータ数分の FFT が必要となる.

デジタル信号のサンプル数を N 、FIR フィルタの係数を M 、時系列で相関をとる際の相関ラグ数を L とした場合の、時間領域での相関 (XF) と周波数領域での相関 (FX) の計算量を表 5.1 に示す。時間領域では、群遅延は相関処理結果から直接求まるが、搬送波位相を求めるために、最

表 5.1: 相関処理の計算量

	XF	FX
FFT	-	$N \log N$
Filter	$M \times N$	N
Correlation	$L \times N$	N
IFFT (FFT)	$L \log L$	$N \log N$
Sum.	$(M + L) N + L \log L$	$2N + 2N \log N$

後に相関ラグ数分の FFT を行う必要がある。また、処理するデジタルデータは必ず 2^n サンプルずつ処理するものとし FFT の計算量は $N \log N$ としている。

相関方式による処理速度の違いを比較するため簡単な速度計測プログラムによる試験を行った。表 5.1 で示した計算を行った場合の処理時間をサンプリング周波数を変化させて測定したのが図 5.2 である。XF で必要となる最終段の FFT は計算量が少ないため無視した。使用した CPU は

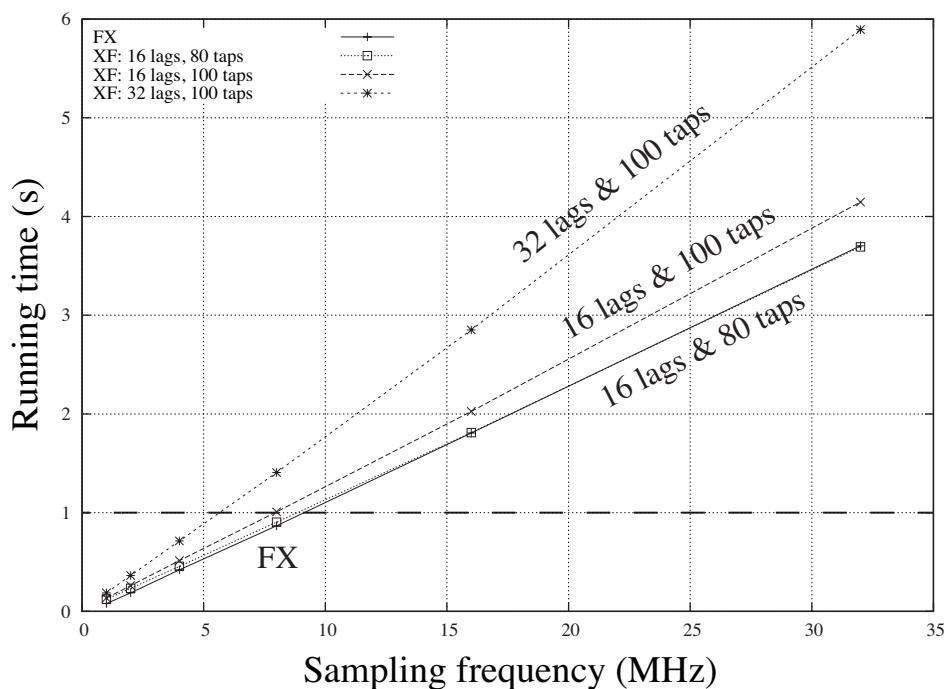


図 5.2: 相関方式の処理時間

Intel Core i7-950 3.06 GHz でコア数は 4 個でハイパースレッドは使用していない。試験用のソフトは OpenMP によりマルチスレッド化し、gcc の built-in function を使用した SSE4.2 による SIMD 演算を用いている。FX で使用している FFT は FFTW 3.2.4 で 4 個のマルチスレッドで動

作させた。マルチスレッド化した FFTW では、スレッドを起動するオーバーヘッドの関係で単純に $N \log N$ の処理時間とはならなかったので、実測で一番早かった 65 536 点を使用して評価した。測定は、サンプリング周波数における 1 秒間のデータを 4 衛星数分処理する時間を測定した。測定は各 3 回行い平均をプロットしてある。計算上は $M + L$ と $2 \log N$ の大小関係で決まるはずだが、試験に使用した CPU では 65 536 点の FFT ($2 \log(65536) = 32$) と 16 ラグと 80 タップの XF がほぼ同じ計算時間となっている。

FX 方式の計算量を定める FFT は基本的に精度に依存しないのに対し、XF 方式のラグ数と FIR フィルタのタップ数は相関結果の精度に影響を与える。先に述べた Early/Late/Prompt 方式の相関処理はラグ数を 3 個にした XF と等価で、ラグ数を減らすと相関関数の一部のみを使用して相関ピークを求めることにつながる。FIR のタップ数は LPF の特性を決めることから、近傍に干渉派が存在する場合は、A/D 変換時のエイリアスを抑制する意味からもタップ数を多くする必要がある。XF 方式では相関ラグ数と FIR のタップ数を減らすことで処理速度を向上できるが、同時に観測精度を劣化させる危険が伴う。

2 種類の相関方式どちらを採用する場合でも、図 5.2 より処理速度はサンプリング周波数に大きく依存することがわかる。高速な処理速度を実現するためにはサンプリング周波数を減らせばよいわけだが、結果として時刻比較精度が劣化しては困る。そこで、アルゴリズムを決定する前に、サンプリング帯域（相関帯域）と観測精度の関係についても検討を行った。

5.3.3 相関帯域と観測精度

受信機に到達した信号は、主に増幅器に起因する熱雑音の影響を受ける。そこで、白色雑音 (White Noise) が付加された受信信号の相関処理後の決定精度を評価する [81]。受信信号は連続したアナログ信号ではなく A/D 変換後の離散 (デジタル) 信号とする。

PRN 符号のチップ周波数を R_c Hz, 受信信号の帯域を $2B$ Hz ($-B$ Hz から B Hz), 信号処理の際のサンプリング周波数を f_s Hz ($f_s/2 \geq B$) とする (図 5.3)。また、周波数 f_i Hz における、受信信号の成分 $X(f_i)$, 複製信号の成分 $Y(f_i)$, それに重畳される雑音成分 X_n とそれらの合成された成分 $X'(f_i)$, 相互スペクトルの成分 $X(f_i)Y^*(f_i)$, $X_n Y^*(f_i)$, $X'(f_i)Y^*(f_i)$ の関係を図 5.4 に示す。なお、 f_i の範囲は $-f_s/2 \leq f_i \leq f_s/2$ とし、 i は 1 から N までの整数で、相互スペクトルの各点に対応するものとする。

複素数 X および Y を、絶対値とその偏角 θ_X , θ_Y を用いて、 $|X|e^{i\theta_X}$, $|Y|e^{i\theta_Y}$ と表すと XY^* は式 (5.7) となる。

$$\begin{aligned} XY^* &= |X|e^{i\theta_X}|Y|e^{-i\theta_Y} \\ &= |X||Y|e^{i(\theta_X - \theta_Y)} \end{aligned} \quad (5.7)$$

すなわち、 XY^* の絶対値は X , Y の絶対値の積となり、偏角は X の偏角を Y の偏角分、極座標上で右回りに回転させたものとなる。したがって、相互スペクトルの各成分は、受信信号の各成分の複素信号ベクトルに、複製信号の振幅を乗じ、複製信号の偏角分右回りに回転させたものとなり、受信信号の信号成分と雑音成分の関係は、相互スペクトルにおいても相似的に保存される。

X_n の絶対値が小さい場合は、位相誤差 ε は、 $X(f_i)$ に直交する単位ベクトルを \mathbf{i}_X として式 (5.8) で表される。

$$\varepsilon \approx \frac{X_n \mathbf{i}_X}{|X(f_i)|} \quad (5.8)$$

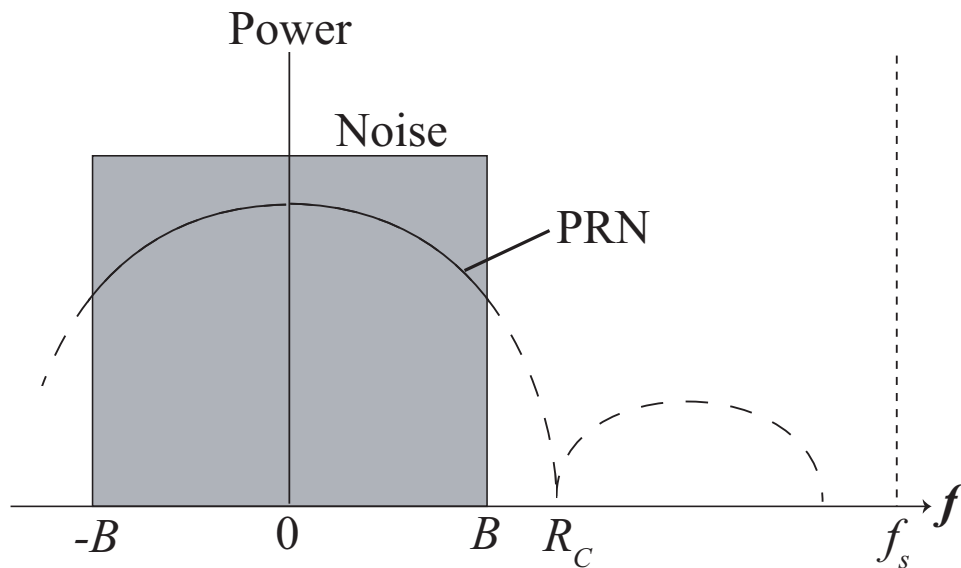


図 5.3: 雑音に埋もれた受信信号

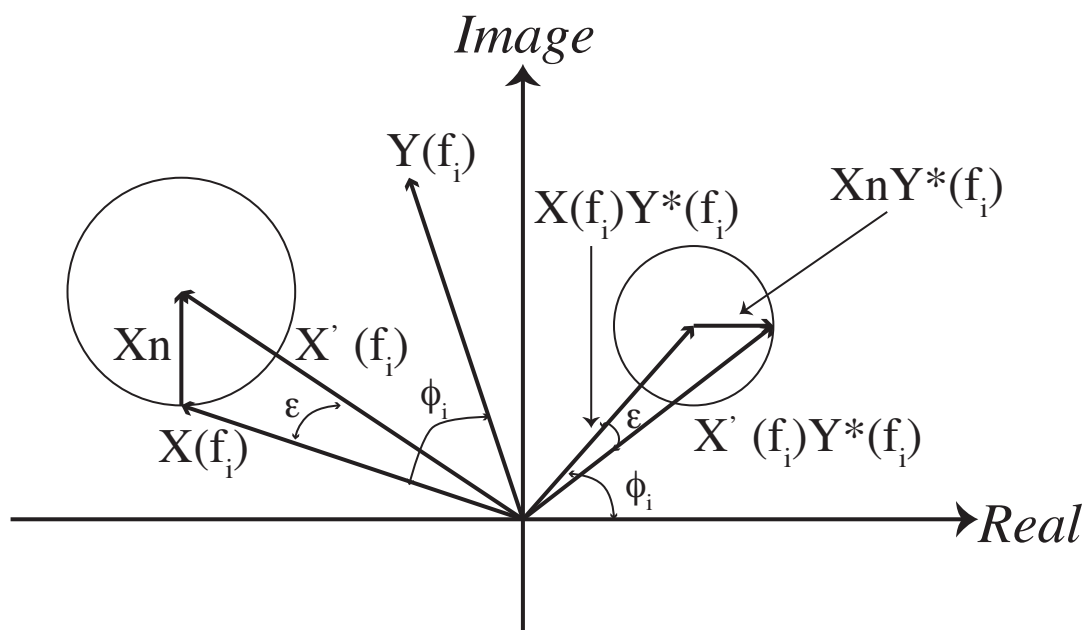


図 5.4: 複素信号ベクトルの配置

$X_n i_X$ は, X_n の $X(f_i)$ に直交する成分である. X_n のどの方向にそった成分の分散も, 実軸または虚軸にそった成分の分散と等しくなる. この成分は, 雑音のパワー密度を p_n W/Hz, 相互スペクトルの 1 点あたりの帯域幅を $\Delta f = f_s/N$, 積分時間を T s とすると, 相互スペクトルの 1 点あたりの独立なサンプル数は $f_s T/N$ となるから式 (5.9) となる. なお, p_n は $-B \leq f_i \leq B$ の範囲

では一定, それ以外では0とする.

$$\overline{(X_n \mathbf{i}_X)^2} = \frac{p_n \Delta f N}{2 f_s T} \quad (5.9)$$

また, $|X(f_i)|$ は, f_i における受信信号のパワー密度を $p_s(f_i)$ W/Hz として式 (5.10) で表されるから, 周波数 f_i における相互スペクトル成分の位相 ϕ_i の分散は式 (5.11) のように計算される.

$$|X(f_i)| = \sqrt{p_s(f_i) \Delta f} \quad (5.10)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\phi_i}^2 &= \sigma_\varepsilon^2 \\ &\approx \frac{\overline{(X_n \mathbf{i}_X)^2}}{|X(f_i)|^2} \\ &= \frac{p_n N}{2 f_s T p_s(f_i)} \end{aligned} \quad (5.11)$$

$p_s(f)$ は BPSK 変調の場合 $[R_c \sin(\pi f / R_c) / (\pi f)]^2$ に比例する [82] から, 帯域中央部での受信信号のパワー密度と雑音のパワー密度の比を P_s とすると, $p_s(f_i) / p_n$ は式 (5.12) となる.

$$\frac{p_s(f_i)}{p_n} = P_s \left[\frac{R_c}{\pi f_i} \sin\left(\frac{\pi f_i}{R_c}\right) \right]^2 \Big|_{|f_i| \leq B} \quad (5.12)$$

σ_{ϕ_i} を使って, 遅延決定の誤差 σ_τ s は式 (5.13) で, 位相決定の誤差 σ_{ϕ_0} rad は式 (5.14) で求められる [83, 77].

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{4\pi^2} \frac{\sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}}{\left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2} \right) \left(\sum_{i=1}^N \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2} \right) - \left(\sum_{i=1}^N \frac{f_i}{\sigma_{\phi_i}^2} \right)^2} \quad (5.13)$$

$$\sigma_{\phi_0}^2 = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2}}{\left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2} \right) \left(\sum_{i=1}^N \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2} \right) - \left(\sum_{i=1}^N \frac{f_i}{\sigma_{\phi_i}^2} \right)^2} \quad (5.14)$$

ここで, $\sigma_{\phi_i}^2$ が偶関数であることを考慮すると $\sum_{i=1}^N f_i / \sigma_{\phi_i}^2 = 0$ が成り立つ. また, $i = 1$ が 0 Hz に, $i = N_B$ が B Hz に対応するよう相互スペクトルの各点を再配置すると, 式 (5.13), 式 (5.14) は式 (5.15), 式 (5.16) のようになる.

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{8\pi^2 \sum_{i=1}^{N_B} \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2}} \quad (5.15)$$

$$\sigma_{\phi_0}^2 = \frac{1}{2 \sum_{i=1}^{N_B} \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}} \quad (5.16)$$

これに、式 (5.11) , 式 (5.12) を代入すると、式 (5.17) , 式 (5.18) が得られる.

$$\sigma_\tau^2 = \frac{N}{16\pi^2 f_s T P_s \sum_{i=1}^{N_B} f_i^2 \left[\frac{R_c}{\pi f_i} \sin\left(\frac{\pi f_i}{R_c}\right) \right]^2} \quad (5.17)$$

$$\sigma_{\phi_0}^2 = \frac{N}{4f_s T P_s \sum_{i=1}^{N_B} \left[\frac{R_c}{\pi f_i} \sin\left(\frac{\pi f_i}{R_c}\right) \right]^2} \quad (5.18)$$

PRN 符号のチップ周波数 R_c を 1 MHz, 2MHz 帯域における信号帯雑音比 (Carrier-to-Noise power ratio; C/No) を 60 dBHz ($P_s = -3$ dB 一定) とした場合の群遅延決定精度を図 5.5 に、位相決定精度を図 5.6 に、それぞれ示す. 横軸は相関帯域, 縦軸は遅延および位相決定精度を表

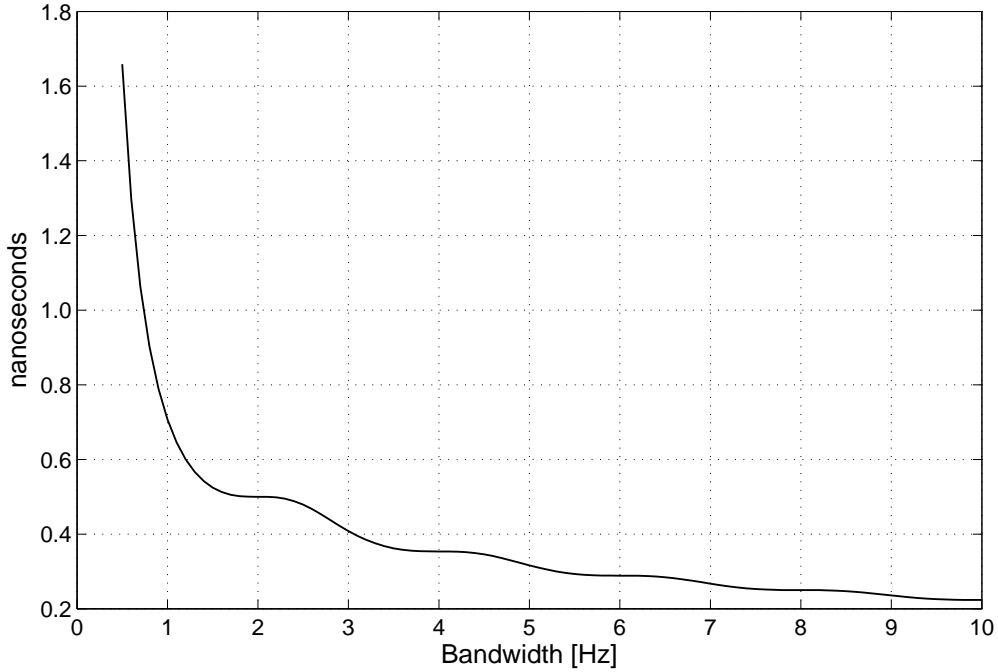


図 5.5: 群遅延決定精度の理論値

す. 群遅延を用いて高精度な時刻比較を行いたい場合は, サイドローブの信号 ($B > 2R_c$) まで含めて相関を取る方が効果的なことがわかる. 一方, 位相決定精度はサイドローブの寄与は少なく, 相関帯域の増加に伴う改善はさほど見られない.

ソフトウェア受信機は搬送波位相が主の観測量であることからサンプリング帯域を狭くしても搬送波位相の精度劣化は生じない. しかし, サイクルスリップ検出の段階で擬似距離を使用するため, 擬似距離の精度は電離層の誤差なども含め Melbourne-Wübbena 線形結合が利用できる精度内が欲しい. また, 受信機クロックオフセットの初期値も擬似距離のみから計算するため, 擬似距離の精度劣化は day boundary の絶対値を悪化させることにつながる. 信号処理の面から見ても, A/D 変換時の折り返しの影響を軽減するためにはサンプリング帯域は広くする方が望ましい.

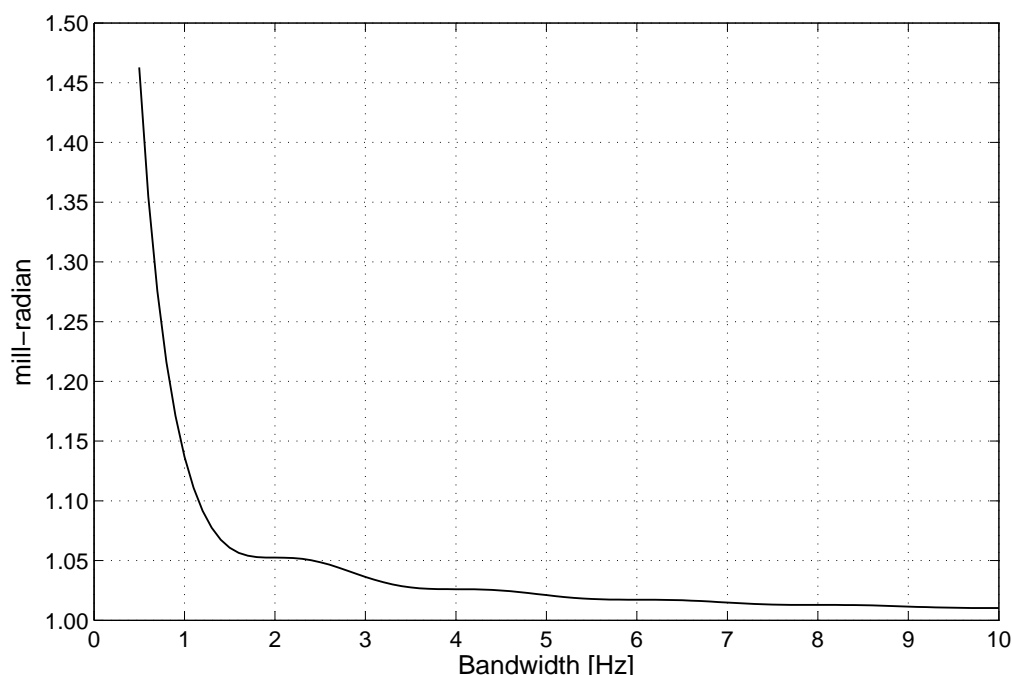


図 5.6: 位相決定精度の理論値

5.3.4 設計のまとめ

時刻比較精度を劣化させないためにはサンプリング帯域は広い方が望ましいことがわかった。しかし、図 5.2 による単純な試験でも 1 秒間のサンプリングデータを 1 秒以内で処理可能なサンプリング周波数は 8 MHz が限度となる。これは 4 チャンネルの結果で、さらに周波数をベースバンドに落とす周波数変換や、相関結果から実際の擬似距離と搬送波位相を求める処理は含まれていない。現在地球を周回している GPS 衛星数は 32 機で、ある時刻に地上の一点から観測可能な衛星は最大 12 機程度である。結果として、二周波で 12 機（合計 24 チャンネル）の同時処理が必要となる。処理時間の計測に使用した CPU では、さらなる最適化を測って処理速度を 2 倍改善できたとしても、8 MHz サンプリング、8 チャンネル程度が限界である。現状のパソコン 1 台による CPU ではマルチスレッドを使用しても要求される精度を満足し、なおかつ連続観測を行うことは極めて困難である。

一方、図 5.2 における FX 方式は FFT がもっとも重たい処理となっている。図 5.2 の 32 MHz サンプリングに対する FX の処理時間は 3.7 秒であるが、これから FFT を除いた処理時間は 0.9 秒で、FFT が全体の処理時間の 80 % を占めている。FFT の処理時間を高速化できればサンプリング帯域を減らさずとも 24 チャンネルの同時処理が実現できることになる。そこで、FFT を高速に処理可能な GPU をデジタル信号処理部の演算装置として使用することを検討した。

ゲーム用に開発された GPU は、ゲーマーのコントローラ操作に伴い、複雑で高精細な 3D イメージを高速に描画する必要がある。ゲームをしている利用者が、シーンの切り替えに違和感なくゲームに集中するためには、ピクセルを順番に描画していくシングルスレッドでは間に合わず、ピクセル単位での処理が行える高度なマルチスレッド処理が必要となる。このため、最近のゲーム用

GPU は高度に並列化された演算専用装置となっている [84]. 最近は, GPGPU (General-Purpose computing on Graphics Processing Units) と呼ばれる, GPU の高度な並列計算機としての機能を科学計算に適用する研究も行われている.

GPU の有利性を調べるために, デジタル信号処理で多用される FFT の処理時間を CPU と GPU で比較してみた. 単純な FFT の処理だけではなく, サンプルングデータを FFT の領域にコピーし, その後 FFT を行うという手順で評価した. 処理時間の比較は, 64 MHz サンプルングのデータを 10 回処理する時間を 3 回ずつ測定しその平均を比較した. 使用した CPU および FFT ライブラリは 5.3.2 節で使ったものと同じである. ただし, CPU の FFT についてはシングルスレッドと 4 個のマルチスレッドによる 2 種類の測定結果を示す. GPU は NVIDIA GeForce GTX 470 で CUDA プロセッサコア数は 448 個である. FFT は CUDA Toolkit 4.2 CUFFT Library を使用した. 結果を図 5.7 に示す. GPU の結果では FFT のポイント数が多い方が処理速度が向上して

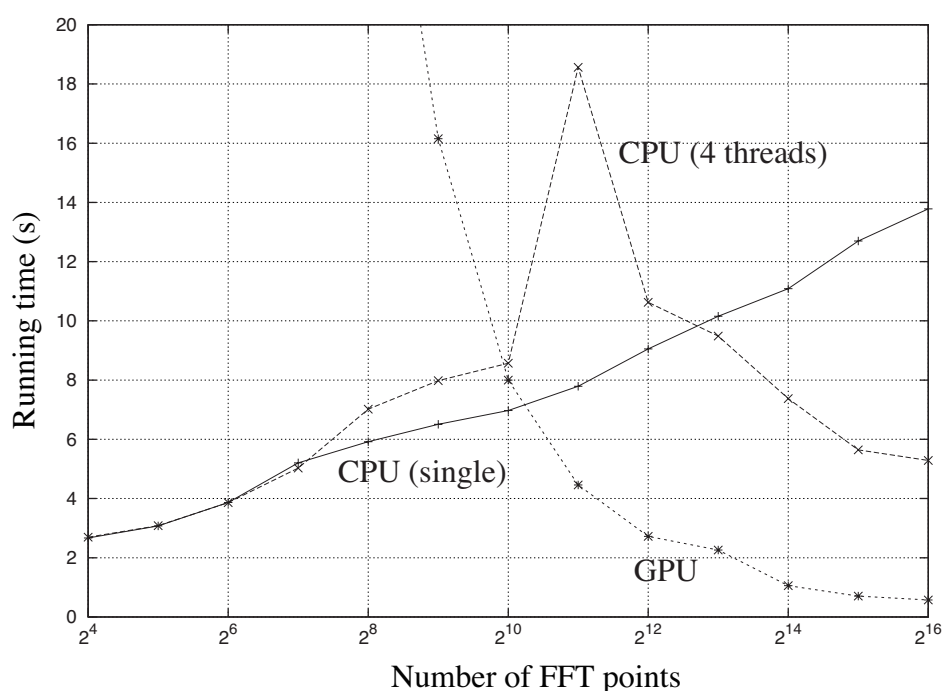


図 5.7: メモリコピーと FFT の処理速度

いる. これは, FFT 演算より, サンプルングデータを FFT 領域にコピーするオーバーヘッドの方が大きいことを示している. GPU を使用する場合は, メモリー転送のオーバーヘッドを減らし, まとめて処理を行った方がよいことがわかる. 65 536 (2^{16}) 点の GPU による処理時間は, CPU の 4 スレッドに対して 9.2 倍, シングルスレッドに対しては 24 倍も高速であった.

5.3.2 節で行った XF, FX の速度比較を GPU で行った結果を図 5.8 に示す. CUFFT を使用することで, 図 5.2 では困難であった広帯域なサンプルングデータも FX では 1 秒以内で処理可能となっている. なお, 32 MHz における処理時間は, CPU (図 5.2) が 3.7 秒なのに対して GPU (図 5.8) は 0.2 秒と 18.5 倍速く, FFT のみの改善度 9.2 倍と値が異なっている. CUFFT では, FFT を複数チャンネル同時に実行することが可能で, 4 ch \times 65 536 点の FFT では 1 ch のみ行った場合より約 2 倍速度が向上した. 図 5.8 では, 複数チャンネル同時による FFT を行ったため図 5.7

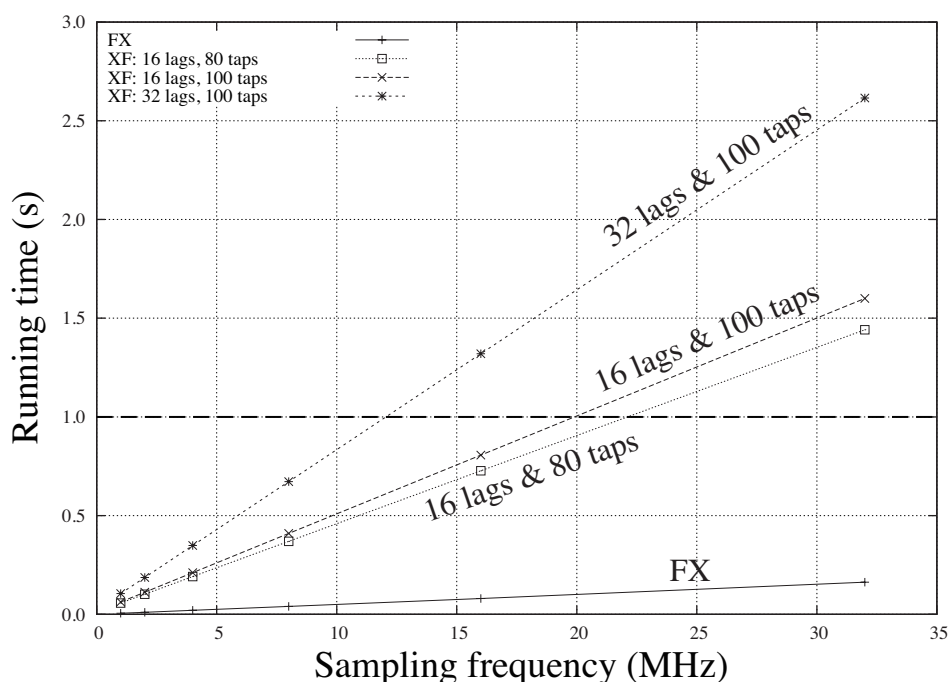


図 5.8: GPU を用いた相関方式の処理時間

の割合と異なる結果となっている。なお、FFTW でも同様の演算を行えるが、実測した結果 1 ch のみの FFT の方が高速であったため、CPU の場合は複数チャンネル方式は使用していない。

XF の改善度は FX の改善度に比べると 16 ラグ、80 タップの XF で 2.6 倍にとどまっている。これは、XF の相関処理を並列化する際、単純な Parallel Reduction を使用しているためで、より高度な並列化による畳み込み積分を行えばさらなる高速化が図れると思われる。ただ、CUDA が提供している畳み込み積分のサンプルプログラムでも、サンプル数が大きいときは周波数領域に変換してから演算する方法を採用しており、GPU を使用する場合、広帯域なデータに対しては FX の方が高速化は容易だと思われる。

デジタル信号処理部の演算に GPU を使用することで、FFT による処理時間を大幅に減らすことが可能であり、ソフトウェア受信機としては GPU と FX 方式を採用することで 24 チャンネル同時処理の実現性がみえてきた。なお、サンプリング周波数については、ADC とパソコン間の伝送速度を考慮したのと、帯域を広げた方が有利ではあるが、サイドローブのパワー減衰に伴い精度の改善度は低くなることから 16 MHz とした。

GPU ボードによる処理速度の違い

GPU ボードによる処理速度の違いを評価するため、試験に利用することができた 3 種類の GPU ボードを使用して図 5.8 と同様の性能評価を行った。使用した GPU ボードは、NVIDIA GeForce シリーズのうち、ノートパソコン用の GT 650m (CUDA コア数 384, クロック 900 MHz), デスクトップの初期型である GTX 260 (CUDA コア数 192, クロック 1242 MHz), 今回の開発に使用した GTX 470 (CUDA コア数 448, クロック 1215 MHz) の 3 種類である。

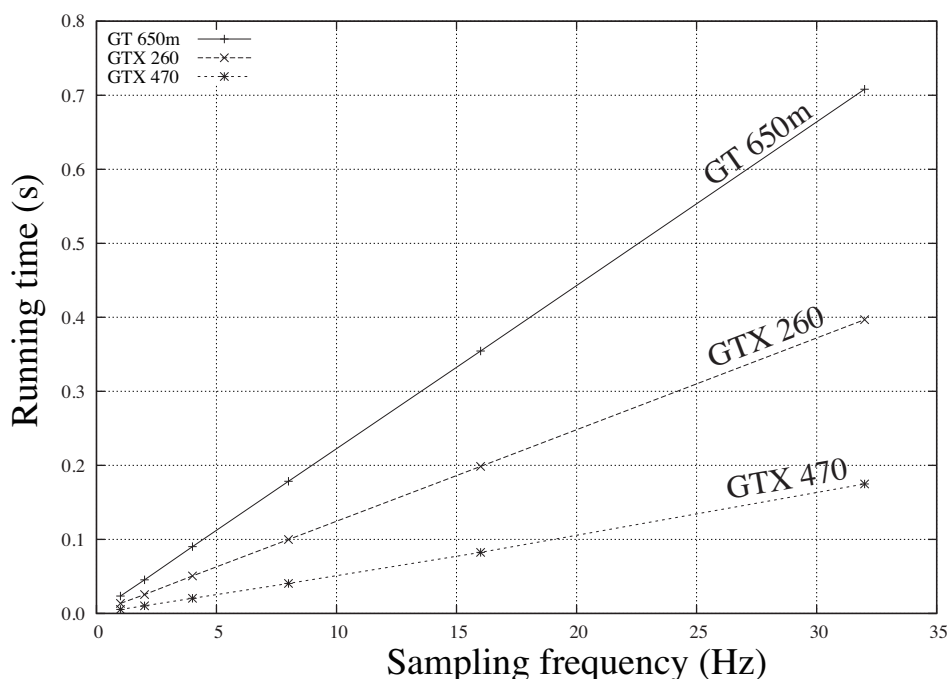


図 5.9: GPU ボードによる処理時間の違い

結果を図 5.9 に示す。コア数が多く、また Fermi Architecture を採用している GTX 470 が一番性能がよいが、サンプリング周波数、チャンネル数を調整することでノートパソコン用の GPU でも連続処理が可能と思われる。また、今回試験はできなかったが、最新の Kepler Architecture を採用した GPU であれば、ノート用でも十分な性能が得られることが期待される。

5.4 受信機の概要

時刻比較用 GPS 受信機の全体ブロック図を図 5.10 に示す。受信機は、大きく分けてアンテナ、アナログ信号処理部、デジタル信号処理部（ソフトウェア相関器）の 3 つのブロックに分けることができる。このうちアンテナについては、市販の二周波用アンテナを使用したので、本研究のために開発したのはアナログ信号処理部とソフトウェア相関器の二つの部分である。

5.4.1 アナログ信号処理部

アナログ信号処理部の目的は、アンテナから出力される RF 信号を A/D 変換器に入力可能な周波数帯域へ変換するためのものである。

A/D 変換器

時刻比較用目的のためには、受信した GPS 信号をデジタル信号に変換する際のサンプリングクロックを、外部から供給される基準信号に同期させる必要がある。サンプリングクロックの同期の

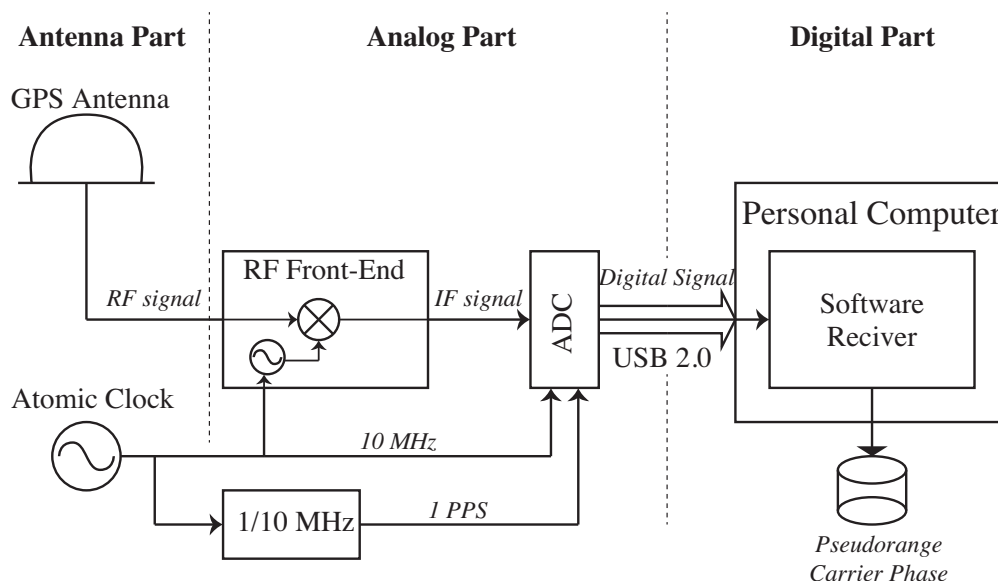


図 5.10: 時刻比較用 GPS 受信機の全体ブロック図

みでは 2.2 節で述べたように周波数のみの比較となり，時刻比較まで可能とするには，毎秒のサンプリングタイミングを外部から供給される 1 PPS でリセットする機能が必要となる．加えて，リセット機能が正確でないと，内部で生成するサンプリングタイミングの信号と，外部から供給される 10 MHz の位相関係が，電源の on/off などによりずれが生じ正確な時刻比較が行えなくなる．

本研究では，外部基準信号の入力が可能で，なおかつ 10 MHz と 1 PPS の位相関係が VLBI 観測で実績がある日本通信機製の汎用 A/D 変換器（K5/VSSP32）[85] を使用した．K5/VSSP32 の写真を図 5.11 に，諸元を表 5.2 にそれぞれ示す．

表 5.2: K5/VSSP32 の諸元

サンプリング周波数	40 KHz 64 MHz 11 段階
サンプリングビット数	1, 2, 4, 8 ビット
入力チャンネル数	最大 4 チャンネル
基準信号入力	5/10 MHz, 1 PPS
最大転送レート	256 Mbps
ホストインターフェース	USB 2.0

RF フロントエンド

K5/VSSP32 のアナログ入力帯域は 300 MHz までのため，L 帯の GPS 信号を IF 帯域へ変換する必要がある．ソフトウェア受信機は搬送波位相が主の観測量であるため，周波数変換において不要な位相情報が付加されないよう設計する必要がある．そこで，位相雑音特性がよい PLO (Phased-Lock Oscillator) を使用して周波数変換を行った．

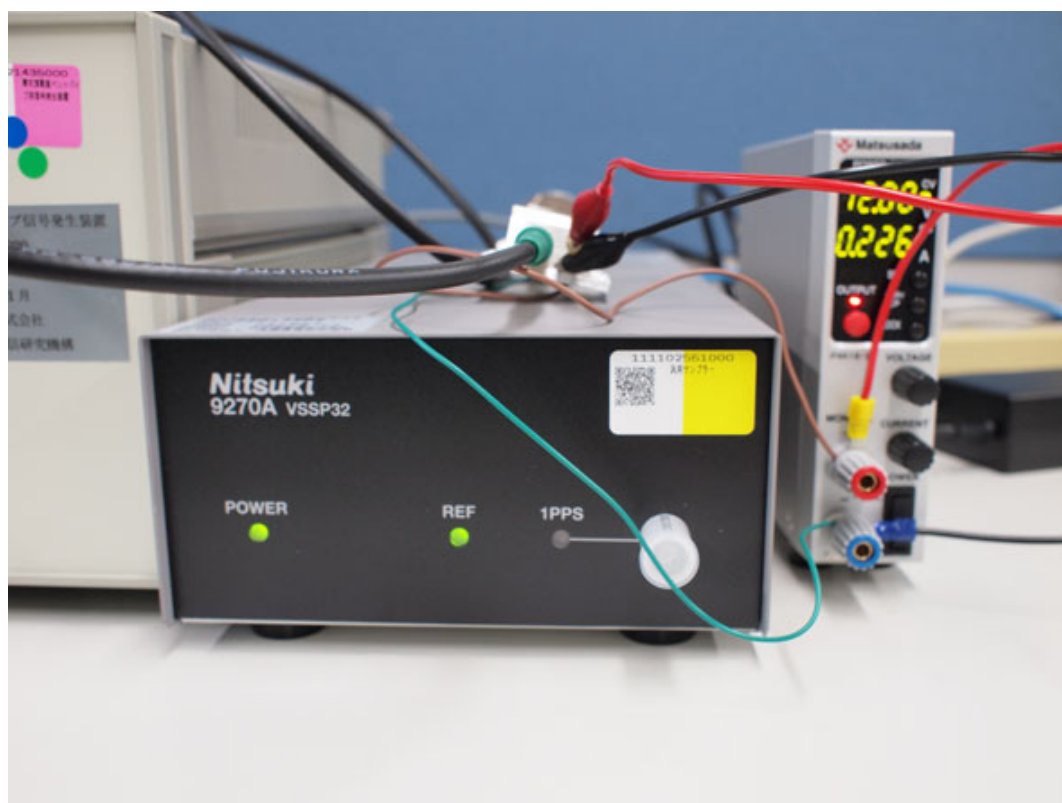


図 5.11: 汎用 A/D 変換器 (K5/VSSP32)

試作した RF フロントエンドのブロック図を図 5.12 に、写真を図 5.13 に示す。アンテナからきた信号は、初段の低雑音増幅器 (Low Noise Amplifier; LNA) で増幅された後、L1 帯 (1575.42 MHz)、L2 帯 (1227.6 MHz) に二分配し RF フィルタで不要帯域を取り除いた後、外部 10 MHz に同期した PLO により IF 帯に変換される。RF フィルタは、ミックスダウンによる折り返しを防ぐのが目的のため、High-Pass Filter (HPF) を使用している。周波数変換後の IF 周波数は、L1 が 195.42 MHz、L2 が 147.6 MHz とした。サンプリング周波数を 16 MHz としているので、アナログ信号の有効帯域は 8 MHz となる。作成した RF フロントエンドの出力スペクトルを図 5.14 に示す。サンプリング周波数が 16 MHz であるため、IF 帯域は 16 MHz 以下に設定するのが一般的であるが、電源やローカル信号の回り込みの軽減を狙ってあえて高い周波数に設定し、K5/VSSP32 のアナログ入力特性を利用してアンダーサンプリングによりデジタル信号に変換している。デジタル信号変換後の IF 中心周波数は、L1 が 3.42 MHz、L2 が 3.6 MHz である。

5.4.2 ソフトウェア相関器

デジタル信号処理部の機能としては、受信信号と複製信号の間で相関をとり、擬似距離と搬送波位相を計算することである。相関器を実装する際は、IF 信号を複製信号で変調しビデオ周波数帯域で相関をとる方式と、受信信号をベースバンドまで落として 1/-1 のビット列で相関をとる 2 種類の方式があるが、本研究ではベースバンド方式を採用した。ハードウェア受信機ではビデオ周波数帯域での相関方式が多いと思われるが、ソフトウェアで実装する場合は、どちらの方式も

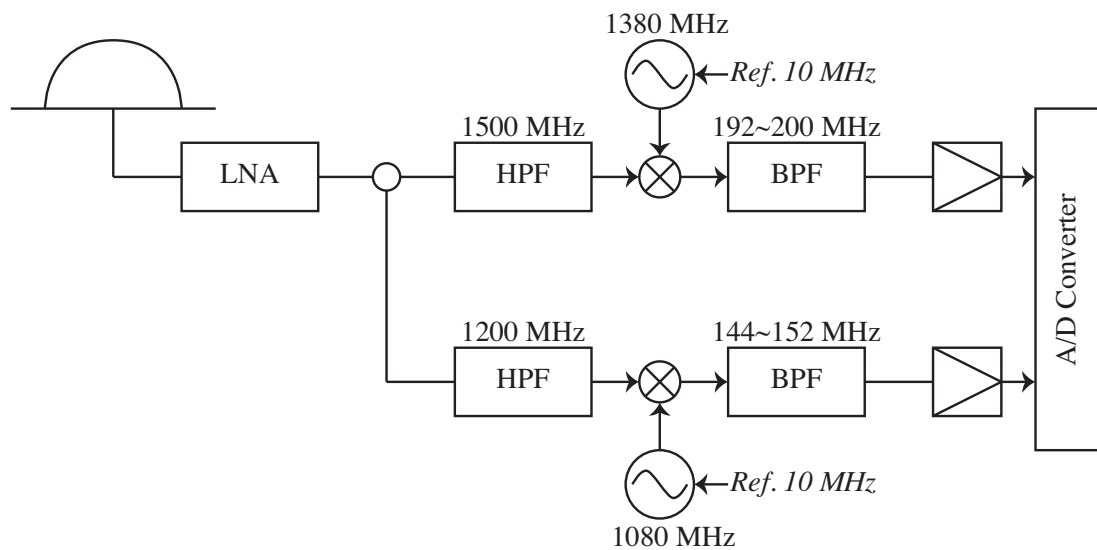


図 5.12: RF フロントエンドのブロック図

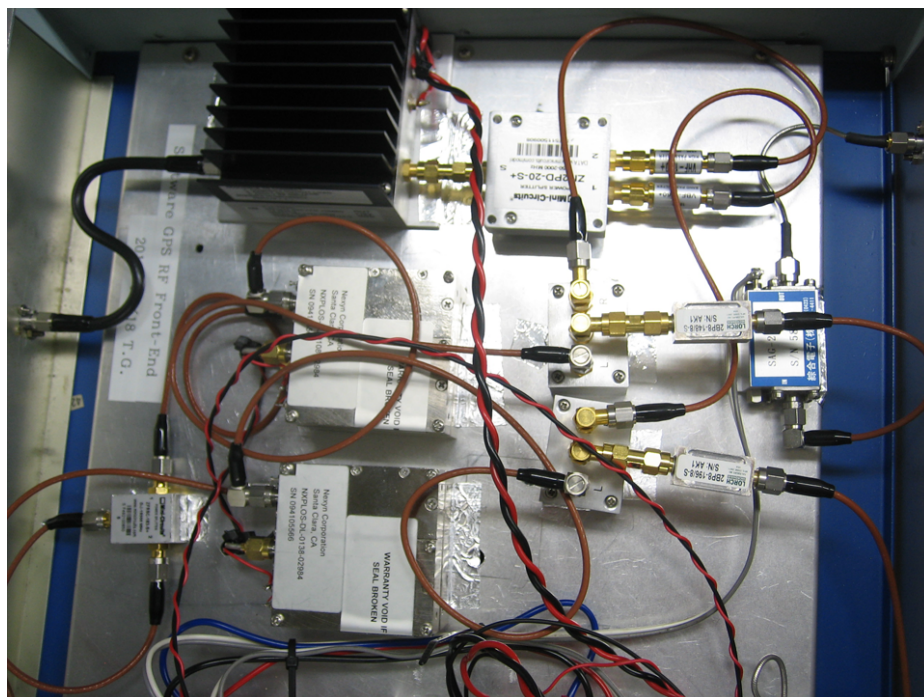


図 5.13: 組立てた RF フロントエンド

得られる結果は同じで処理速度も大差ないことから、プログラマの好みによるところが大きい。

パソコン上に実装したソフトウェア相関器のブロック図を図5.15に示す。サンプリングされたデジタル信号は、NCO (Numerically Controlled Oscillator) により I (In-phase) /Q (Quadrature-phase) 直交信号に変換され LPF (Low-Pass Filter) を通過した後、あらかじめ受信機内で作成された複製信号 (付録 A) との間で相関をとる。相関処理後の相関スペクトルは相互相関関数に

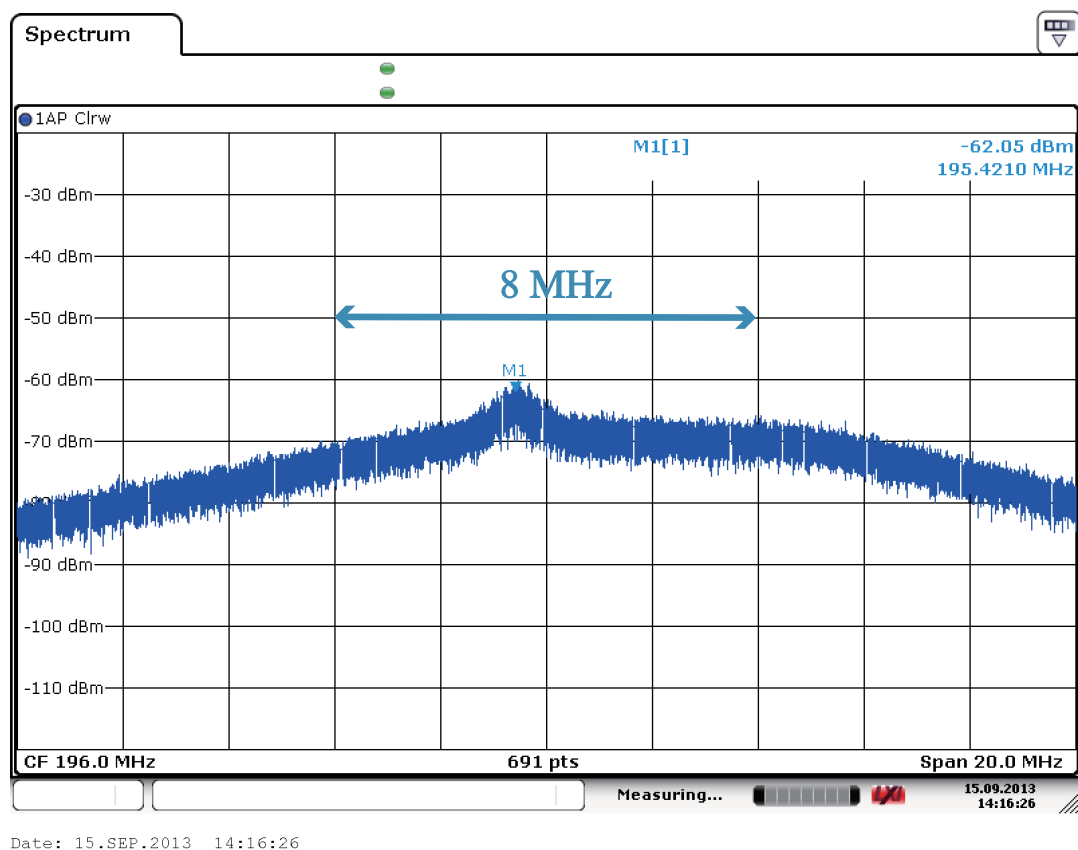


図 5.14: RF フロントエンド L1 帯域の出力スペクトル波形

戻して群遅延および搬送波位相を計算する。衛星の仰角が低い間は、伝搬距離が長くなり信号が減衰することから、相関処理の積分時間を長くした方が S/N が改善され追尾が行いやすい。ただし、GPS C/A コードには 50 bps の航法メッセージが重畳されており、20 ms 以上積分を行うと符号が反転してしまい相関振幅が弱くなる危険性が生じる。そのため、単純なコヒーレント積分が行えるのは最大 20 ms までとなる。

GPU で実装する際は、図 5.7 にあるようにメモリ間の転送がオーバーヘッドとして大きいため、衛星数分のデータを 1 次元の配列に並べ、FFT や相関に必要な複製信号との複素共役によるかけ算は配列上で全衛星まとめて行うように実装した。この方式で、GPU は L1, L2 別になっているが、16 MHz サンプリングの信号を最大 14 衛星 (28 チャンネル) まで同時に処理することを可能とした。

5.5 動作確認

ソフトウェア受信機は Intel Core i7 3.06 GHz を搭載した Linux (Ubuntu 10.04 LTS 64 bit) パソコン上に実装した。使用した GPU は NVIDIA GeForce GTX 470 で 2 機搭載している。ソフトウェアでは、データの読み込みとインターネットから入手した天体暦により可視衛星を計算する部分を CPU で行い、最初の GPU で L1 C/A コードを、2 番目の GPU で L2CM コードの相

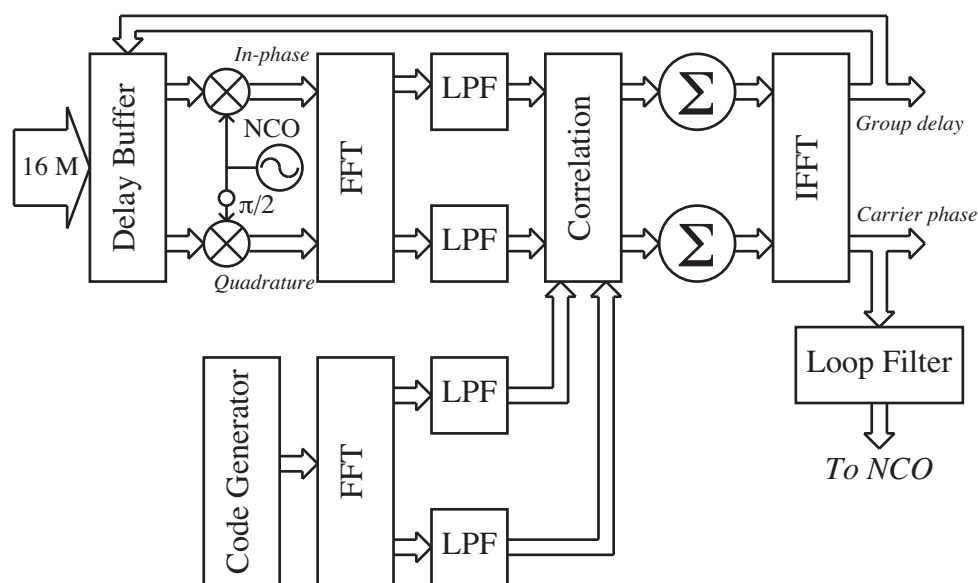


図 5.15: ソフトウェア相関器のブロック図

関処理を行っている。上記構成を図 5.16 に、使用した計算機の写真を図 5.17 に示す。

また、運用段階では使用しないが、実際に衛星の補足が行えるか確認するために実装した二次元 FFT による信号補足の結果を図 5.18 に示す。実際のサンプリングデータから PN31 の L1 信号の検出を行った結果である。グラフは、群遅延、ドップラー周波数に対する相関値を示す。フィルタによる帯域制限のため若干相関関数に歪みがみられるが、きちんと相関ピークも検出されており、衛星の補足に成功していることがわかる。

5.6 まとめ

時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機の開発を行った。受信機は、擬似距離と同時に搬送波位相も出力することにより、高精度な時刻比較でも使用可能な受信機である。また、L1 C/A コードだけでなく L2CM コードの相関も行えることから、民生用信号を使用した二周波観測にも対応している。

アナログ信号処理部では周波数変換によって搬送波位相の精度が劣化しないよう、外部基準信号に同期した PLO を使用し位相雑音の増加を軽減した。また、デジタル信号に変換するための ADC は、外部から供給される 10 MHz と 1 PPS でサンプリングクロックを駆動するタイプであり、周波数比較だけでなく時刻比較も可能とした。

ソフトウェアでデジタル信号処理を行う場合、ハードウェアと比較して処理速度が劣ることから、広帯域、多チャンネル処理が困難な場合が多い。ここでは、ゲーム用に開発された GPU を使用することでこの問題を克服した。GPU は FFT を高速に演算できることから、ソフトウェア相関器には周波数領域での相関処理を採用することで処理の高速化を測った。周波数領域での相関は、時間領域に比べ並列化できる部分が多いことから、GPU では更なる最適化が行える相関アルゴリズムである。L1 C/A、L2CM それぞれに GPU を割り当てることで、16 MHz サンプリングデータを使用した場合でも 14 機の衛星を連続して処理可能なことを確認した。

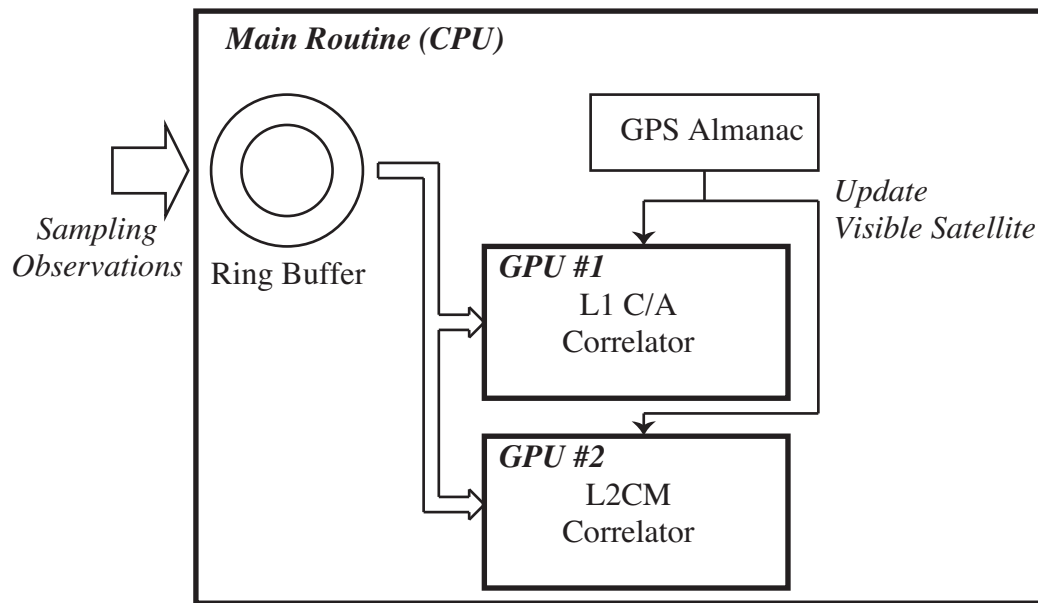


図 5.16: CPU と GPU の役割

実際の GPS 衛星からの信号を受信し、その相関波形を確認した結果、動作上問題ない波形が確認でき、衛星の補足が正常に行えていることを確認した。



図 5.17: 開発に使用した GPU 搭載パソコン

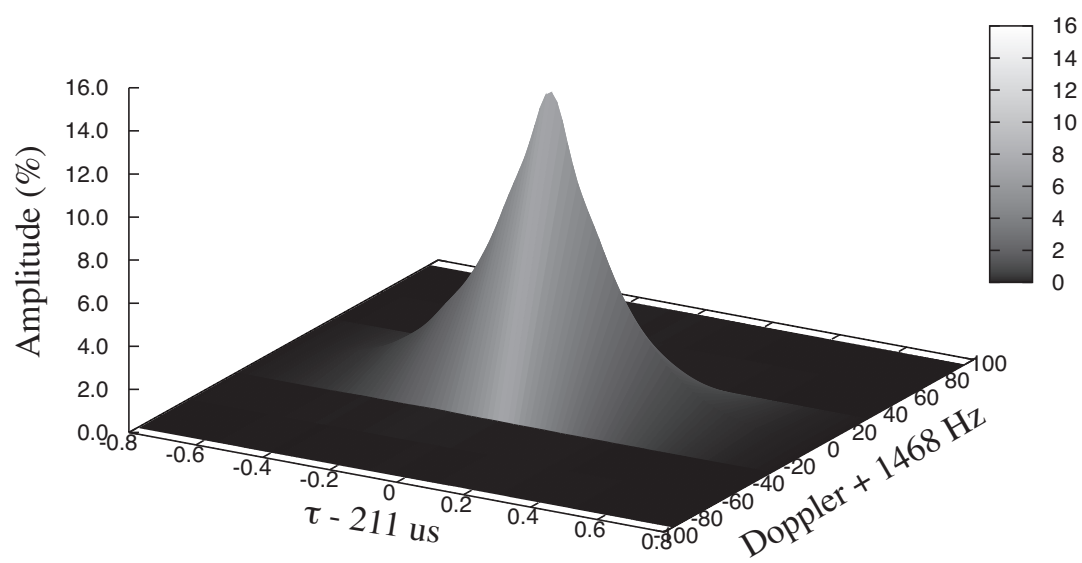


図 5.18: 動作確認時の相関結果

第6章 基本性能評価

6.1 はじめに

第5章では、本研究で開発したソフトウェア受信機の詳細について述べた。本章では、ソフトウェア受信機が時刻比較受信機に必要な基本性能を有しているのかの評価を行う。

基本性能試験としては、受信機単体で動作させた際の観測精度の評価と、時刻比較で実績のある市販受信機との比較による2種類の評価を行った。6.2節では、評価に使用した装置の接続、および観測条件について説明する。6.3節では観測精度の評価方法およびその結果、6.4節では市販受信機と比較した場合の結果についてそれぞれ述べる。最後に6.5節で、得られた結果をもとにした受信機の基本性能について考察する。

6.2 評価システム

評価のために使用した機器の接続図を図6.1に示す。GPSアンテナにはLNAが搭載されてお

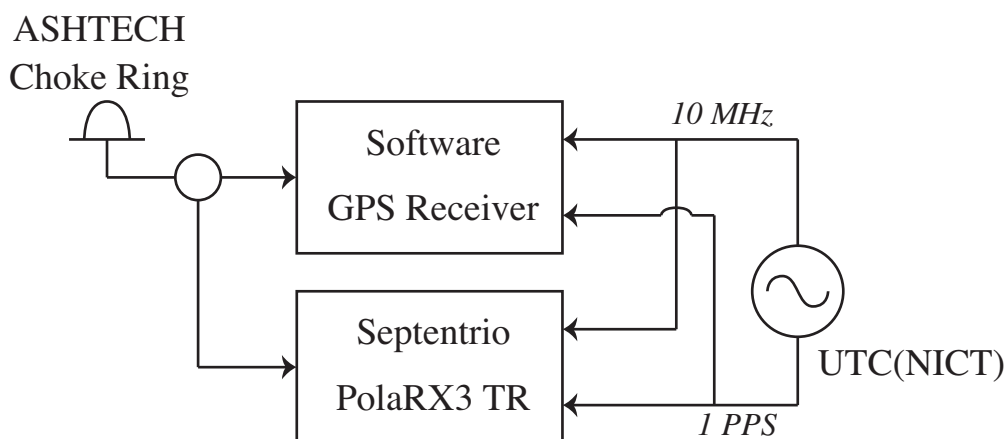


図 6.1: 基本性能評価試験の装置接続図

り、アンテナケーブルを通してDC電源を供給する必要がある。しかし、ソフトウェア受信機はBias teeを実装していないため、市販受信機（Septentrio PolaRX3 TR）によりアンテナのLNAを動作させた。RFフロントエンドで採用したアナログフィルタは、図5.14にみられるように位相特性を良くするため急峻な作りにはなっていない。そのため、サンプリング帯域をフルに使うと折り返しによる相関波形の歪みが生じる。この影響を防ぐため、相関器内のデジタルフィルタは ± 3.2 MHz帯域で使用した。

6.3 観測精度評価

相関処理の理論精度は5.3.3節で示したように、擬似距離については式(5.17)で、搬送波位相については式(5.18)より求まる。本節では、実測したC/Noおよび帯域幅から計算された理論値と、時計の変動を取り除いた後の残差との比較を行う。

評価に使用したデータは2013年4月2日11:21 UTCにおける1分間の観測値を使用した。使用した衛星はL2C信号を送信しているPN31を使用した。相関器が出力するC/Aコード擬似距離の結果を図6.2に、搬送波位相の結果を図6.3に示す。図の横軸は観測時間、縦軸は相関処理結

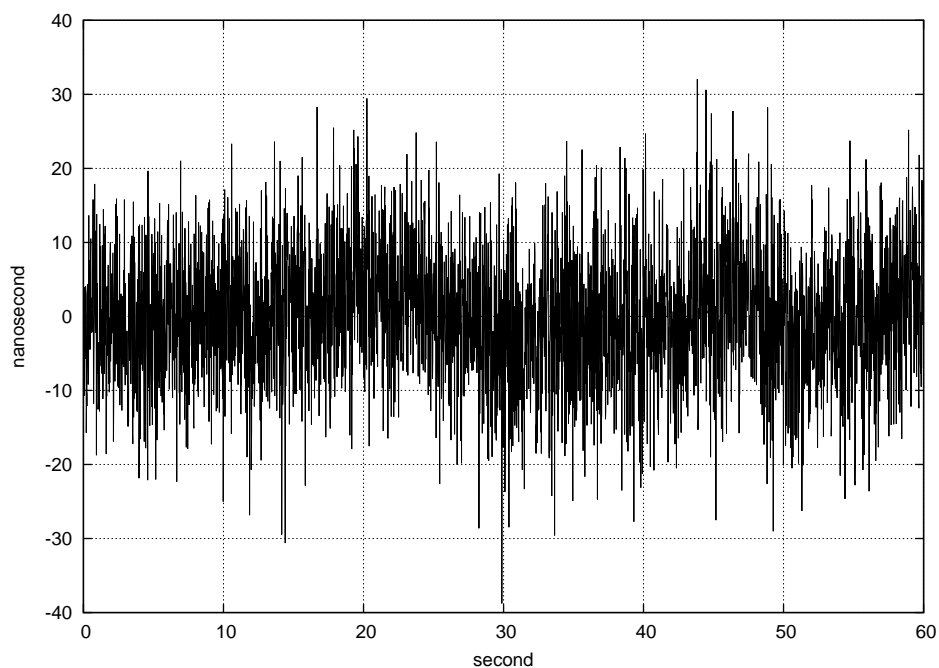


図 6.2: C/A コードによる擬似距離の観測精度

果である。縦軸の単位は、擬似距離(図6.2)はns、搬送波位相(図6.3)はpsである。時計の変動による影響を取り除くため、結果からは周波数のバイアスおよび一次ドリフト成分を取り除いてある。

図6.2より求まる残差RMSは9.1 nsであった。この値は20 ms積分での値であることから、1秒積分に換算した観測精度は $9.1 \text{ ns} / \sqrt{1000 \text{ ms} / 20 \text{ ms}} = 1.3 \text{ ns}$ となる。観測時のC/Noが47 dBHzであったことから式(5.17)より求まる理論精度は1.3 nsで実測値と一致する。

搬送波位相については、擬似距離と比べ観測精度が3桁程度よくなることから、図6.3には周波数の二次成分以上の項が残っている。そこで、精度評価としては安定している20秒間のデータのみを使用して残差RMSを計算した。結果は4.9 psであり、一秒積分値に換算した精度は0.7 psとなる。式(5.18)より求まる理論値は同じく0.7 psである。

同様の評価をL2C信号に対しても行った。L2Cコード擬似距離の結果を図6.4に、搬送波位相の結果を図6.5に示す。使用した衛星はC/Aコードと同様PN31で、周波数のバイアス成分と一次ドリフトも同じく取り除いたあとのプロットである。

L2C信号の相関振幅から求まるC/Noは44 dBHzであった。C/Aコードに比べると3 dB低い

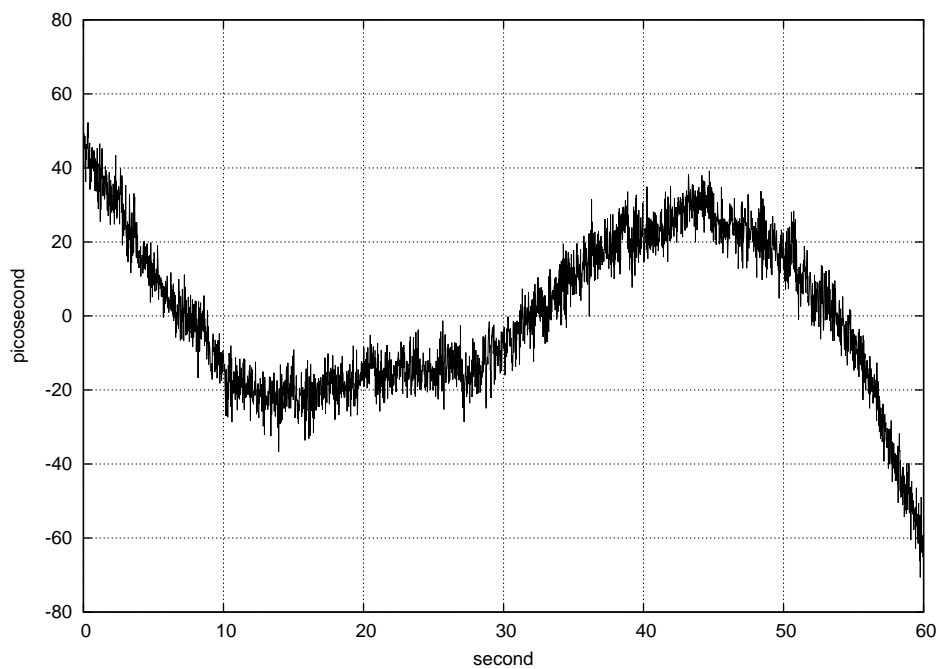


図 6.3: C/A コードによる搬送波位相の観測精度

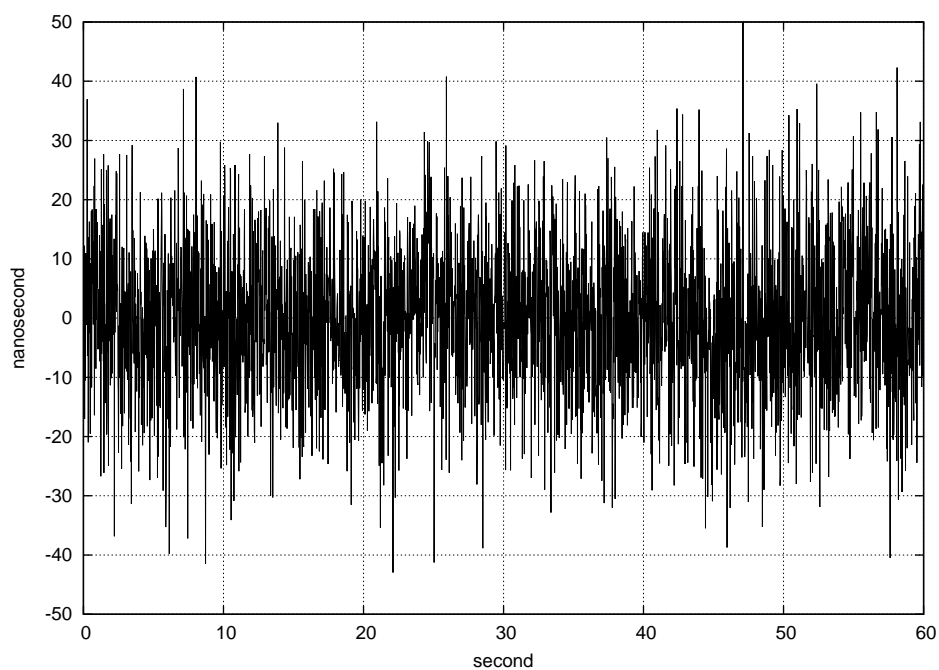


図 6.4: L2C コードによる擬似距離の観測精度

値であるが、3.3 節で述べたように L2C 信号は、L2CM と L2CL を 1 チップ内に時分割で重畳しているため、L2CM だけ相関をとった場合は相関振幅が C/A コードの半分になるためだと思われる。

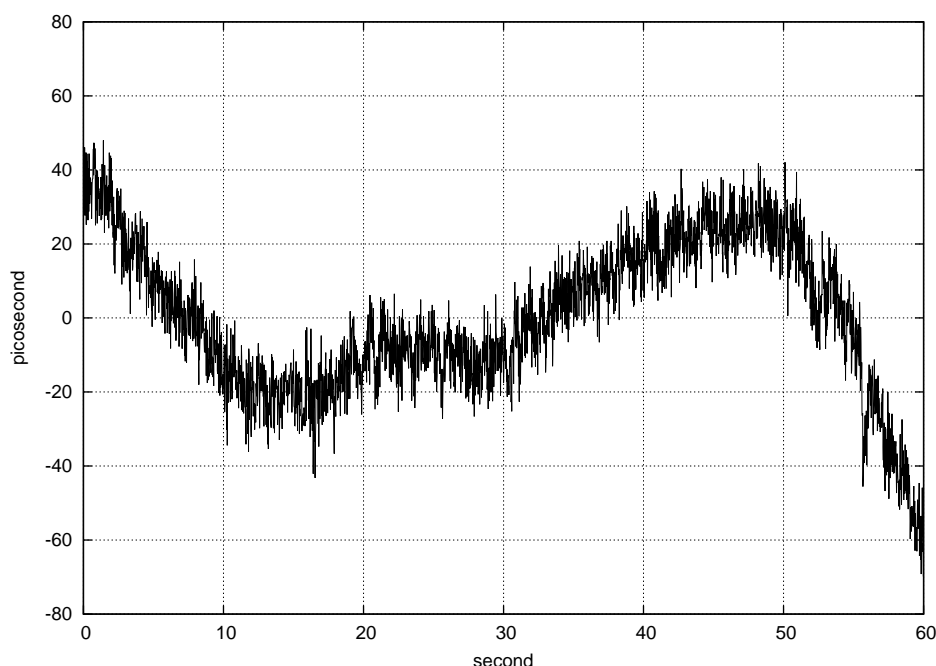


図 6.5: L2C コードによる搬送波位相の観測精度

実測から求まる L2C コード擬似距離の残差は 20 ms 積分値で 12.4 ns であり、1 秒換算値は 1.7 ns となる。C/No 44 dBHz における理論値は同じく 1.7 ns である。一方、20 秒間の平均から求めた搬送波位相の実測値は 8.1 ps であり、1 秒換算値は 1.1 ps となる。対して、理論値から求まる観測精度は 1.2 ps である。

C/A コード、L2C コードとも擬似距離については実測値と理論値がよく一致した。搬送波位相については、L1 は一致しているが L2 は誤差範囲ではあるが観測量の方がよい結果となっている。本来、観測値が理論値を超えることはないが、計測している量が極めて微小な量となっていることから、より厳密な評価を行うためには単純な RMS による評価ではなく、別な評価方法を導入する必要がある。

6.4 ハードウェア受信機との比較

開発した受信機の観測精度に関しては 6.3 節で示したとおり、設計仕様を満足していることが確認できた。本節では、市販の時刻比較用受信機と共通アンテナ、共通基準信号により観測を行うことで、測定値に問題がないか確認した。

基準に使用した受信機は Septentrio 社製の PolaRX3 TR を使用した。PolaRX3 は GLONASS や Galileo 衛星にも対応した受信機で、モデル TR は 10 MHz と 1 PPS 入力端子を持つ時刻比較対応受信機である。観測は 2013 年 4 月 3 日の 0 h UTC～24 h UTC の丸 1 日で評価した。

図 6.6～図 6.8 に PolaRX3 とソフトウェア受信機の C/A コード擬似距離の比較結果を示す。図は上から、受信機間の差分、衛星の仰角、差分のヒストグラムをそれぞれ示す。差分と仰角の横軸は観測時間、差分の縦軸は時刻差である。差分には個々の受信機に起因する機器内遅延が含まれ

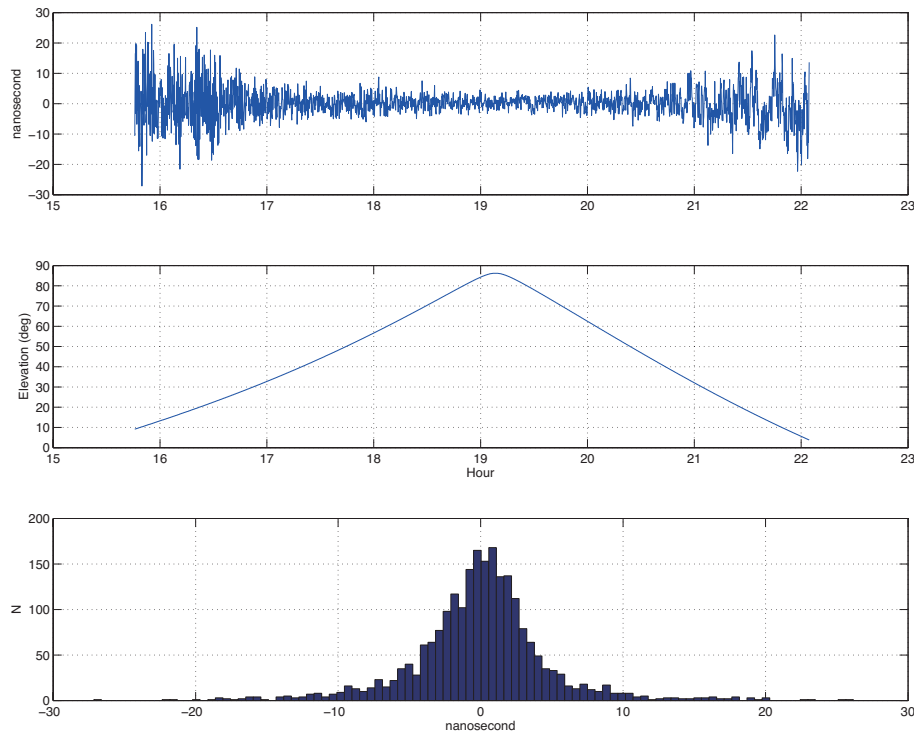


図 6.6: 市販受信機との比較結果：PN17 衛星，C/A コード擬似距離

るが、本節の評価では較正は問題としないためバイアス成分は取り除いてプロットしてある。プロットに使用した衛星は、PN17 (図 6.6)，PN25 (図 6.7)，PN31 (図 6.8) の 3 機である。

各図の真ん中で表示されている観測開始，終了の仰角は 10 度以下まで達しており，大気補正を正確に行うための低仰角の観測がきちんと追尾できていることがわかる。ただし，各図の一番上の図からは，低仰角での観測は受信機間の差分によるばらつきが大きくなっている。衛星の仰角が低い間はマルチパスによる影響が大きくなるが，ハードウェア受信機では低仰角でも測定精度が劣化しないメーカー独自の方式が採用されており，結果としてばらつきが大きくなっている。このような低仰角におけるマルチパス軽減化のアルゴリズムは公開情報が少なく，現時点ではメーカー製のハードウェア受信機の方が優れている。なお，仰角 30 度以上では差分は一定であり，系統的な誤差はみられない。ヒストグラムに関しても，若干正規分布からくずれているが，目立った系統変動はみられない。24 時間全衛星を用いた C/A コード擬似距離の受信機間差分によるばらつきは重み付き RMS で 4.6 ns であった。同様の比較を C/A コード搬送波位相に対して行ったのが図 6.9～図 6.11 である。搬送波位相は低仰角でも受信期間の差分によるばらつきは高仰角の時間帯と比べさほど変化していない。これは，搬送波位相を使用することで観測精度そのものを向上できるとともに，低仰角から高精度な観測量が得られることがわかる。結果として，低仰角の衛星が必要な大気遅延の推定精度も向上し，受信機クロックオフセットとのカップリングも軽減される。

一方で，ソフトウェア受信機の搬送波位相には peak-to-peak で 40 ps 程度の明らかな変動がみられる。ヒストグラムの波形も擬似距離に比べると大きく崩れているのがわかる。受信機間の変動は，PN25 (図 6.10) と PN31 (図 6.11) の共通に観測された時間 (5 h UTC～9 h UTC) で同

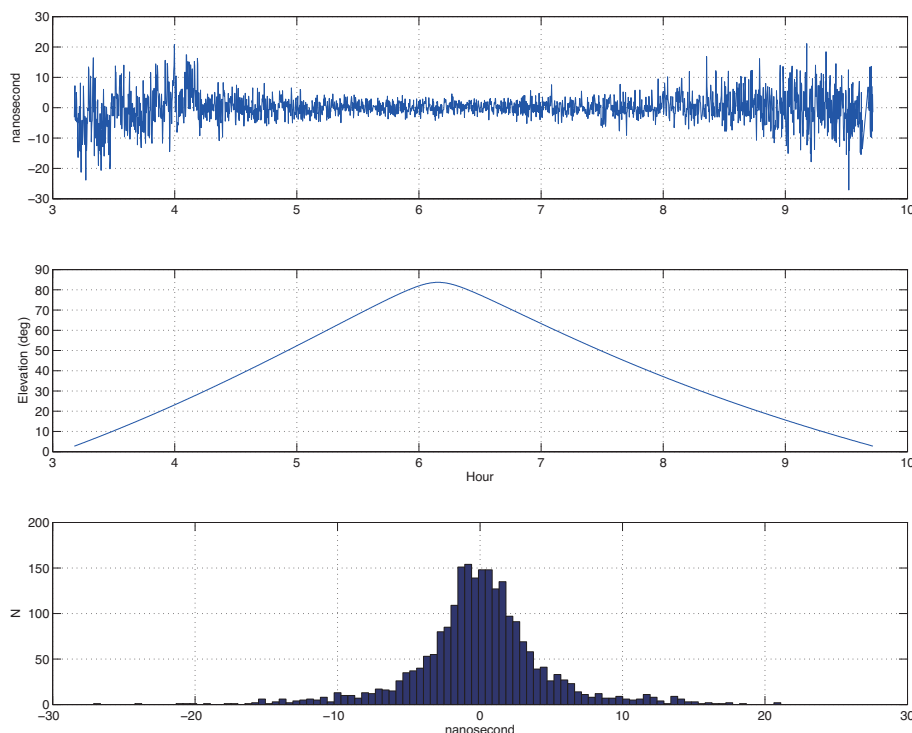


図 6.7: 市販受信機との比較結果：PN25 衛星，C/A コード擬似距離

じような変動がみられることから，RF フロントエンドで使用した PLO の温度依存性が疑われる．24 時間全衛星を使用した搬送波位相の差分による重み付き RMS は 7.5 ps であった．

L2C コード擬似距離の比較を図 6.12～図 6.14 に，搬送波位相の比較を図 6.15～図 6.17 に示す．

L2C コードも C/A コード同様，擬似距離については問題ない比較結果が得られているが，搬送波位相の比較では明らかな変動成分が存在している．その大きさも peak-to-peak で 60 ps～80 ps 程度と C/A コードに比べ大きな変動となっている．

L2C コードでの，24 時間観測全衛星を使用した差分による重み付き RMS は，擬似距離が 5.9ns，搬送波位相が 18.1 ps であった．

6.5 考察とまとめ

ソフトウェア受信機の観測精度は擬似距離については L1 C/A，L2CM とともに理論値とよく一致した．搬送波位相は一部理論値より良い結果となっているが，観測精度の推定誤差と合わせて誤差範囲には収まっていると考えられる．この結果から，ソフトウェア受信機はアナログ部，デジタル信号処理部とも短期の観測精度は設計どおり実装できていることが確認できる．

市販のハードウェア受信機との比較では，擬似距離については仰角 30 度以上では，ばらつきも少なくヒストグラムもほぼ正規分布が得られている．c4 では，仰角 5 度以上の観測量を使用するが，仰角 30 度以下の観測に対しては $\sin E$ で重みを下げて解析するので，低仰角での大きなばらつきが時刻比較精度に与える影響は小さい．受信可能な衛星も仰角 10 度以下から追尾が行えており，大気遅延のように高仰角では受信機クロックオフセットとのカップリングが生じるパラメー

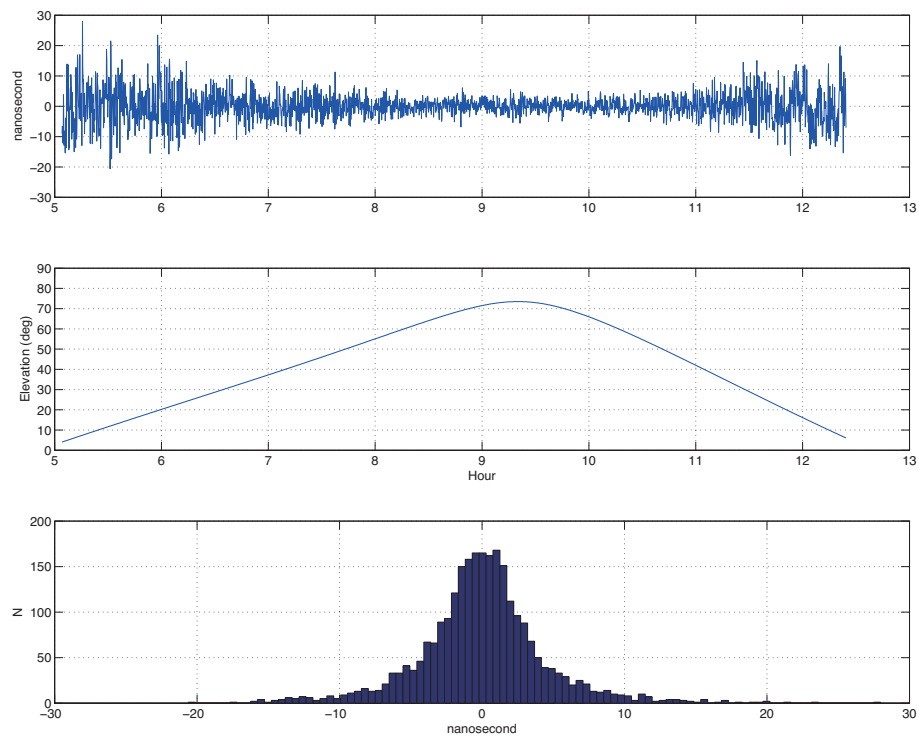


図 6.8: 市販受信機との比較結果：PN31 衛星，C/A コード擬似距離

タの推定に必要な観測量も得られている。

一方、搬送波位相に関しては L1, L2 とも明らかな変動が検出された。これは周波数変換に使用した RF フロントエンドの PLO の温度特性が影響していると考えられる。この変動については、今後 RF フロントエンドの温度環境をモニタし、変動との相関を調べる他、RF フロントエンドの恒温化を検討する必要があると思われる。

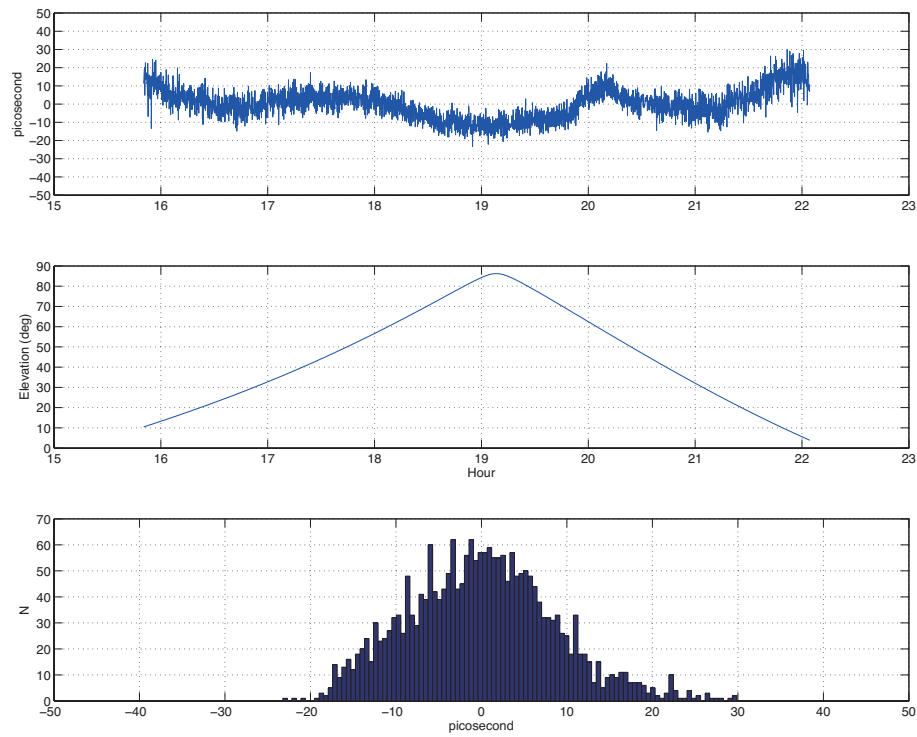


図 6.9: 市販受信機との比較結果：PN17 衛星，C/A コード搬送波位相

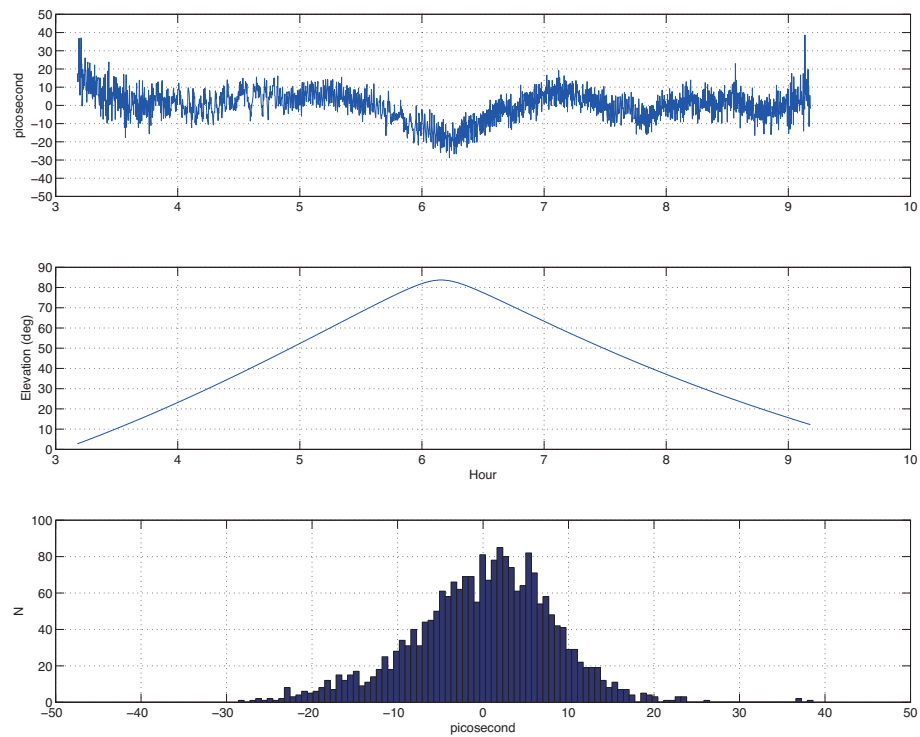


図 6.10: 市販受信機との比較結果：PN25 衛星，C/A コード搬送波位相

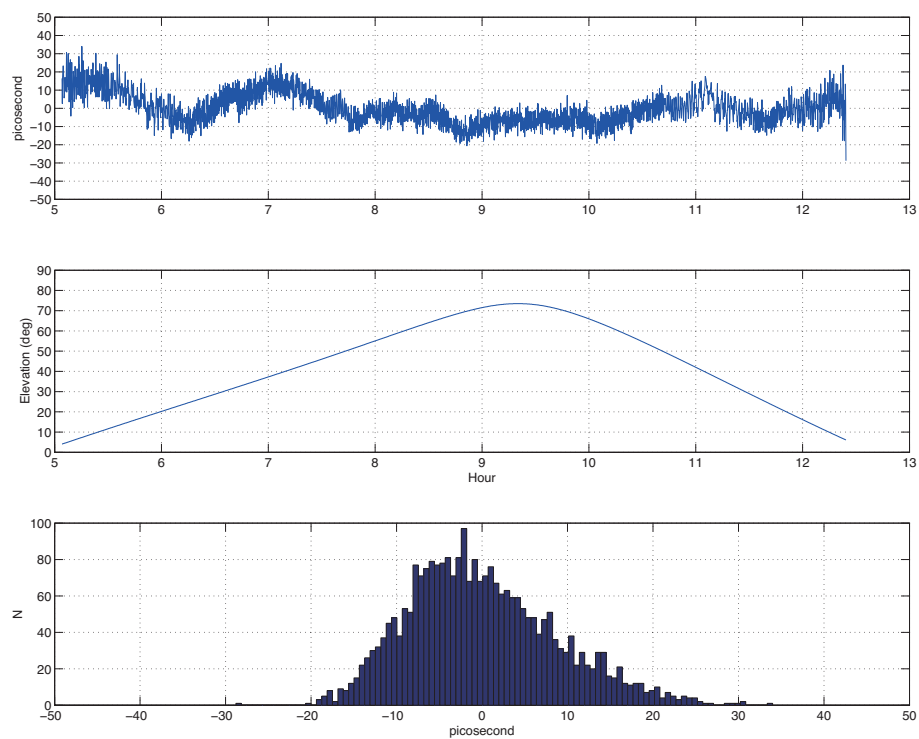


図 6.11: 市販受信機との比較結果：PN31 衛星，C/A コード搬送波位相

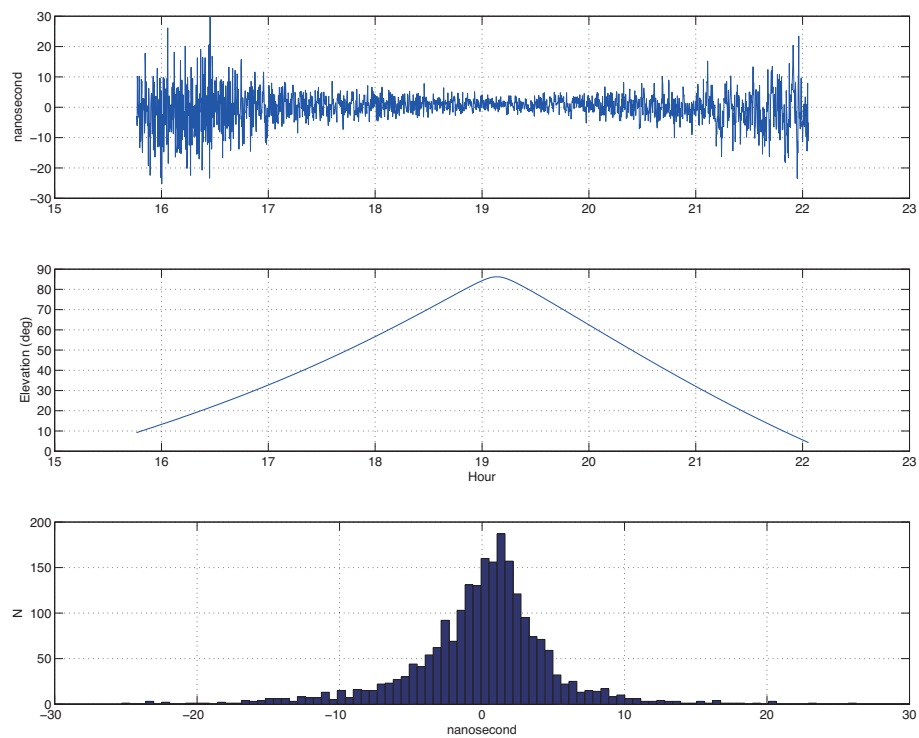


図 6.12: 市販受信機との比較結果：PN17 衛星，L2C コード擬似距離

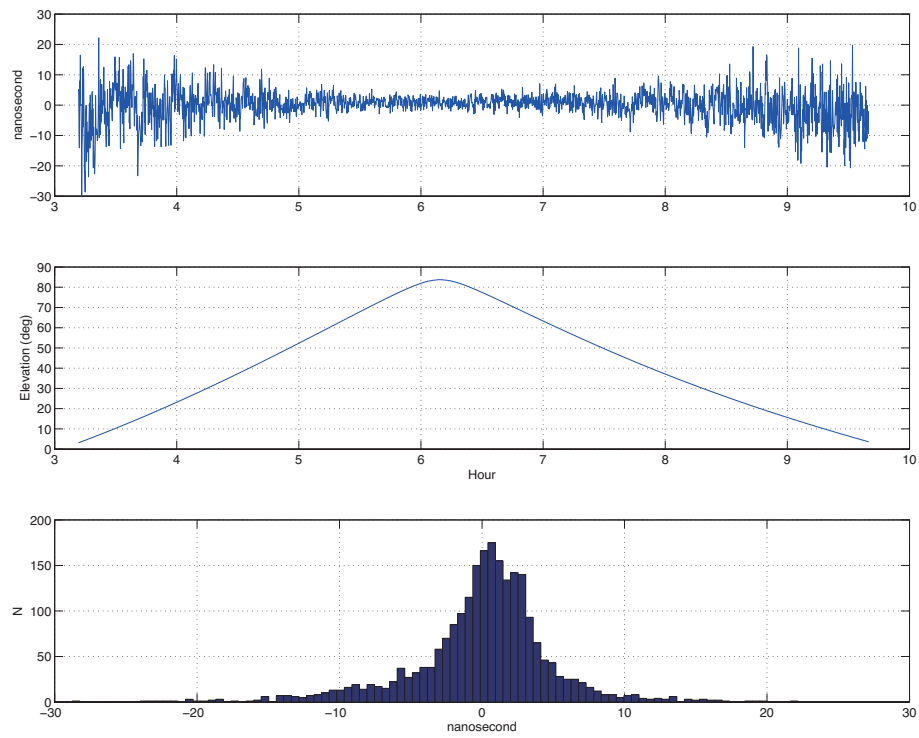


図 6.13: 市販受信機との比較結果：PN25 衛星，L2C コード擬似距離

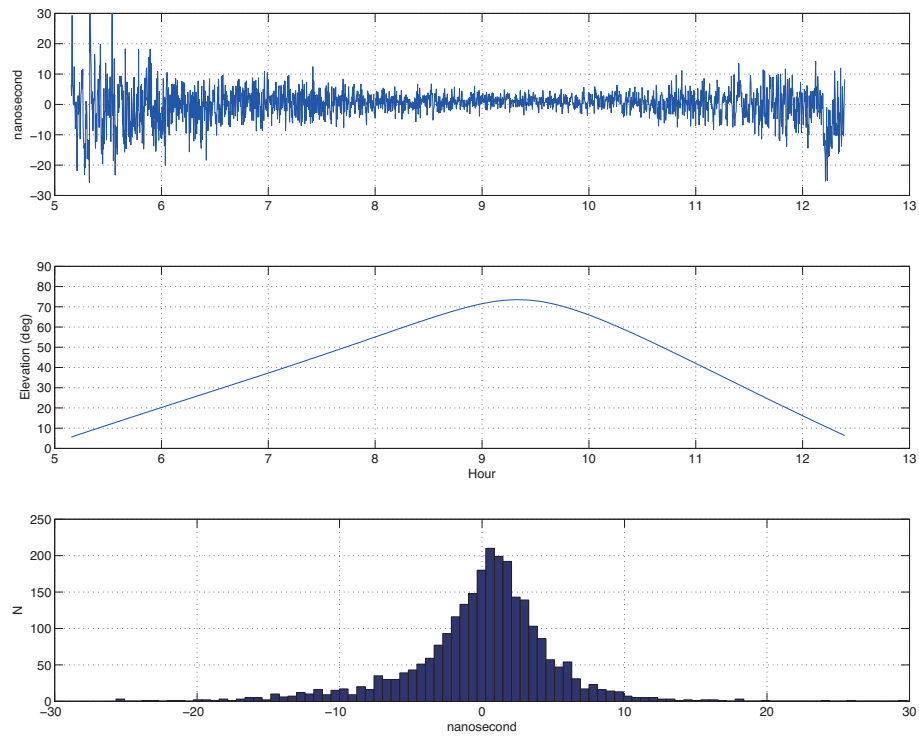


図 6.14: 市販受信機との比較結果：PN31 衛星，L2C コード擬似距離

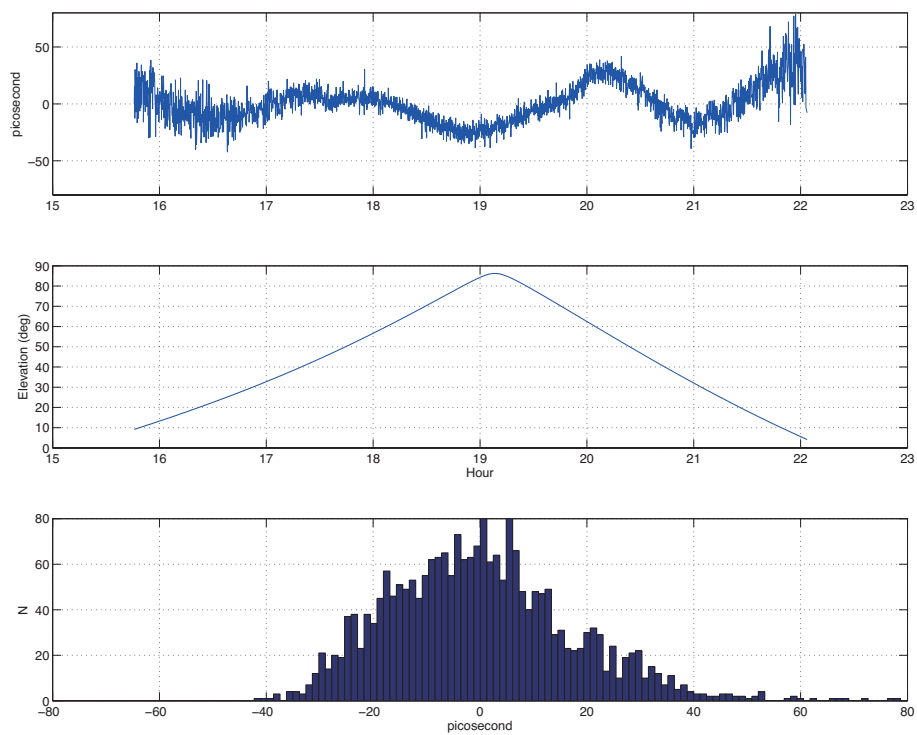


図 6.15: 市販受信機との比較結果：PN17 衛星，L2C コード搬送波位相

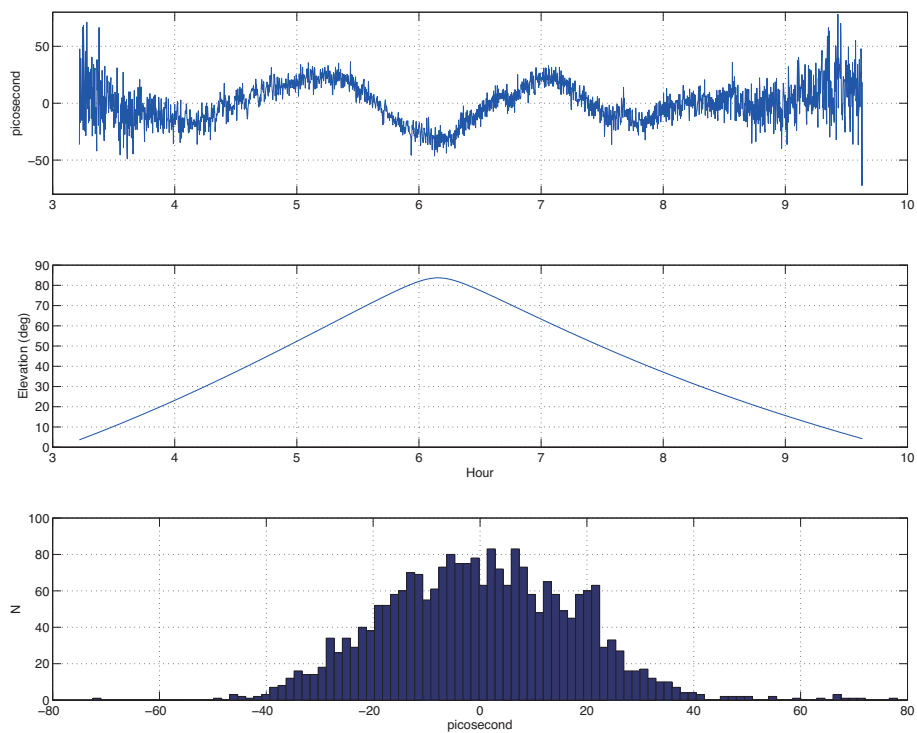


図 6.16: 市販受信機との比較結果：PN25 衛星，L2C コード搬送波位相

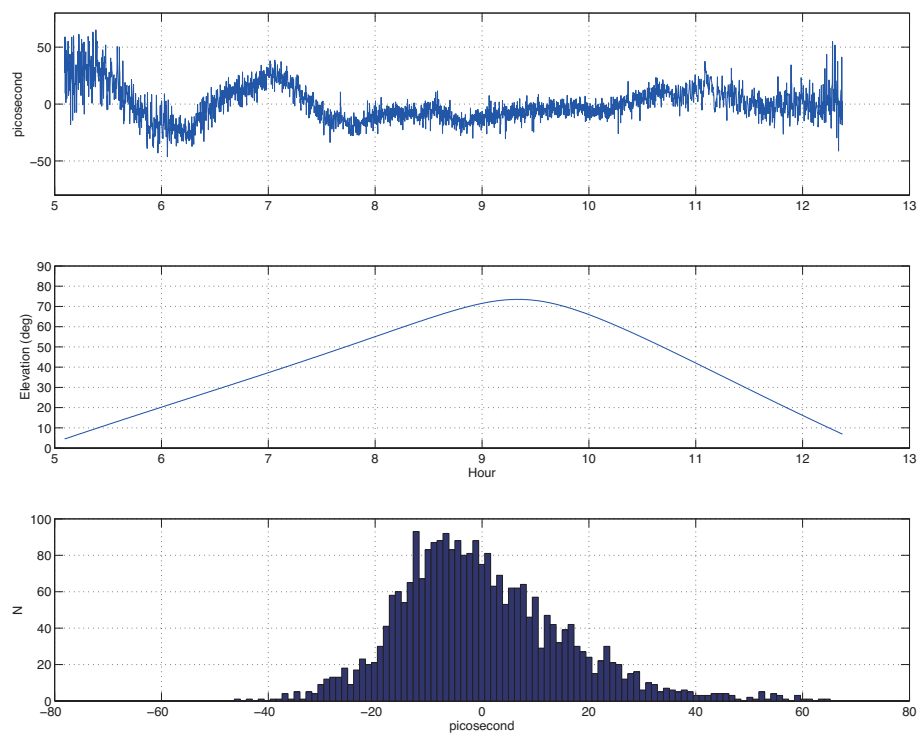


図 6.17: 市販受信機との比較結果：PN31 衛星，L2C コード搬送波位相

第7章 実際の時刻比較とその評価

7.1 はじめに

第6章ではソフトウェア受信機の基本性能評価を行い、観測精度が設計値を満足していることを確認した。本章では、実環境に近い状態での時刻比較を行うことで、原子時計の変動を観測可能な精度に達しているか評価した。

7.2節では、比較方法について述べる。現状では、常時4機以上の二周波民生用信号が受かる時間帯は限られているため、一周波信号と二周波信号を組合わせた解析を行った。本節では、少ない衛星数に対応した解析方法の改良についても詳細に述べる。7.3節では、小金井～鹿島間で行った時刻比較精度の検証実験の結果を報告する。また、7.4節では、小金井～はがね山間の TWSTFT との比較について報告する。

7.2 比較方法

国内の異なる地点に設置された受信機との間で時刻比較を行うことで、実運用環境での適正を評価した。本研究で開発した受信機は一式しかないため、比較相手は市販の二周波 GNSS 受信機を使用した。観測は、2013年5月22日から30日までの9日間で評価した。評価としては、時刻比較精度と、時刻比較結果の妥当性の2種類の検証を行った。時刻比較の精度を評価するためには、セシウム原子時計の安定度では精度が不足するため、水素メーザーを使用した。時刻比較の妥当性検証は、異なる方式との比較が必要となるため、商用静止衛星による TWSTFT との間で比較した。ただし、実験期間中において、水素メーザーを源振とする TWSTFT が利用できなかったため、精度評価と妥当性の検証は異なる局を使用して行った。

ソフトウェア受信機は NICT 本部（東京都小金井市）の日本標準時が入っている建物の屋上にアンテナを設置し、基準信号には UTC(NICT) の 10 MHz と 1 PPS を使用した。比較精度の検証のためには、NICT 鹿島宇宙技術センター（茨城県鹿嶋市）の VLBI 観測棟に設置されている JAVAD Legacy Lexon GGD との間で比較を行った。Lexon GGD の基準信号には VLBI 観測用の水素メーザーから供給される 10 MHz を使用した。なお、Lexon GGD 受信機は測地用であり 1 PPS の入力はないため、正確には時刻比較ではないが、実験期間中に観測が中断しない限り 10 MHz の連続位相を測定可能なため精度評価には問題なく使用できる。比較結果の妥当性検証は、はがね山標準電波送信所（佐賀県佐賀市／福島県糸島市）に設置された Septentrio PolaRX4 TR を使用した。ここでの基準信号には、標準電波送信に使用されているセシウムの 10 MHz と 1 PPS 信号を使用した。比較に使用した3局の位置関係を図 7.1 に示す。

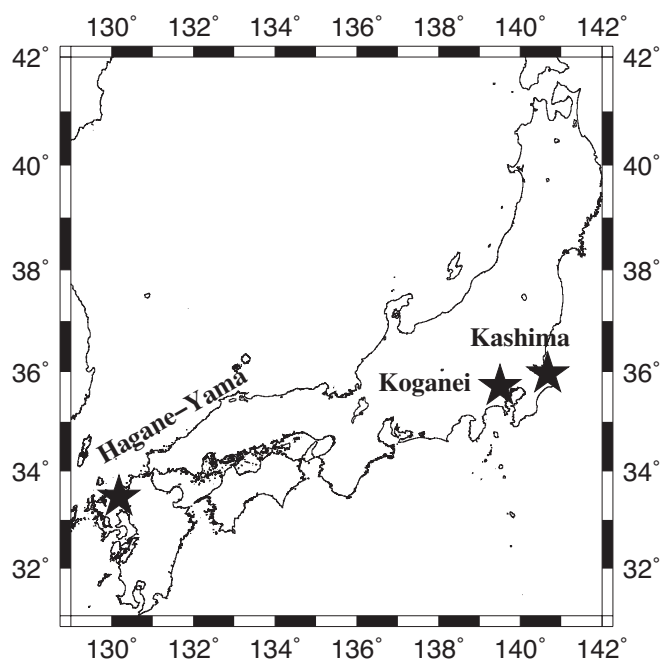


図 7.1: 時刻比較に使用した観測局の配置

7.2.1 解析手法の改良

現状では、L2 帯で民生用信号を送信している衛星は表 3.1 の IIR-M または IIF と記された衛星で、全 32 機ある衛星のうち 3 分の 1 強である。そのため、位置決定に必要な衛星数 4 機以上が常時確保される状況にはない。時刻比較では、観測局のアンテナ位置は解析区間で 1 個しか推定しないため、常時 4 機以上の衛星が必要ではないが、衛星数が減ると受信機クロックオフセットと波数不確定のようにカップリングが高いパラメータは推定が難しくなる。

通常の時刻比較では、電離層フリー線形結合の擬似距離と搬送波位相を用いて、受信機アンテナ位置、対流圏遅延、搬送波位相波数不確定、受信機クロックオフセットを同時に推定するが、今回の実験では、衛星数が少ない時間帯でも解が安定するよう通常とは異なる方法で時刻比較を行った。

まず、L1 帯のみの擬似距離と搬送波位相を使用して、通常の時刻比較と同様の解析を行った（以降、 L_1 解析）。ただし、 L_1 のみでは電離層の影響を取り除けないため、IGS が公開している電離層分布データを使用して電離層遅延の補正を行った。また、一周波では c4 で採用しているサイクルスリップ検出がそのまま使用できないため、 L_1 のためのサイクルスリップ検出も新たに実装した。

一周波のサイクルスリップ検出では、伝搬遅延や時計誤差による変動を少なくするため差分をとった方が検出が容易になる。そこで、今回の実験は国内の局を使用したこともあり、一重位相差を使用して解析することとした。ただし、一重位相差の使用は短基線での比較に限られるため、大陸間の比較では PPP を用いた時刻比較を行う必要があり、その際は文献 [86] にあるようなより高度な方法を採用する必要がある。

受信機の発振器は原子時計に同期して安定していることから、サイクルスリップの検出は、生の搬送波位相観測量から受信機のクロックオフセットと波数不確定以外の伝搬遅延をモデルで補正し、衛星ごとに補正後の残差を求めた。残差は受信機クロックオフセットの小さな変動と、サイクルスリップが発生しない限り一定値である波数不確定を含むことから、 k 点における残差が

$k-1$ 点までの平均から大きくずれていたらサイクルスリップとして処理した。また、残差の標準偏差も同時に計算し、 3σ に入らない点は outlier として除外した。

L_1 解析では、2 分間隔の観測量を使用して、小金井のアンテナ位置と受信機クロックオフセットを固定し、相手局のアンテナ位置と受信機クロックオフセット、2 局の対流圏遅延、一重位相差の波数不確定を推定した。衛星の軌道は IGS の精密暦を使用した。一重位相差を使用していることから、推定した 1 局分の受信機クロックオフセットがそのまま 2 局間の時刻差となる。

L_1 解析で得られた結果を初期値とし、民生用信号二周波による解析（以降、 L_3 解析）を行った。推定パラメータを減らすため、アンテナ位置は L_1 解析の結果に固定した。また、 L_3 解析では 30 秒間隔の観測量を使用して解析した。解析は 1 日単位のバッチ推定で行った。

7.3 比較精度の検証

図 7.2 に小金井～鹿島間の時刻比較結果（図上）と二次フィット後の残差（図下）を示す。図中

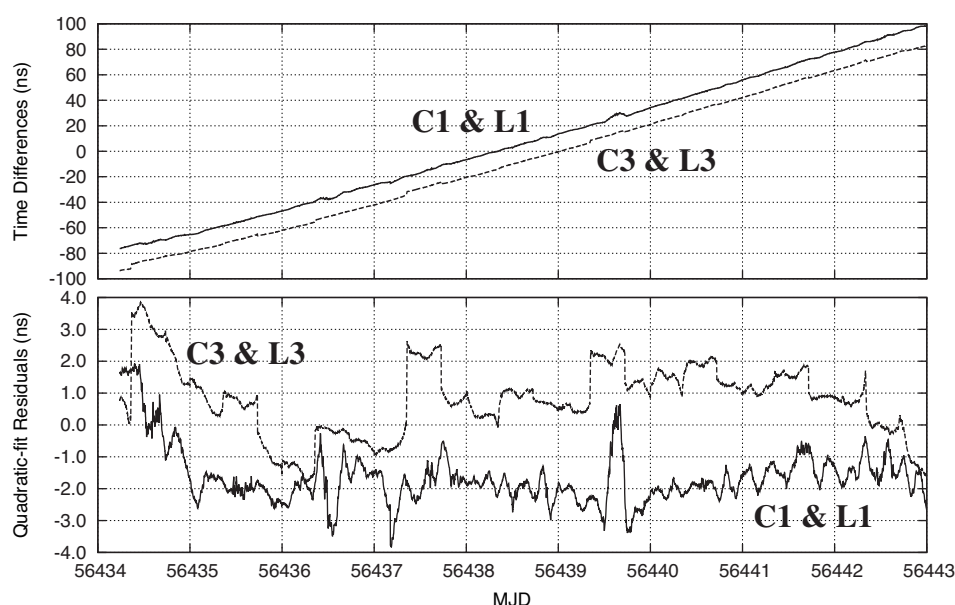


図 7.2: 小金井～鹿島基線の時刻比較結果

の「C1&L1」と表記されているのが L_1 解析の結果で、「C3&L3」が L_3 解析の結果である。横軸は MJD で表した日付で、縦軸の単位は ns である。残差プロットは、 L_3 解析の結果を使用して二次フィットを行い、求まった多項式を L_1 と L_3 の時刻差に適用して残差を求めた結果である。

L_1 のみの時刻比較では、モデルでは取り除けない電離層の変動成分が残っているのに対し、 L_3 では滑らかな結果になっている。しかし、衛星数が少ないため、波数不確定と受信機クロックオフセットの分離がうまくいかず、結果として C_3 で解いた受信機クロックオフセットに引きずられ 1～2 ns 程度の飛びが生じている。

図 7.3 に時刻比較結果から修正アラン分散を使用して求めた安定度を示す。横軸は秒で表した平均化時間、縦軸は修正アラン分散の結果である。二周波による時刻比較結果は、電離層の影響が軽減されることで短期成分が改善している。ただし、時刻飛びの影響で 20 000 秒付近から L_1 の

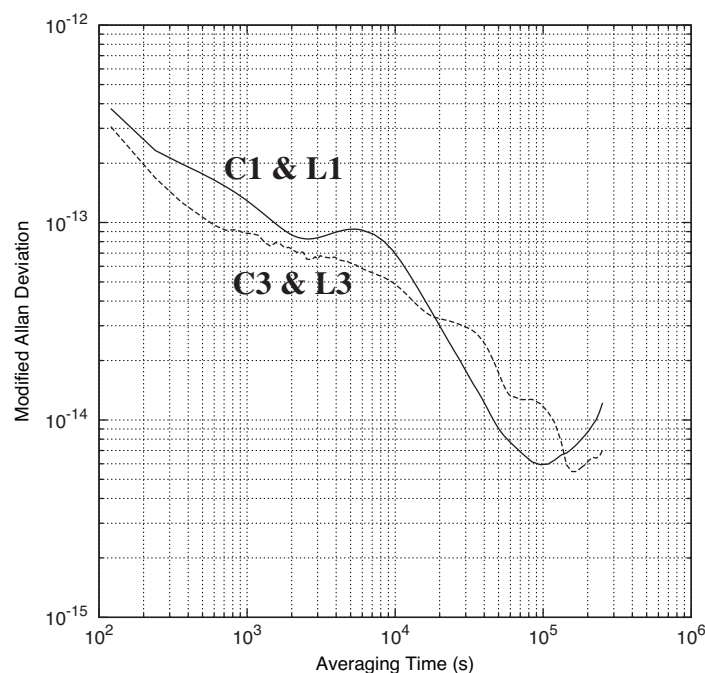


図 7.3: 小金井～鹿島基線の時刻比較安定度

安定度より悪化している。また、この影響のため 6.4 節で見られたフロントエンド PLO による温度特性の影響も、時刻飛びの影響に隠れてしまい検出されていない。時刻飛びの問題が改善されると、安定度の結果に温度特性の影響が顕在化すると思われる。時刻比較精度としては、120 秒における安定度で L_1 が 3.8×10^{-13} 、 L_3 が 3.1×10^{-13} であった。

7.4 時刻比較結果の妥当性

ソフトウェア受信機から求まる時刻比較結果が正しい値になるかを検証するため、はがね山標準電波送信所との間で行われている TWSTFT との間で比較を行った。比較結果を図 7.4 に示す。図 7.4 上の実線は GPS 搬送波位相による時刻比較結果、四角の点は TWSTFT による時刻比較結果である。図 7.4 下は、GPS と TWSTFT の差分を示す。縦軸の単位は ns である。TWSTFT の結果は毎時 24 分に 1 回のため、GPS の結果も 1 時間平均して比較を行った。

5 月 25 日 (MJD 56437) の 12 時付近などに一部大きなずれがみられるが、GPS 解析で生じる day boundary の影響を除けば、ほぼ ± 2 ns 程度に落ち着いている。TWSTFT との差分による標準偏差は 1.7 ns であった。

7.5 考察

時刻比較精度の長期での悪化、TWSTFT との結果で時々生じる大きな飛び、いずれも L2C 衛星が少ない時間帯が生じているためだと思われる。そこで、TWSTFT との比較で、誤差が大きかった 5 月 25 日 (MJD 56437) と、よく一致していた 5 月 30 日 (MJD 56442) の L_3 搬送波位相

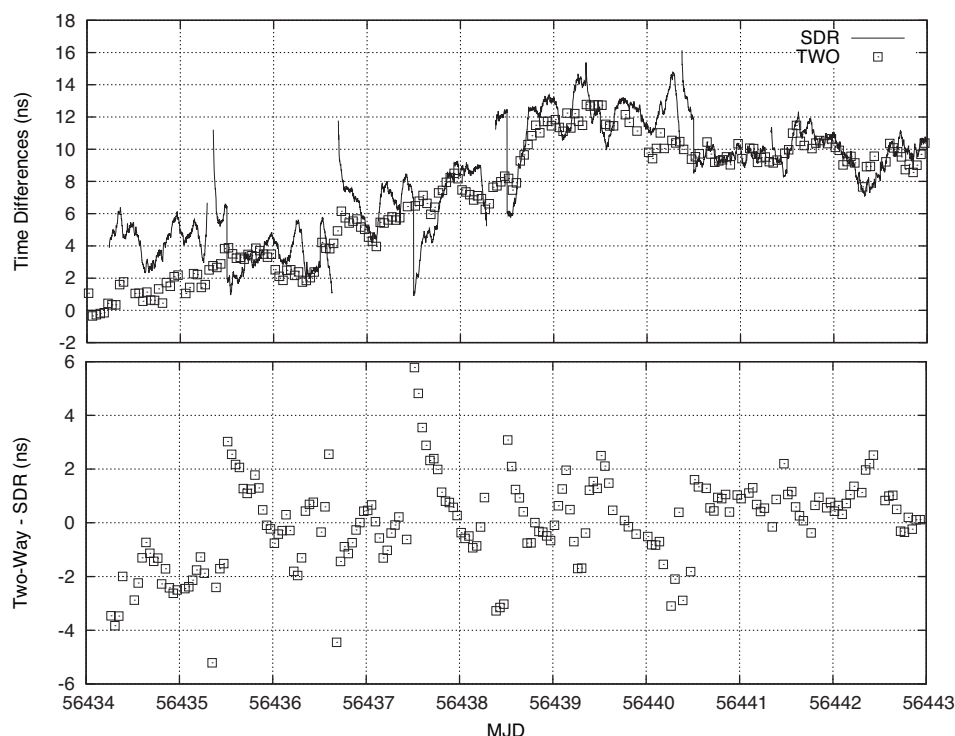


図 7.4: 衛星双方向方式との比較結果

観測量が推定に寄与した衛星数を調べてみた。結果を図 7.5 に示す。図 7.5 の左が 5 月 25 日、右が 5 月 30 日の衛星数である。

結果が良くない 25 日は、有効な衛星数が 2 個以上あるのは全体の半分程度しかないのに対し、30 日は 80 % 以上使われている。通常の GPS 解析が可能な 4 機以上衛星が有効だった割合も 10 % 得られている。衛星数が少ない原因は、サイクルスリップの検出に失敗して、解析段階では失敗した衛星パスが全て outlier として扱われてしまったためである。通常の P コードを受信可能なハードウェア受信機による観測では、サイクルスリップの検出に失敗した衛星が存在しても全体の解析には影響しないが、L2C の衛星しか利用できないソフトウェア受信機では、衛星が少ない時間帯にサイクルスリップの検出に失敗すると時刻飛びが発生してしまう。

実際に、時刻比較の計算に寄与する衛星数が増えた場合、結果が改善するか評価を行った。観測衛星数を増やすことは不可能なので、推定パラメータの数を減らすことで検証した。L₃ 解析では、もともと推定パラメータの数が少なく、減らせるパラメータは対流圏遅延だけである。今回の実験は国内で行ったことから、天気予報に使用する正確な対流圏遅延のモデルを使用して TWSTFT との比較を行った。結果を図 7.6 に示す。図中の十字が対流圏遅延を推定した場合（図 7.4 下と同じ結果）、四角がモデルを使用して、時刻比較に寄与する見かけ上の衛星数を増やした結果である。比較期間の前半部分では目立った改善はみられないが、一番誤差が大きかった 5 月 25 日（MJD 56437）では、モデルを使用した結果の方が明らかに良くなっている。このことから、L₃ 解析で必要となる衛星数を増やすことで市販受信機と同等な結果が得られると思われる。

今後の解決策としては、

1. サイクルスリップ検出をより厳密な方式で行い、パラメータ推定時にもサイクルスリップ検

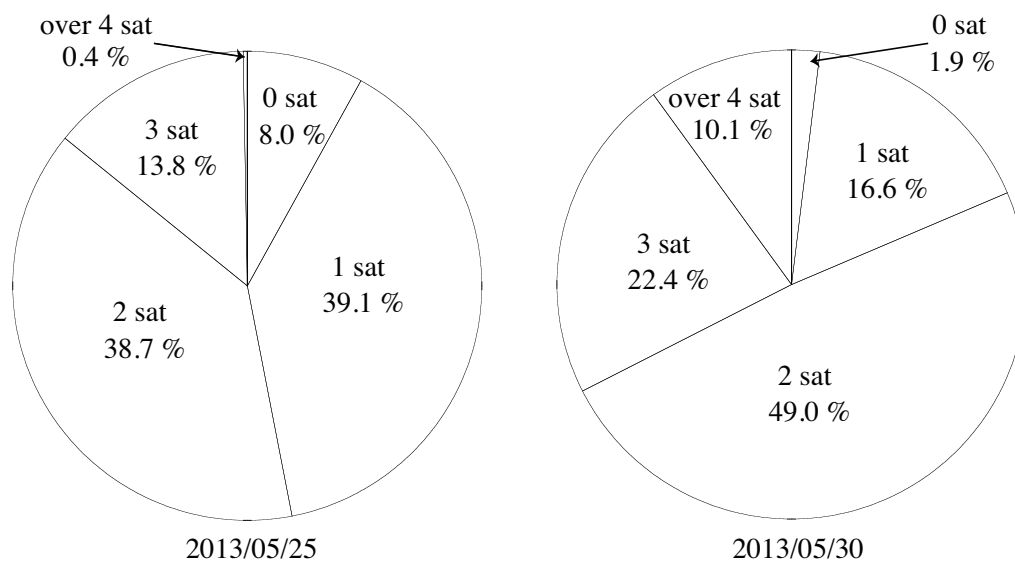


図 7.5: 可視衛星数の比較

出が可能なように解析手法を改良する。

2. サイクルスリップ検出に失敗しても、他の衛星でパラメータ推定が行えるよう二周波観測可能な衛星数を増やす。

の2種類の解決策が考えられる。対象をGPSに限定してしまうと解析手法による解決策しか選べないが、二周波観測可能な衛星はロシアのGLONASSも対応していることから、衛星数を増やす方がソフトウェア受信機の柔軟性を生かした解決策であると考え、GLONASSを取り込む場合、観測量がFDMAであるため解析ソフトも変更を必要とするが、ソフトウェア受信機でGLONASSも受信可能なように改修し、時刻比較精度の改善を図りたい。なお、図7.4における可視衛星数が十分得られている区間 (MJD 56441 & 56442) のTWSTFTとの差分は標準偏差で0.7 nsであり、これまで行われた既存実験と同等な結果が得られている [87]。

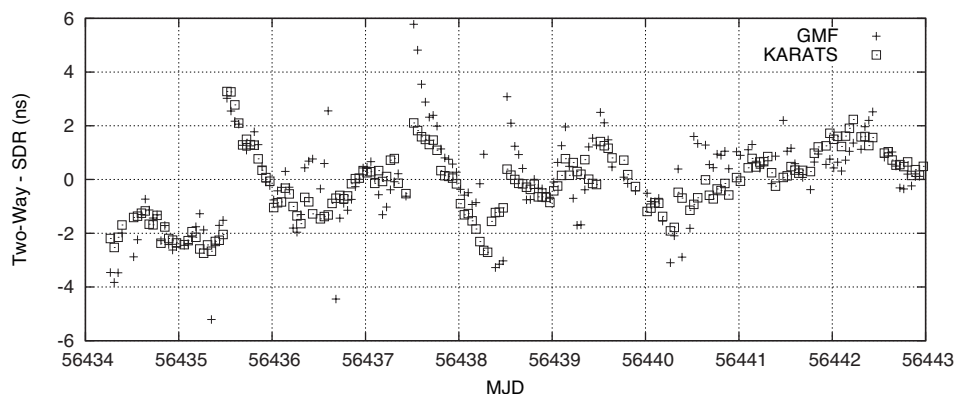


図 7.6: 時刻比較に寄与する衛星数を増やした場合の比較結果

7.6 まとめ

開発した時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機の時刻比較性能について確認した。二周波観測可能な衛星数が不足する時間帯をカバーするため、あらかじめ一重位相差による一周波観予備解析を行い、その結果を初期値とした二周波解析を行うことで、小金井～鹿島基線で 3×10^{-13} の観測精度を得た。これは、国際時国比較網で PPP 解析により得られる精度と同等である。ただし、現状では L2C 衛星が不足する時間帯で解析上の問題から発生する時刻飛びが残っており、1 日で 10^{-15} 台は達成しなかった。長期的な比較精度の問題は残るが、今後衛星数を増やすことで解決が期待でき、ソフトウェア受信機の設計、実装としては予定した時刻比較結果が得られたと考えている。

TWSTFT との比較では、こちらも時刻飛びの問題は残っているが、サイクルスリップ検出がちゃんとできた後半部分の観測では 1ns 以下の一致度を得ており、ソフトウェア受信機の測定結果が正しい観測を行っていることが確認できた。

今回の比較結果から、開発したソフトウェア受信機が原子時計の変動を計測可能な精度を有していることを確認した。一方で、衛星を GPS に限ってしまったため、衛星数減少に伴う時刻比較精度の悪化が生じたのも事実であり、現状では民生用信号のみの解析では実用性には問題が残る結果となった。より高度なサイクルスリップ検出を行うなどで解析手段で回避する方法の他に、ソフトウェア無線技術という特性を生かし、マルチ GNSS 対応により解決する方法での解決を図りたい。GPS/Glonass に加え、中国の北斗もほぼ実運用体制に入っており、多様な衛星に対応することで、長期的に安定した時刻比較を実現したい。

第8章 結論

8.1 研究成果

本論文では、国際時国比較網で使用可能な時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機の開発に関して研究成果をまとめた。

秒の定義の実現値である TAI の決定精度は、国際的な時刻比較網の比較精度に大きく依存している。GNSS 時刻比較方式の主流になりつつある二周波搬送波位相を用いた PPP 時刻比較は、これまでの擬似距離による比較精度を二桁以上改善する優秀な方式であるが、観測に対応した受信機は数が少なく高価であることから、国際時刻比較網で採用している機関は半数程度にとどまっている。本研究では、多くの機関が容易に PPP 解析に対応した受信機を採用できるよう、メーカーに頼らない廉価で保守が容易な汎用装置を用いた GPS 受信機の開発を行った。

開発のポイントとしては、

1. SDR 技術を採用し専用ハードウェアに頼らない装置構成とした。
2. GPU を使用することでデジタル信号処理部の高速化を実現した。
3. 周波数領域の相関処理を用いることで、大容量のサンプリングデータを連続処理可能とした。

である。

時刻比較に使用するため、全てを汎用装置では構成できないが、特別に開発したハードウェアは RF フロントエンドのみで、それ以外は市販品で構成されている。開発した RF フロントエンドも市販のパーツで構成されていることから、メーカーに頼らずとも容易に組み立てできる。ADC も 10 MHz と 1 PPS の入力が必要なため、全ての汎用 ADC が使用できる訳ではないが、SDR およびソフトウェア GNSS の研究が活発に行われていることから、タイミング測定に対応した L 帯が受信可能な汎用 ADC も販売されている。今回はフロントエンドを組立てたこともあり、市販品に比べて大幅なコストダウンとはなっていないが、RF フロントエンド内蔵の ADC の使用などでさらなるコストダウンも期待できる。

ソフトウェア受信機の弱点であるサンプリングデータの処理速度に関してもゲーム用 GPU を使用することでハードウェアと遜色無い処理性能を実現した。CPU のみで行う場合は、SIMD やマルチスレッドを駆使した場合でも古典的な Early-Late 相関処理に頼ることになり、マルチパス環境では精度が劣化する問題を回避できない。本研究では GPU を用いることで、マルチパスや雑音が多い環境でも精度劣化が少ない相関関数全体を使用した信号追尾方式を採用できた。

相関処理も GPU に適した方法を採用した。相関処理としては、時間領域における畳み込み積分と、周波数領域での複素共役のかけ算と 2 種類の方式がある。GPU はマルチコアによる並列計算機であるため、畳み込み積分よりは、要素ごとのかけ算で結果がえら得れる周波数領域での計算が適している。これは、時間領域から周波数領域への変換を伴っても有利であることを確認した。開発した受信機は、16 MHz サンプリングの L1 C/A, L2CM 二周波観測を最大 14 機まで同時に処理できることを確認した。

開発した受信機の性能を評価するため、

1. 観測精度の理論値との比較
2. 共通基準信号, 共通アンテナによる市販受信機との比較
3. 小金井～鹿島間の水素メーザーを源振とした時刻比較
4. 小金井～はがね山間の TWSTFT との比較

を行った。

観測精度は擬似距離, 搬送波位相とも理論値と問題ない範囲で一致しており, RF フロントエンド, デジタル信号処理部として実装した相関処理ソフトウェアが正常に動作していることを確認した。共通アンテナ, 共通信号による市販受信機との比較では, 擬似距離観測量は系統的な変動はみられず, ハードウェア受信機と同様の観測量が得られていることを確認した。搬送波位相については, L1 で 40 ps 程度, L2 では 80 ps 程度の変動成分が観測された。原因としては, 周波数変換に使用した PLO の温度特性が考えられる。フロントエンド内の温度環境をモニタするとともに, 装置全体の恒温化を図っていく必要がある。

水素メーザーを用いた時刻比較実験では 100 秒で 3×10^{-13} の比較精度を得た。現状では, 全ての衛星が L2C 信号を送信していないため, 衛星数減少からくるパラメータ推定が不安定となる時間帯が発生し, 1 日で 10^{-15} には達していない。今後, GLONASS への対応などにより衛星数の増加を図り, 常時安定したパラメータ推定が行えるようになれば $1/\tau$ での安定度改善により 1 日で 10^{-15} 台の比較精度に達すると考えている。

TWSTFT との比較では, 両方式の差分が標準偏差で 1.7 ns を得た。ここでも, 衛星数減少に伴い差分が大きくなる時間帯が発生しているが, 安定して解析ができていた時間帯の結果では, TWSTFT とは 1 ns 以内の一致結果が得られており, ソフトウェア受信機が原子時計の変動を正確に捉えていることが確認できた。

拡張性

本研究では, ソフトウェア無線技術を用いたことで拡張性がある時刻比較用 GPS 受信機の開発が行えた。開発した受信機では民生用 GPS 信号しか対応しなかったため, ハードウェア受信機と同等の精度を得るまでにはいかなかったが, L2C という新しい信号への対応を容易に行うことを確認できた。

欧州の GALILEO, 中国の北斗など各国の GNSS 開発は活発化しており, Binary Offset Carrier (BOC) のような測位信号そのものの改良も行われている。このような状況には, アルゴリズムや方式の変更に柔軟に対応可能なソフトウェア受信機の方がハードウェア受信機より優れており, マルチ GNSS 時代の GNSS 時刻比較ではソフトウェア受信機の優秀性をより発揮できると思われる。

複数の衛星を扱う場合はチャンネル数が増え, 新しい信号によってはより広帯域なサンプリングが必要となり, さらなる高速処理の必要性も考えられるが, GPU では実装枚数を増やすことで容易に演算性能を向上させることができる。GPU を用いたソフトウェア受信機では, 新しい衛星や, より広帯域な新信号への対応も処理速度的にも問題なく対応できることが期待される。本研究で開発した受信機をもとに, 今後は GPS 以外の衛星や信号への対応を行い, 複数衛星による時刻比較精度の改善と, ソフトウェア受信機によるマルチ GNSS 対応の柔軟性を示していきたい。

8.2 まとめと課題

時刻比較の装置にソフトウェア無線技術という新しい手法を取り込んだ今回の受信機開発は、これまでハードウェアメーカーに頼りきりだった装置開発において、新たな着眼点を与えるとともに、SDR方式の有効性を実証できたと考える。汎用のADCとパソコン上のソフトウェアで、処理速度、観測精度いずれも市販のハードウェア受信機と同等の結果が得られたことから、ソフトウェア受信機でも十分実用に耐えることを示した。

今回の受信機開発では、アンテナ以外は汎用装置／部品を使用して組立てた。フロントエンドには安定したPLOを選択したつもりであったが、温度特性までは注意がいかず、結果として搬送波位相にPLOの温特が原因と思われる変動が残ってしまった。精密計測を行う上では、使用する装置の雑音特性に加え、温度などの環境特性にも注意して選択および対策を行う必要性を改めて感じた。今後は、アナログ部分での信号評価についても検討していきたい。

時刻比較におけるソフトウェア無線技術の利用はまだ始まったばかりである。本研究で行ったGPS受信機開発と、本文中で紹介した複擬似雑音用モデムの開発をとおして、SDR技術が持つ柔軟性と利便性の高さを認識した。NICTの研究をきっかけとして、他国でも光ファイバの伝送装置をソフトウェアモデムで開発する研究や、FPGAではあるが時刻比較用GNSS受信機をソフトウェア無線で作る研究が始まっている。スペクトル拡散を基礎とし、より伝送揺らぎが少ない媒体を使用した時刻比較の研究は多くなされている。これら装置にSDR技術を用いることは、デジタル信号処理部の多くを共通化でき装置開発を容易にするとともに、ハードウェアの装置ではブラックボックスとなる、デジタルフィルタや信号処理部の特性を自分たちで評価することも可能となる。今後は、他機関との協力や技術交換も行いながら、SDR技術を用いた時刻比較高精度化の研究を続けていきたい。

付 録 A GPS 送信符号の生成方法

衛星と受信機アンテナ間の擬似距離は，受信信号と受信機内で複製した PRN 符号の相関をとることで求まる．ここでは，PRN 複製信号の生成方法について説明する [21]．

A.1 C/A コード

C/A コードは，G1, G2 と呼ばれる 2 種類のシフトレジスタを組合せたゴールド符号系列が使用されている．各レジスタの生成多項式は式 (A.1)，式 (A.2) で表される．

$$G1 = x^{10} + x^3 + 1 \quad (\text{A.1})$$

$$G2 = x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^3 + x^2 + 1 \quad (\text{A.2})$$

G1, G2 レジスタの初期値は全て 1 である．出力される符号は，G2 レジスタの任意の 2 カ所のタップの排他的論理和の出力を，G1 レジスタの最終段出力との間でさらに排他的論理和をとったものとなる（図 A.1）．G2 レジスタのタップ位置は，衛星毎に異なり，この番号（PRN）によって衛

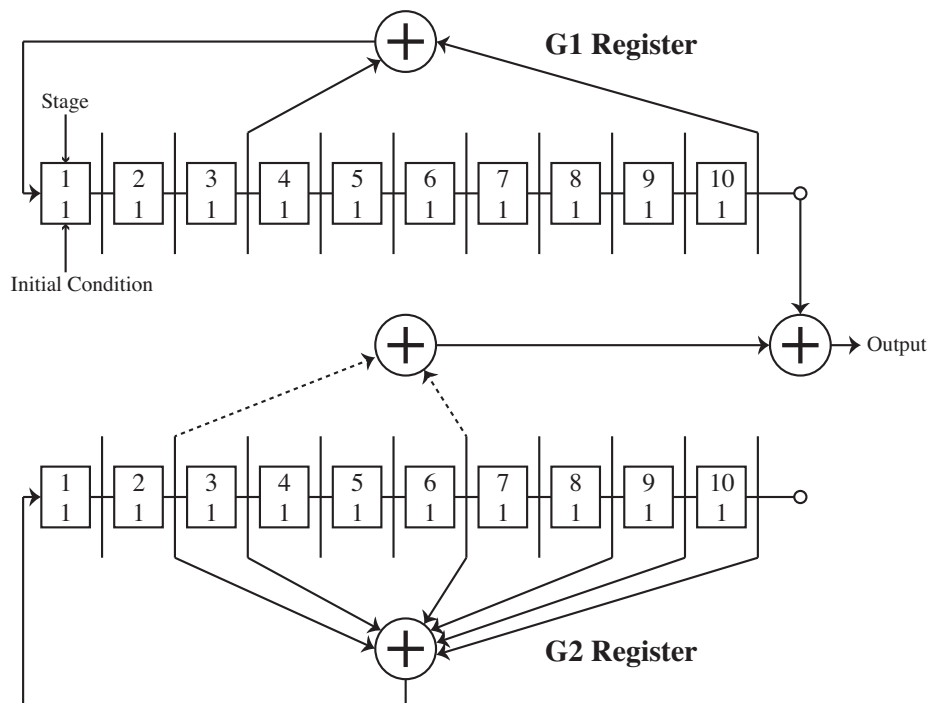


図 A.1: C/A コードのシフトレジスタ

星を識別するのにも使用される．PRN と G2 シフトレジスタのタップ位置を表 A.1 に示す．

表 A.1: 衛星番号と C/A コードレジスタの割当

PRN	$G2\ Tap$	PRN	$G2\ Tap$	PRN	$G2\ Tap$	PRN	$G2\ Tap$
1	$2 \oplus 6$	9	$3 \oplus 10$	17	$1 \oplus 4$	25	$5 \oplus 7$
2	$3 \oplus 7$	10	$2 \oplus 3$	18	$2 \oplus 5$	26	$6 \oplus 8$
3	$4 \oplus 8$	11	$3 \oplus 4$	19	$3 \oplus 6$	27	$7 \oplus 9$
4	$5 \oplus 9$	12	$5 \oplus 6$	20	$4 \oplus 7$	28	$8 \oplus 10$
5	$1 \oplus 9$	13	$6 \oplus 7$	21	$5 \oplus 8$	29	$1 \oplus 6$
6	$2 \oplus 10$	14	$7 \oplus 8$	22	$6 \oplus 9$	30	$2 \oplus 7$
7	$1 \oplus 8$	15	$8 \oplus 9$	23	$1 \oplus 3$	31	$3 \oplus 8$
8	$2 \oplus 9$	16	$9 \oplus 10$	24	$4 \oplus 6$	32	$4 \oplus 9$

A.2 L2C コード

L2C コードは式 (A.3) で表される, 27 ビットシフトレジスタによる M 系列 (Maximum-length Sequence) 符号である (図 A.2) .

$$\begin{aligned}
 S2 = 1 &+ x^3 + x^4 + x^5 + x^6 + x^9 + x^{11} \\
 &+ x^{13} + x^{16} + x^{19} + x^{21} + x^{24} + x^{27}
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

L2 CM コードは繰り返し回数 10 230 回 (コード周期 20 ms) , L2 CL コードは 767 250 回 (1.5

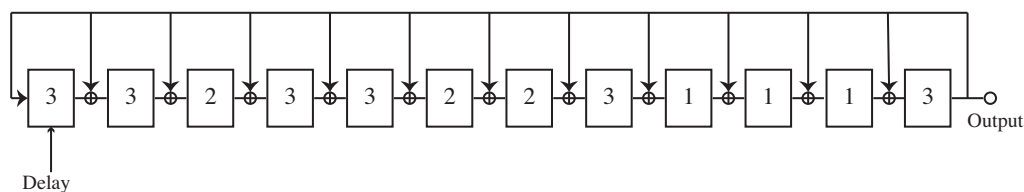


図 A.2: L2C コードのシフトレジスタ

秒) 毎にシフトレジスタを初期化することで符号を生成している. L2C のコードは, シフトレジスタの初期値を変更することで衛星を区別する. 衛星番号に対する L2C コードの初期値を表 A.2 に示す.

表 A.2: 衛星番号と L2C コードレジスタの初期値

<i>PRN</i>	<i>Initial State</i>		<i>PRN</i>	<i>Initial State</i>	
	<i>L2 CM</i>	<i>L2 CL</i>		<i>L2 CM</i>	<i>L2 CL</i>
1	742417664	624145772	17	540264026	605402220
2	756014035	506610362	18	205521705	002576207
3	002747144	220360016	19	064022144	525163451
4	066265724	710406104	20	120161274	266527765
5	601403471	001143345	21	044023533	006760703
6	703232733	053023326	22	724744327	501474556
7	124510070	652521276	23	045743577	743747443
8	617316361	206124777	24	741201660	615534726
9	047541621	015563374	25	700274134	763621420
10	733031046	561522076	26	010247261	720727474
11	713512145	023163525	27	713433445	700521043
12	024437606	117776450	28	737324162	222567263
13	021264003	606516355	29	311627434	132765304
14	230655351	003037343	30	710452007	746332245
15	001314400	046515565	31	722462133	102300466
16	222021506	671511621	32	050172213	255231716

付 録 B 一周波のための電離層補正方法

二周波観測が行えない場合、電離層の補正は IGS が公開している天頂方向の全電子数 (Vertical Total Electron Content; VTEC) を 3.7 節で示した式 (3.24), 式 (3.25) に代入して計算するのが精度よく補正する方法である。IGS が公開している全地球電離層マップ (Global Ionosphere Map; GIM) は薄層モデル (Single Layer Model; SLM) で、本来は高さ方向に分布している電子数を高さは 450 km に固定して、緯度、経度の 2 次元で表したモデルである。格子の分解能は、緯度方向が 2.5° 、経度方向が 5.0° で、時間分解能は 2 時間毎である。

計算を行う際は、まず、衛星と受信機の視線方向と高度 450 km の交点を求め、交点直下の緯度 φ 、経度 λ を求める (図 B.1)。GIM から求めた φ , λ が含まれる 4 点の VTEC を取り出し、図

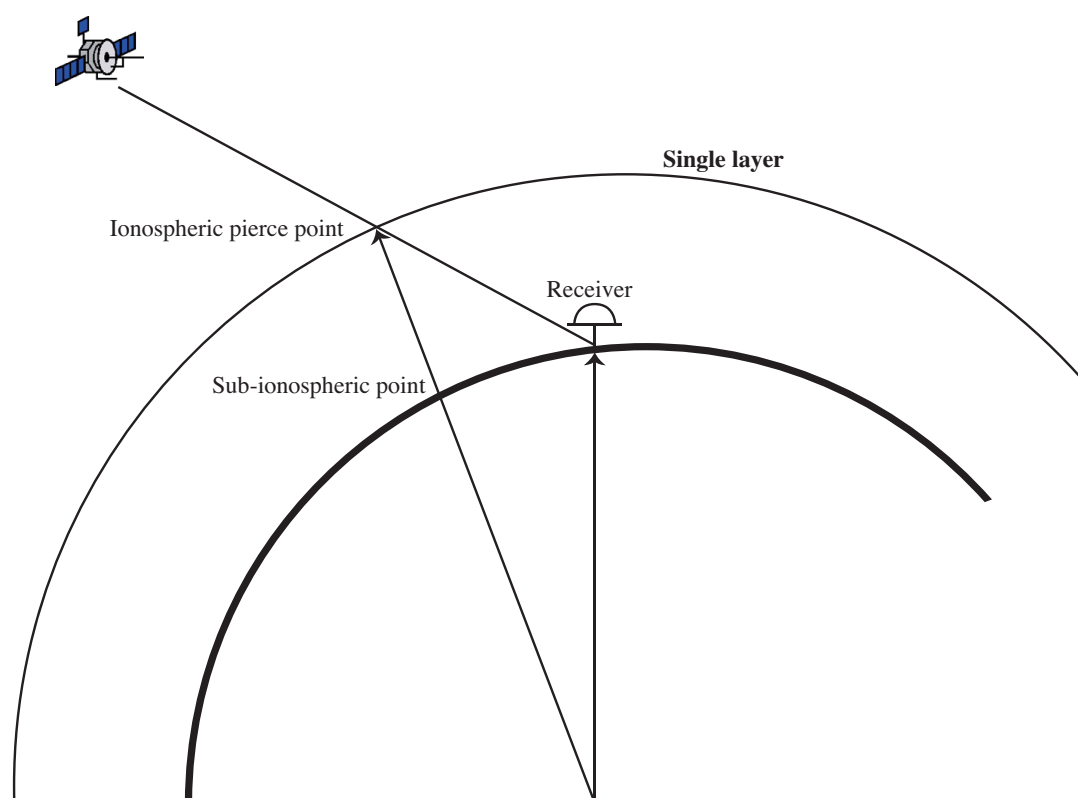


図 B.1: 電離層薄層モデル

B.2 で示すように、経度、緯度方向の割合 p , q により求めたい点の VTEC を内挿する。この作業を、観測時刻を含む前後 2 セットのデータに行い、最終的に求めたい観測時刻の VTEC を前後 2 点のデータから線形補間する。

IGS が公開している GIM は、解析結果が毎日 24 時間以内に公表される速報暦と、1 週間間隔

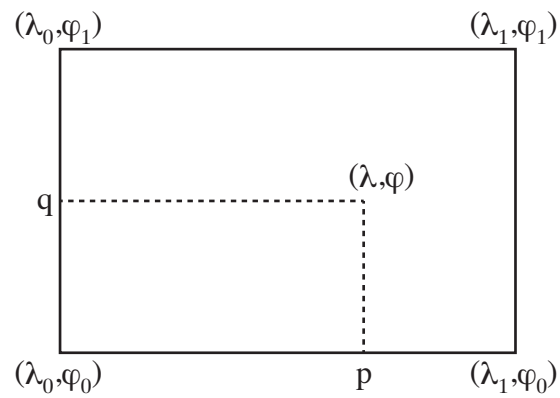


図 B.2: 電離層モデルの内挿方法

で 11 日程度の遅れで公開される精密暦の 2 種類がある。時間、空間分解能はどちらのモデルも共通で、誤差は速報暦が 2 – 9 TECU，精密暦が 2 – 8 TECU となっている。擬似距離による時刻比較では速報暦の使用で十分な精度が得られる。

参考文献

- [1] 熊谷基弘, 伊藤宏之, 梶田雅稔, 細川瑞彦, “2-3 原子泉型一次周波数標準器 NICT-CsF1”, 情報通信研究機構季報, vol.56, nos.3/4, pp.29-43, 2010.
- [2] 花土ゆう子, 細川瑞彦, 今村國康, 小竹昇, “日本標準時における周波数変動の改善”, 電気学会論文誌 C, vol.125, no.8, pp.1236-1243, 2005.
- [3] G. Panfilo, A. Harmegnies, L. Tisserand, “A new prediction algorithm for the generation of International Atomic Time,” *Metrologia*, vol.49, pp.49-56, 2012.
- [4] D. Kirchner, “Two-way satellite time and frequency transfer (TWSTFT): Principle, implementation, and current performance,” in *Review of Radio Science*, pp.27-44, Oxford Univ. Press, London, 1999.
- [5] Z. Jiang, W. Lewandowski, “Use of multi-technique combination in UTC/TAI time and frequency transfer,” *Proceedings of European Frequency and Time Forum 2012*, pp.335-339, 2012.
- [6] 吉村和幸, “II. 周波数と時間の尺度 1. 周波数安定度の尺度”, 電波研究所季報, vol.29, no.149, pp.13-37, 1983.
- [7] 佐藤得男, 小林三郎, “5. テレビ電波仲介による供給”, 電波研究所季報, vol.29, no.149, pp.291-299, 1983.
- [8] 後藤忠広, 久保岡俊宏, 雨谷純, “放送衛星を仲介とした日本標準時配信方法の検討”, 第 57 回宇宙科学技術連合講演会論文集, 3I03, October 2013.
- [9] P. Fridelance, E. Samain, C. Veillet, “T2L2 — Time transfer by Laser link: a new optical time transfer generation,” *Experimental Astronomy*, vol.7, issue 3, pp.191-207, 1997.
- [10] M. Rost, D. Piester, W. Yang, T. Feldmann, T. Wübbena, A. Bauch, “Time transfer through optical fibers over a distance of 73 km with an uncertainty below 100 ps,” *Metrologia*, vol.49, no.6, pp.772-778, 2012.
- [11] M. Fujieda, M. Kumagai, T. Gotoh, M. Hosokawa, “Ultrastable frequency dissemination via optical fiber at NICT,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.58, issue 4, pp.1223-1228, 2009.
- [12] M. Fujieda, M. Kumagai, S. Naganao, A. Yamaguchi, H. Hachisu, T. Ido, “All-optical link for direct comparison of distant optical clocks,” *Optics Express*, vol.19, issue 17, pp.16498-16507, 2011.

- [13] J. Vondrak, “A contribution to the problem of smoothing observational data,” *Bulletin of Astronomical Institutes of Czech*, vol.20, no.6, pp.349–355, 1969.
- [14] Z. Jiang, A. Niessner, “Calibrating GPS with TWSTFT for Accurate Time Transfer,” *Proceedings of the 40th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Systems and Applications Meeting*, pp.577–586, 2008.
- [15] T. Feldmann, A. Bauch, D. Piester, M. Rost, “Advanced GPS-Based Time Link Calibration with PTB’s New GPS Calibration Setup,” *Proceedings of the 42nd Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Systems and Applications Meeting*, pp.509–526, 2010.
- [16] P. カルタショフ著, 福興人八, 大浦宣徳, 倉持内武訳: 時と周波数 — 精密時間計測の基礎と応用 —, 講談社, 東京, 1980.
- [17] C. Audoin, B. Guinot: *The Measurement of TIME — Time, Frequency and the Atomic Clock*, Cambridge University Press, UK, 2001.
- [18] 杉本末雄, 柴崎亮介: *GPS ハンドブック*, 朝倉書店, 東京, 2010.
- [19] 横山光雄: *スペクトル拡散通信システム*, 科学技術出版, 東京, 1988.
- [20] 山内雪路: *スペクトラム拡散通信 — 高性能デジタル通信方式に向けて*, 東京電機大学出版局, 東京, 2001.
- [21] “Global Positioning Systems Directorate System Engineering & Integration Interface Specification,” *IS-GPS-200G*, 2012.
- [22] M. Meurer, S. Erker, S. Thölert, O. Montenbruck, A. Hauschild, R.B. Langley, “GPS L5 First Light,” *GPS World*, pp.49–59, June 2009.
- [23] R.D. Fontana, W. Cheung, T. Stansell, “The modernized L2 civil signal,” *GPS World*, pp.28–34, September 2001.
- [24] B. ホフマン-ウェレンホフ, H. リヒテネガー, J. コリンズ著, 西修二郎訳: *GPS 理論と応用*, シュプリンガー・フェアラーク東京株式会社, 東京, 2005.
- [25] D.W. Allan, M.A. Weiss, “Accurate Time and Frequency Transfer During Common-View of a GPS Satellite,” *Proceedings of Frequency Control Symposium*, pp.334–336, 1980.
- [26] D.W. Allan, C. Thomas, “Technical directives for standardization of GPS time receiver software,” *Metrologia*, vol.31, pp.69–79, 1994.
- [27] J. Azoubib, W. Lewandowsky, “CGGTTS GPS/GLONASS data format version 02,” 7th CGGTTS meeting, 1998.
- [28] P. Defraigne, G. Petit, “Time transfer to TAI using geodetic receivers,” *Metrologia*, vol.40, pp.184–188, 2003.
- [29] 後藤忠広, 金子明弘, 渋谷晴久, 今江理人, “4-2 GPS コモンビュー法”, *通信総合研究所季報*, vol.49, nos.1/2, pp.111–119, 2003.

- [30] International GNSS Service, online: <http://igsb.jpl.nasa.gov/>.
- [31] Z. Jiang, G. Petit, “Time transfer with GPS satellites all in view,” Proceedings of Asia-Pacific Time Forum 2004, pp.236–243, 2004.
- [32] 後藤忠広, 森川容雄, “全視法による GPS 時刻比較の精度評価”, 電気学会論文誌 C, vol.125, no.8, pp.1185–1190, 2005.
- [33] J.F. Zumberge, M.B. Heflin, D.C. Jefferson, M.M. Watkins, F.H. Webb, “Precise point positioning for the efficient and robust analysis of GPS data from large networks,” Journal of Geophysical Research, vol.102, no.b3, pp.5005–5017, 1997.
- [34] R. Dach, G. Beutler, U. Hugentobler, S. Schaer, T. Schildknecht, T. Springer, G. Dudle, L. Prost, “Time transfer using GPS carrier phase: error propagation and results,” Journal of Geodesy, vol.77, pp.1–14, 2003.
- [35] K.M. Larson, J. Levine, “Carrier-Phase Time Transfer,” IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol.46, no.4, pp.1001–1012, 1999.
- [36] F. Lahaye, G. Cerretto, P. Tavella, “GNSS geodetic techniques for time and frequency transfer applications,” Advances in Space Research, vol.47, issue 2, pp.253–264, 2011.
- [37] G. Petit, Z. Jiang, “Precise Point Positioning for TAI computation,” Proceedings of IEEE International Frequency Control Symposium Jointly with the 21st European Frequency and Time Forum, pp.395–398, 2007.
- [38] P.J.G. Teunissen, A. Kleusberg: GPS for Geodesy, 2nd Edition, Springer, Heidelberg, 1998.
- [39] R. Dach, U. Hugentobler, P. Fridez, M. Meindl, “Bernese GPS Software version 5.0,” Astronomical Institute, University of Bern, 2007.
- [40] 大坪俊通, “衛星レーザー測距データの高精度解析 — cm から mm へ —”, 測地学会誌, 第 51 巻, 第 1 号, pp.1–16, 2005.
- [41] 後藤忠広, 大坪俊通, 久保岡俊宏, “GPS による低軌道衛星の精密軌道決定とレーザー測距, 衛星間測距値による評価”, 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J89-B, no.7, pp.1151–1157, 2006.
- [42] G. Blewitt, “Carrier phase ambiguity resolution for the Global Positioning System applied to geodetic baselines up to 2000 km,” Journal of Geophysical Research, vol.94, issue B8, pp.10187–10203, 1989.
- [43] R. Dach, Y. Jean, “International GNSS Service Technical Report 2012,” IGS Central Bureau, 2013.
- [44] 長沢工: 天体の位置計算, 地人書館, 東京, 1985.
- [45] D.D. McCarthy, G. Petit, “IERS Conventions (2003),” IERS Technical Note No.32, 2003.
- [46] G. Seeber: Satellite Geodesy: foundations, methods, and applications, Walter de Gruyter, Berlin, 2003.

- [47] A.J. Mannucci, B.D. Wilson, D.N. Yuan, C.H. Ho, U.J. Lindqwister, T.F. Runge, “A global mapping technique for GPS-derived ionosphere total electron content measurements,” *Radio Science*, vol.33, pp.565–582, 1998.
- [48] J.Ping, Y.Kono, K. Matsumoto, Y. Otsuka, A. Saito, C. Shum, K. Heki, N. Kawano, “Regional ionosphere map over Japanese Island,” *Earth Planets Space*, vol.54, pp.e13–e16, 2002.
- [49] G.D.Thayer, “An improved equation for the radio refractive index of air,” *Radio Science*, vol.9, issue 10, pp.803–807, 1974.
- [50] 市川隆一, 田中寅雄, “第3章 大気遅延とマッピング関数”, 気象研究ノート, 第192号, pp.35–48, 1998.
- [51] J. Saastamoinen, “Contributions to the theory of atmospheric refraction,” *Bulletin géodésique*, vol.107, issue 1, pp.13–34, 1973.
- [52] J. Boehm, A. Niell, P. Tregoning, H. Schuh, “Global Mapping Function (GMF): A new empirical mapping function based on numerical weather model data,” *Geophysical Research Letters*, vol.33, issue 7, 2006.
- [53] K. Matsumoto, T. Takanezawa, M. Ooe, “Ocean Tide Models Developed by Assimilating TOPEX/POSEIDON Altimeter Data into Hydrodynamical Model: A Global Model and a Regional Model around Japan,” *Journal of Oceanography*, vol.56, issue 5, pp.567–581, 2000.
- [54] M.S. Bos, H.-G. Scherneck, the free ocean tide loading provider,
online: <http://holt.oso.chalmers.se/loading/index.html>.
- [55] J.T. Wu, S.C. Wu, G.A. Hajj, W.I. Bertiger, S.M. Lichten, “Effects of antenna orientation on GPS carrier phase,” *Proceedings of the AAS/AIAA Astrodynamics Conference*, pp.1647–1660, 1991.
- [56] J.Kouba, “A Guide to Using International GNSS Service (IGS) Products,” online:
<http://http://igsb.jpl.nasa.gov/overview/pubs.html>
- [57] R. Schmid, P. Steigenberger, G. Gendt, M. Ge, M. Rothacher, “Generation of a consistent absolute phase-center correction model for GPS receiver and satellite antennas,” *Journal of Geodesy*, vol.81, issue 12, pp.781–798, 2007.
- [58] P.J. Teunissen, P.J. De Jonge, C.C.J.M. Tiberius, “Performance of the LAMBDA Method for Fast GPS Ambiguity Resolution,” *Journal of the Institute of Navigation*, vol.44, no.3, pp.373–400, 1997.
- [59] P. Defraigne, C. Bruyninx, “On the link between GPS pseudorange noise and day-boundary discontinuities in geodetic time transfer solutions,” *GPS Solutions*, vol.11, issue 4, pp.239–249, 2007.

- [60] W.H.W. Tuttlebee, "Software-Defined Radio: Facets of a Developing Technology," IEEE Personal Communications, vol.6, pp.38-44, 1999.
- [61] J.B-Y. Tsui: Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach, John Wiley & Sons, Inc. New York, 2000.
- [62] M.L. Psiaki, "Block Acquisition of Weak GPS signals in a Software Receiver," Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2001), pp.2838-2850, 2001.
- [63] L.M.B. Wintemitz, W.A. Bamford, G.W. Heckler, "A GPS Receiver for High-Altitude Satellite Navigation," IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol.3 issue 4, pp.541-556, 2009.
- [64] N. Couronneau, P.J. Duffet-Smith, A. Mitelman, "Acquisition Time of the GPS L1 C/A Signal in an Indoor Environment," Proceedings of the 2011 International Technical Meeting of the Institute of Navigation, pp.767-774, 2011.
- [65] G. Ruffini, F. Soulat, M. Caparini, O. Germain, M. Martin-Neira, "The Eddy Experiment: Accurate GNSS-R ocean altimetry from low altitude aircraft," Geophysical Research Letters, vol.31, issue12, L12306, 2004.
- [66] N. Rodriguez-Alvarez, X. Bosch-Lluis, A. Camps, M. Vall-llossera, E. Valencia, J.F. Marchan-Hernandez, I. Ramos-Perez, "Soil Moisture Retrieval Using GNSS-R Techniques: Experimental Results Over a Bare Soil Field," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol.47, issue 11, pp.3316-3624, 2009.
- [67] T. Hobiger, T. Gotoh, "GLONASS-R: GNSS reflectometry with an FDMA based satellite navigation system," International Association of Geodesy (IAG) Scientific Assembly 2013, Potsdam, September 2013.
- [68] M.L. Psiaki, T.E. Humphreys, S. Mohiuddin, S.P. Powell, A.P. Cerruti, P.M. Kintner, Jr., "Searching for Galileo," GPS World, pp.66-72, June 2006.
- [69] 後藤忠広, 雨谷純, 平井敬吾, 大沼靖治, 石坂護啓, "K5/VSSP サンプラを使用したガリレオ衛星 (GIOVE-A) の信号検出", 日本測地学会第 106 回講演会, 奥州市文化会館, October 2006.
- [70] T. Hobiger, T. Gotoh, J. Amagai, Y. Koyama, T. Kondo, "A GPU based real-time GPS software receiver," GPS solutions, vol.14. issue 2, pp.207-216, 2010.
- [71] T. Gotoh, J. Amagai, T. Hobiger, M. Fujieda, M. Aida, "Development of a GPU-Based Two-Way Time Transfer Modem," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.60, no.7, pp.2495-2499, 2011.
- [72] M. Fujieda, T. Gotoh, F. Nakagawa, R. Tabuchi, M. Aida, J. Amagai, "Carrier-Phase-Based Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer," IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol.59, no.12, pp.2625-2630, 2012.

- [73] W.H. Tseng, F.D. Chu, S. Siu, “A Study of Time Distribution Network for Critical Infrastructure Applications,” 2013 Asia-Pacific Radio Science Conference, Taipei, September 2013.
- [74] T. Gotoh, J. Amagai, T. Hobiger, H-B. Li, “Development of an experimental software GPS receiver for time and frequency transfer,” Proceedings of The Institute of Navigation Pacific PNT 2013, pp.561–566, 2013.
- [75] 後藤忠広, ホビガートーマス, 雨谷純, 李還幫, “時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機の開発”, 電子情報通信学会誌 和文論文誌 B, vol.J97-B, no.4, 2014.
- [76] G. Petit, F. Arias, A. Hamegnies, Z. Jiang, “UTCcr: A rapid realization of UTC,” Proceedings of European Frequency and Time Forum 2012, pp.24–27, 2012.
- [77] 高橋富士信, 近藤哲郎, 高橋幸雄: VLBI 技術, オーム社, 東京, 1997.
- [78] J. Deng, R. Chen, J. Wang, “An enhanced bit-wise parallel algorithm for real-time GPS software receiver,” GPS solutions, vol.14, issue 2, pp.133–139, 2010.
- [79] 鈴木太郎, 久保信明, “マルチ GNSS 対応リアルタイムソフトウェア受信機の開発”, 平成 25 年度測位航法学会全国大会, 東京海洋大学, April 2013.
- [80] A.J. Van Dierendonck, P. Fenton, T. Ford, “Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver,” Journal of the Institute of Navigation, vol.39, no.3, pp.265–283, 1992.
- [81] 雨谷純, 後藤忠広, “4-2 複疑似雑音方式衛星双方向時刻比較装置の開発”, 情報通信研究機構季報, vol.56, nos.3/4, pp.183–192, 2010.
- [82] R. Peterson, R.E. Ziemer, D.E. Borth: Introduction to spread spectrum communications, Prentice Hall, New Jersey, 1995.
- [83] A.R. Whitney, “Precision geodesy and astrometry via very-long-baseline interferometer,” Ph.D. Thesis, M.I.T., 1974.
- [84] J. Nickolls, W.J. Dally, “The GPU Computing Era,” IEEE Micro, vol.30, issue 2, pp.56–69, 2010.
- [85] T. Kondo, Y. Koyama, R. Ichikawa, M. Sekido, E. Kawai, M. Kimura, “Development of the K5/VSSP System,” Journal of Geodetic Society Japan, vol.54, no.4, pp.233–248. 2008.
- [86] M. Ge, G. Gendt, M. Rothacher, C. Shi, J. Liu, “Resolution of GPS carrier-phase ambiguities in Precise Point Positioning (PPP) with daily observations,” Journal of Geodesy, vol.82, issue 7, pp.389–399, 2008.
- [87] T. Gotoh, M. Fujieda, J. Amagai, “Comparison study of GPS carrier phase and two-way satellite time and frequency transfer,” Proceedings of IEEE International Frequency Control Symposium Jointly with the 21st European Frequency and Time Forum, pp.1188–1193, 2007.

謝辞

本論文をまとめるにあたり、貴重な時間を割き親身に御指導を頂きました、電気通信大学大学院情報システム学研究科の本多弘樹教授、多田好克教授、吉永努教授、大須賀昭彦教授、李還幫客員教授、東京大学大学院情報理工学系研究科の近藤正章准教授に心から感謝します。

ソフトウェア受信機の開発にあたっては、ソフトウェア無線技術の存在と、デジタル信号処理に必要な基礎理論から、実際の実装に至るまでの数多くの知識を雨谷純氏より御教授頂きました。ゲーム用画像処理ボードの活用による処理の高速化と、並列プログラミングのノウハウについては Thomas Hobiger 氏より御教授頂きました。お二方の御協力無くしてソフトウェア受信機の完成はあり得ず、心より敬意を表するとともに深く感謝いたします。

GPS 時刻比較の解析で使用した “concerto v4” は、大坪俊通氏、久保岡俊宏氏との共同で開発したものであります。基本的な最小二乗法のパラメータ推定に始まり、GPS 衛星の姿勢計算までと、お二方が作成された数多くのプログラムを元に GPS 搬送波位相時刻比較の計算は成り立っています。お二方の御協力に深く感謝します。対流圏遅延補正の計算に際しては、宮内結花氏に数多くのデータ処理を協力して頂きました。この場を借りて心よりお礼申し上げます。

時刻比較の研究を進めるにあたっては、測地解析に関し、市川隆一氏、関戸衛氏、衛星双方向時刻比較のデータ処理に関し、藤枝美穂氏、相田政則氏、田渕良氏、時系アルゴリズムに関し、中川史丸氏から有益な御助言及び御協力を頂き、深く感謝します。研究の推進のために御助言及び御指導頂いた、細川瑞彦氏、井口俊夫氏、豊嶋守生氏、浜真一氏、日頃から研究に御協力頂いている時空標準研究室及び宇宙通信システム研究室の皆様に深く感謝します。

ソフトウェア受信機で使用した ADC には近藤哲郎氏が開発した K5/VSSP32 汎用サンブラを使用させて頂きました。K5/VSSP32 の動作に必要な多くのソフトウェアも近藤氏が開発したものを参考にさせて頂きました。開発にあたり数多くの御協力を頂いた近藤氏に、感謝するとともに、この場を借りてお礼申し上げます。日本通信機株式会社の高橋博英氏、大久保寛氏にも数多くの御協力を頂きました。ここに感謝します。

時刻比較の研究を続けるために必要な環境を整えて頂き、研究に必要な数多くの御指導及び御協力を頂いた花土ゆう子氏に、この場を借りてお礼申し上げるとともに、心より深く感謝します。最後に、研究及び論文執筆を応援して頂いた友人と家族に感謝します。

関連論文

- [1] 全著者名： 後藤忠広，ホビガートーマス，雨谷純，李還幫
論文題目： 「時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機の開発」
2014 年 4 月，電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J97-B, No. 4

(第 5 章，第 7 章の内容)

- [2] 全著者名： Tadahiro Gotoh, Jun Amagai, Thomas Hobiger, Miho Fujieda,
Masanori Aida
論文題目： “Development of a GPU-based two-way time transfer modem”
2011 年 7 月，IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,
Vol. 60, No. 7, pp. 2495-2499

(第 4 章の内容)

- [3] 全著者名： 後藤忠広，大坪俊通，久保岡俊宏
論文題目： 「GPS による低軌道衛星の精密軌道決定と衛星レーザ測距，衛星間測距値による評価」
2006 年 7 月，電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J89-B, No. 7, pp. 1151-1157

(第 3 章の内容)

参考論文

- [1] 全著者名： 後藤忠広，森川容雄
論文題目： 「全視法による GPS 時刻比較の精度評価」
2005 年 8 月，電気学会論文誌 C, Vol.125, No. 8, pp.1185-1190

- [2] 全著者名： Tadahiro Gotoh, Jun Amagai, Thomas Hobiger, Huan-Bang Li
論文題目： “Development of an experimental software GPS receiver for time and frequency transfer”
2013 年 4 月，Proceedings of the Institute of Navigation Pacific PNT 2013, Hawaii, USA, 23-25, Apr., pp.561-566

- [3] 全著者名： Tadahiro Gotoh, Jun Amagai, Miho Fujieda, Masanori Aida
論文題目： “Progress on two-way satellite time transfer using DPN signals”
2012 年 11 月，Proceedings of the 44th Annual Precise Time and Time Interval Systems and Applications Meeting, Virginia, USA, 26-29, Nov., pp.239-246

- [4] 全著者名： 後藤忠広，雨谷純，高橋靖宏，浜真一
論文題目： 「準天頂衛星による地上間高精度時刻比較」
2011 年 6 月，電子情報通信学会信学技法, SANE2011-35, 宇宙航空研究開発機構筑波宇宙センター, pp.107-110

- [5] 全著者名： Tadahiro Gotoh, Jun Amagai, Yasuhiro Takahashi, Shin'ichi Hama
論文題目： “Performance evaluation of QZS NBP time transfer system”
2011 年 10 月，電子情報通信学会信学技法, SANE2011-100, Bali, Indonesia, 17-19, Oct., pp.201-205

- [6] 全著者名： 後藤忠広，雨谷純，高橋靖宏，浜真一，ホビガートーマス，
李延魚
論文題目：「準天頂衛星搭載狭帯域ベントパイプによる双方向時刻比較」
2010 年 11 月，第 54 回宇宙科学技術連合講演会講演集，3D04，静岡県コン
ベンションアーツセンター
- [7] 全著者名： 後藤忠広，ホビガートーマス，雨谷純，小山泰弘，近藤哲郎
論文題目： 「K5/VSSP サンプラーと GPU ボードを使用したソフトウェア
GPS 受信機の開発」
2009 年 2 月，第 8 回国際 VLBI 事業（IVS）技術開発センターシンポジウム
収録論文集，No. 3，鹿島宇宙技術センター，pp. 3-5
- [8] 全著者名： Tadahiro Gotoh, Jun Amagai
論文題目： “Two-way time transfer with dual pseudo-random noise
codes”
2008 年 12 月，Proceedings of the 40th Annual Precise Time and Time
Interval Systems and Applications Meeting, Virginia, USA,
1-4, Dec., pp. 459-468
- [9] 全著者名： Tadahiro Gotoh, Miho Fujieda, Jun Amagai
論文題目： “Comparison study of GPS carrier phase and two-way
satellite time and frequency transfer”
2007 年 6 月，Proceedings of the 21st European Time and Frequency Forum
and the IEEE International Frequency Control Symposium,
Geneva, Switzerland, 29 May - 1 June, pp. 1188-1193