

5-3 ソフトウェア無線と時刻比較

5-3 Time Transfer using Software Defined Radio Technique

後藤忠広 雨谷 純

Tadahiro GOTOH and Jun AMAGAI

時刻比較の分野では、市場規模などの問題から測定に使用する装置が高価となる傾向がある。そこで、汎用のアナログ・デジタル変換器とパソコンの組合せによるソフトウェア無線技術を用いることで、高価な専用装置を使用せずとも時刻比較を可能とする方式を考案した。時刻比較で処理するデジタル信号はある程度の帯域が必要となるため、ゲーム用に開発された画像処理ボードを用いることで処理時間の高速化を図り、実時間処理を可能とした。本稿では、開発した測位衛星による時刻比較用受信機と複擬似雑音方式による衛星双方向時刻比較の詳細について述べる。

Global Navigation Satellite System (GNSS) or commercial communication satellite based time transfer is one of the important techniques for the determination of International Atomic Time (TAI). However, these types of equipment, which are commercially available for time transfer purposes, are far more expensive than commercially available geodetic receivers or communication satellite modems. We have been developing Software Defined Radio (SDR) based equipment for time transfer purpose. The equipment used inexpensive versatile analog-to-digital converter (ADC) and digital-to-analog converter (DAC), and most digital signal processing parts were done by a graphics processing unit (GPU) as a parallel computer. This paper describes the details of developed software GNSS time transfer receiver and Dual Pseudo random Noise (DPN) method.

1 まえがき

各国の計量標準機関(National Metrology Institute: NMI)が自国の標準時を維持し、秒の定義である国際原子時(International Atomic Time; TAI)に貢献するためには時刻比較は重要な要素となる。大陸間をまたいで時刻比較には通信衛星を用いた衛星双方向時刻比較 [1] や測位衛星を用いた GNSS (Global Navigation Satellite System) 時刻比較 [2] などが用いられる。高精度な時刻比較を実現するためには測量などで使用される汎用の GNSS 受信機はそのままでは使用できないこと、測地、測量分野に比べて高精度なタイミング測定を必要とする利用者は極めて少ないことから、市販されている時刻比較に必要な装置は高価なものが多い。これは NMI がより高精度測定が可能な方式への移行を遅らせ、結果として TAI 高精度決定を阻む要因のひとつとなっている。

通信分野においては、単体の端末で多様な通信方式に柔軟に対応するソフトウェア無線 (Software Defined Radio: SDR) [3] 技術が注目を集めている。これ

まで通信用の機器などは、通信に必要な周波数と帯域に特化した専用の ADC (Analog-to-Digital Converter) または DAC (Digital-to-Analog Converter) と論理回路からなる専用ハードウェアで構成されていた。このため、信号の占有帯域や変調方式が変化した場合は、古い端末は新しい通信方式には使用できなかった。これに対して、SDR はサンプリング周波数や帯域をある程度自由に選べる汎用の ADC/DAC とデジタル信号処理を行うソフトウェアを組み合わせることで専用ハードウェアを不要とする技術である。SDR の考え方は、高価な装置を必要とした時刻比較分野において、安価な汎用の ADC/DAC と専用の信号処理ソフトウェアで専用ハードウェアと同様な測定を可能とするもので、高精度な時刻比較手法を普及させるのに適した方式である。

情報通信研究機構 (NICT) では、SDR の有用性に着目し世界で初めて時刻比較へ応用するための研究を開始した [4]。SDR を時刻比較へ応用する場合は、入力アナログ信号をデジタル信号へ変換する際のタイミングに注意する必要がある。一般的な SDR で用いら

れる ADC ではデジタル信号への変換は内蔵発振器から生成されたクロック信号を基準とするため、そのままでは時刻比較に使用できない。NICT 鹿島宇宙技術センターでは超長基線電波干渉計 (Very Long Baseline Interferometer: VLBI) [5] の研究を行っており、観測のみならず測定に必要な優れた装置開発も行っている。時刻比較における遠隔地に置かれた原子時計間の時刻差計測は、正確な時計を基準として電波星からの遅延差計測を行う VLBI と原理的には同じであり、VLBI の技術を基に開発された汎用の ADC を時刻比較ではそのまま使用できる。

本稿では、SDR による時刻比較のための装置として NICT が開発した時刻比較用 GPS (Global Positioning System) 受信機 [6] と複擬似雑音方式 [7] について、その詳細を述べる。

2 時刻比較用信号

GNSS では、同一周波数上に複数の衛星信号を混在可能なようにスペクトラム拡散方式による符号分割多重 (Code Division Multiple Access: CDMA) が採用されている。拡散方式としては、搬送波位相を 180 度反転させる BPSK (Binary Phase Shift Keying) が採用されており、拡散符号としては擬似雑音 (Pseudo Random Noise: PRN) 符号が用いられる。この方式の利点は、拡散符号を復調する際に行う相関処理により、衛星と受信機間の信号到達時間を高精度かつ容易に求められる点がある。衛星双方向方式でも、GNSS にならって PRN 符号を用いた BPSK 変調方式が採用されている。

伝搬時間を求めるための PRN 符号を用いた群遅延測定では、受信信号と受信機内部で生成した複製信号との間で行う相関処理の帯域が遅延精度を決定する [8]。ハードウェア受信機の論理回路で相関処理を行う場合、広帯域化による処理時間の増加を考慮する必要はさほどないが、SDR では相関帯域を広げるとは、サンプリングによる時系列データが増加し、結果として CPU で処理するデータ数の増加に直結する。また、伝搬時間の特定は群遅延のみを用いた場合より、拡散符号から再生した搬送波の位相差情報を用いた方が、その決定精度は 100 倍近く改善する。ただし、GNSS の搬送波は L 帯を使用しているため、データ数を減らすために間欠的な観測にしてしまうと位相の連続性が失われてしまい正しい伝搬時間を再生できなくなる。このことから、高精度な時刻比較を実現するためには、広帯域なサンプリングデータの取得と、搬送波位相を利用する場合は途切れない観測が要求されることになる。

相関処理によって得られる相互相関関数は、時間領域での処理は入力されたサンプリングデータと受信機内で複製した $-1, 1$ からなる時系列データの畳み込み積分から求まる。また、周波数領域で考えた場合は、両信号をフーリエ変換した結果の複素積として得られるクロススペクトルを逆フーリエ変換することによって求まる。ソフトウェアで相関処理を行う場合、パソコンの CPU で時系列データを用いて時刻比較で要求される精度を満足するための畳み込み積分を、入力信号の欠落を生じることなく行うのは極めて困難であり、高度なプログラミング能力が要求される。一方、フーリエ変換の必要はあるが、周波数領域では単純な掛け算で求まることから、データ個数分の演算装置があればその処理時間はたった 1 クロックで終わることになる。

ゲーム用に開発された画像処理ボード (Graphics Processing Unit: GPU) は、複雑で高精度な 3D イメージをゲームプレイヤーの操作に合わせて操作者が違和感を抱くことなく描画する必要性から、ピクセル単位で処理する高度なマルチスレッド処理が要求される。このため、市販されている GPU は高度に並列化された演算装置となっており、大量のデータ処理が必要となる科学技術計算においても使用可能である [9]。開発メーカーのひとつである NVIDIA 社は早くから GPU の並列演算装置への対応を行っており、GPU 固有の内部命令を理解せずとも C 言語などの高級言語から簡単に並列演算を可能とするツール (CUDA) の無償提供を行ってきた [10]。CUDA Toolkit では高速な FFT ライブラリも同時に提供されており、NVIDIA 製 GPU と CUDA によるデジタル信号処理は、時刻比較に必要な精度をサンプリングデータの欠落なく処理するソフトウェア開発を容易にした。

3 時刻比較用 GPS 受信機

3.1 アナログ部

GPS 衛星が送信する測距信号は L1 (1575.42 MHz) 帯、L2 (1227.6 MHz) 帯と L5 (1176.45 MHz) 帯の 3 周波の搬送波に、衛星ごとに割り当てられた PRN 符号で拡散された信号が送信されている。L1、L2 帯には符号周期が 10 MHz の軍用符号 (P-Code) と 1 MHz の民生用符号 (L1 C/A, L2C) がある。民生用符号は生成多項式が公開されており、コード周期も短いことからソフトウェアで相関処理を行うことができる。

受信した信号をデジタル信号に変換するための ADC としては、サンプリングタイミングを原子時計から供給される 10 MHz と 1 PPS に同期可能な K5/VSSP32 [11] を使用した。K5/VSSP32 の諸元を表 1 に示す。

表 1 K5/VSSP32 汎用サンプラの諸元

サンプリング周波数	40 kHz ~ 64 MHz, 11 段階
量子化ビット数	1, 2, 4, 8 ビット
入力チャンネル数	4
外部基準信号	5 MHz または 10 MHz & 1 PPS
インタフェース	USB 2.0

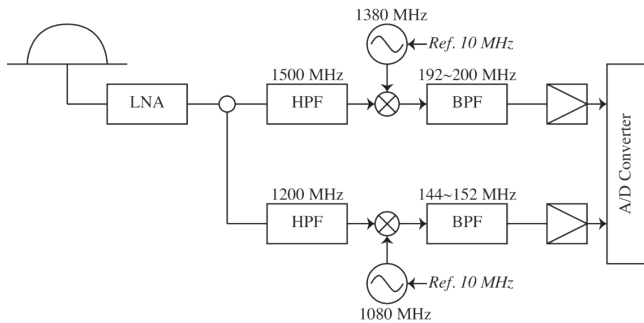


図 1 試作したソフトウェア GPS 受信機用の RF Front-End ブロック図

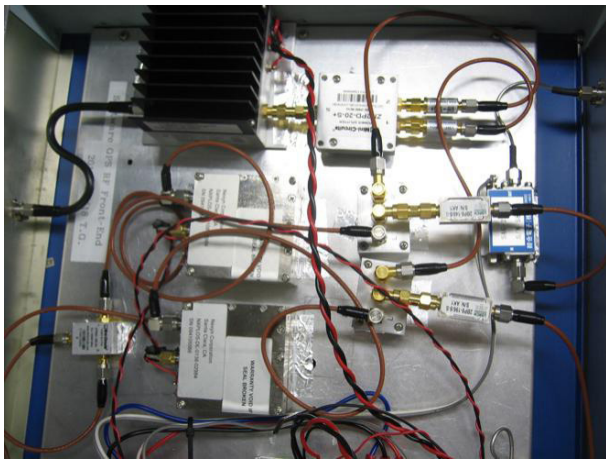


図 2 RF Front-End

K5/VSSP32 のアナログ信号入力帯域は 300 MHz までのため、GPS 衛星からの RF 信号を直接入力することはできず IF 帯への周波数変換が必要となる。目的とする受信機は搬送波位相の利用も考慮したことから、周波数変換に使用するローカル発振器も基準の 10 MHz に同期するの必要があり、測地や微弱信号検出などの目的に開発された Software GPS 用の RF Front-End は使用できないことから新たに試作した。受信機用に試作した RF Front-End のブロック図を図 1 に、写真を図 2 に示す。

入力 RF 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、L2 帯に分配しフィルターで必要帯域を取り出した後、10 MHz に同期した PLO (Phase-Lock Oscillator) で IF 帯に変換した。民生用符号のメインローブ帯域は 2 MHz で

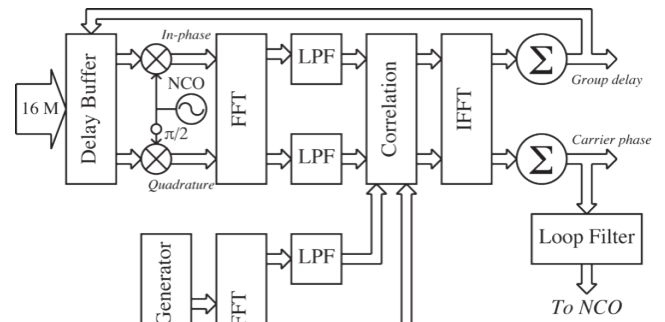


図 3 ソフトウェア相関部のブロック図

あるが、先に記載したとおりサイドローブも含めて相関処理を行うことで群遅延決定精度が向上することから、K5/VSSP32 への入力帯域は 8 MHz とした。

3.2 デジタル信号処理部

追尾する衛星を GPS のみに限った場合、ある時点において観測可能な衛星数は最大で 12 機程度となる。2 周波観測で信号帯域を 8 MHz とすると、毎秒必要な処理データは 16 M サンプル × 12 衛星 × 2 チャンネルとなる。ソフトウェア相関処理のための GPU としては、データの的には単体で処理可能であるが、L1 C/A, L2C では若干処理が異なる部分があり、条件分岐による並列化のオーバーヘッドを回避するため NVIDIA GeForce GTX 470 を 2 枚使用し、それぞれの GPU に L1 C/A, L2C を割り当てて相関処理を行った。図 3 にソフトウェア相関器のブロック図を示す。

サンプリングされたデジタル信号は NCO (Numerically Controlled Oscillator) により I/Q 直交信号に変換され LPF 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との間で相関を取る。相関処理後の相関スペクトルは相互相関関数に戻して群遅延及び搬送波位相を求めている。このうち、I/Q 変換のための時系列データへの sin/cos 掛け算や、LPF 高周波除去部分、周波数領域における相関処理に必要な複素共役の掛け算などは並列可能なため GPU 上で処理し、軌道情報から可視可能な衛星の計算や、追尾に必要な群遅延や搬送波位相の算出などは CPU 上で行っている。CPU, GPU 相互でも並列処理可能なように、サンプリングデータを GPU に渡し相関処理が終わるまでの間は、CPU ではリングバッファを用いたデータ読み込みを行わせた。これら並列化の処理により、最大で 14 衛星まで同時受信可能となっている。

さらに近年、L1 帯までアナログ入力信号帯域が伸びているサンプラが利用できるようになったので、図 4 に示すような周波数変換を使用しない受信機もできるようになった。この回路を使ってサンプリング周

波数 128 MHz でアンダーサンプリングすることにより、L1 帯は +39.42 MHz に、L2 帯は -52.4 MHz に、それぞれ中心周波数が変換される。サンプルされたデータを、ソフトウェア上で周波数帯を分離して処理することにより、それぞれのバンドの群遅延、搬送波位相を取得することができる。このシステムによる測定結果の例として、準天頂衛星が仰角 20 度から 60 度に動いた際の受信結果を示す。準天頂衛星は、L1 には C/A コードの他に BOC (Binary Offset Carrier) である L1CP 符号も送信されている。図 5 は L2C 信号と L1CP 信号の群遅延の差を、図 6 に位相差の変化率を示す。仰角の増加に伴う伝搬経路中の全電子数の減少を反映した、群遅延差の減少(バンド間の群遅延差は補正していない)と正の位相差変化率がとらえられている。

4 衛星双方向モデム

4.1 複擬似雑音信号

ソフトウェア相関の利点のひとつとして、測距信号を柔軟に変更可能なことがあげられる。衛星双方向方式では地球局間の信号をやりとりするために商用の静止衛星を利用することから、運用会社から中継器を借りる必要があり、初期の設備投資以外に運用経費も発生する。中継器の借料は帯域幅に応じて値段が変わることから、高精度な比較のために広帯域な信号を用いると運用コストがかかることとなる。

相関処理により求まる群遅延は、相互相関関数では相関ピーク位置の時間軸上でのずれであるが、相関スペクトルでは偏角の傾きから求まる。詳細については文献 [8] に述べられているが、図 7 で示すように、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。

現在 TAI の比較に使用されている双方向モデムの信号は帯域が 1 MHz で、その観測精度は搬送波対雑音比 (C/N₀) が 55 dBHz としておよそ 0.6 ns である。この半分の符号である 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 倍高精度な観測結果が得られる。NICT

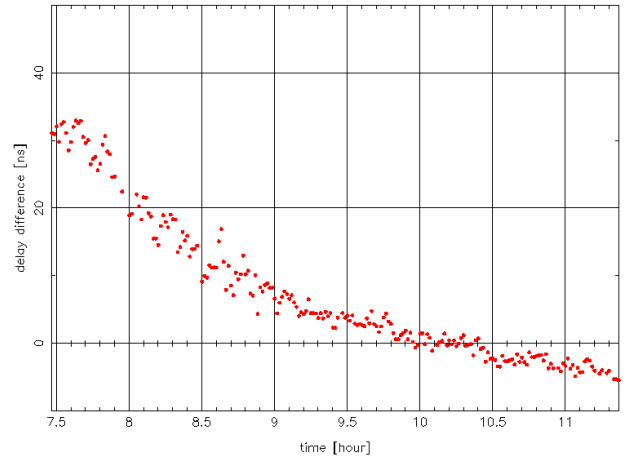


図 5 図 4 の受信機で取得した L2C 信号と L1CP 信号の群遅延の差

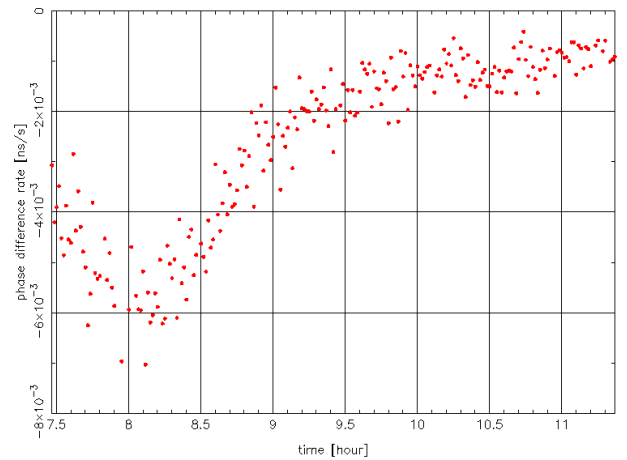


図 6 図 4 の受信機で取得した L2C 信号と L1CP 信号の位相差の変化率

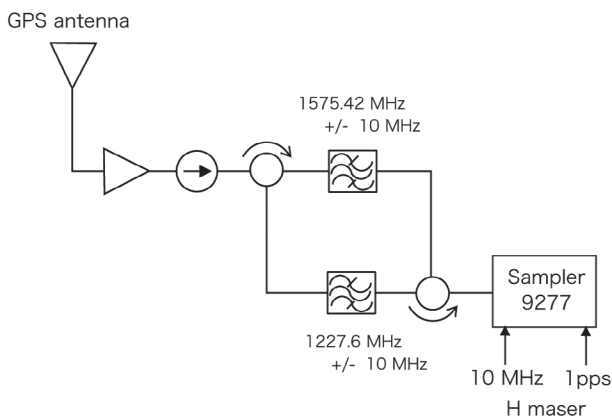


図 4 周波数変換を使用しないソフトウェア GPS 受信機

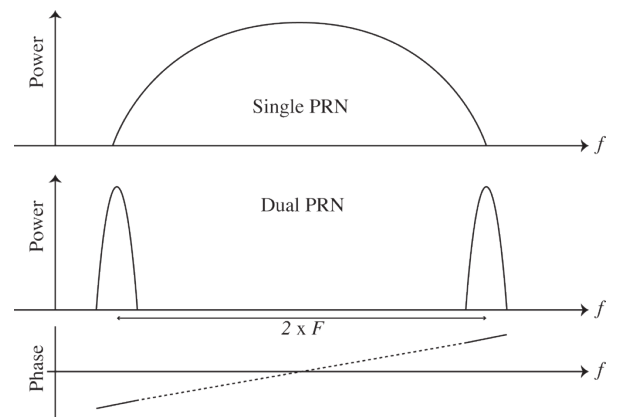


図 7 広帯域単一 PRN 符号と複擬似雑音符号の相関スペクトルイメージ

ではこの信号を複擬似雑音 (Dual Pseudo random Noise: DPN) 信号と名付け、ソフトウェア相関器を用いたモデムを開発することで信号の有効性を実証した。

4.2 DPN 用モデム

衛星双方向方式では、原子時計に同期した自局の信号を相手局に送る必要があることから送信信号の作成も必要となる。送信信号は NICT で SDR 用に開発した任意信号発生器 (Arbitrary Waveform Generator: AWG) を使用して行った。AWG の諸元を表 2 に示す。

AWG はサンプリングクロック 204.6 MHz で、メモリ上に転送された 8 ビットデジタル波形をアナログ信号として出力する DAC である。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 である。DPN 用の信号としては $2^9 = 511$ ビットの M 系列符号を使用し、チップ周波数は 127.5 kHz とした。符号周期は 4 ms である。周回衛星に比べて、静止衛星経路ではドップラー周波数が変化しないことから、多重化による符号間干渉が群遅延決定精度の劣化原因のひとつと考えられている。そのため、衛星双方向方式ではできるだけ相互相関係数が小さい符号を選ぶことが望ましい。9 ビット M 系列符号には 48 通りの生成多項式が存在するが、このうち DPN では相互相関係数が 20 % 以下で、すべての相互相関係数の平均が最も小さい符号 10 個を時刻比較用の信号として採用した。

ソフトウェア相関器の構成は GPS 受信機 (図 3) で使用した方式とほぼ同じである。DPN 信号をサンプリングする場合、周波数軸上の各信号を、アナログ信号の段階で狭帯域フィルターにより取り出し低レートのサンプリングでデジタル化する方式と、広帯域のまま 2 信号を同時にサンプリングする方式が考えられる。SDR で処理することを考えるとサンプリング周波数は低い方が望ましいことから各信号個別にサンプリングする方が有利に思われる。しかし、前節で述べたとおり、群遅延は連続していると仮定された 2 信号の位相の傾きから求めるため、アナログ部で挿入したフィルターの位相特性によってはコヒーレント性が失われ

表 2 任意信号発生器 (AWG) の諸元

サンプリング周波数	204.6 MHz
量子化ビット数	8 ビット
出力チャンネル数	2
外部基準信号	10 MHz & 1 PPS
波形メモリ	チャンネルあたり 512 KB × 2
重畳信号用メモリ	チャンネルあたり 64 KB
インタフェース	USB 2.0

る可能性があり好ましくない。K5/VSSP32 は最大 64 MHz のサンプリング周波数に対応していることもあり、開発したモデムでは 2 信号を同時にサンプリングしデジタル部分でサンプリング点数を 1/8 に間引くことで実時間処理を実現した。広帯域信号のまま処理したことから、処理速度を得るため GPS 受信機同様デジタル信号処理には GPU を使用した。

4.3 時刻比較結果

開発した DPN モデムの性能評価を行うため、試作機を 2 台準備し、1 台を台湾の中華電信研究院 (Telecommunication Laboratories: TL) の地球局に組み込み時刻比較実験を行った。DPN 信号の評価では、終端のモデムのみ試作した DPN 専用装置を使用し、Ku 帯への周波数変換に使用するアップコンバータ、ダウンコンバータやパラボラアンテナなどは既存の地球局を使用した。図 8 に時刻比較結果を示す。図の横軸は通算日である修正ユリウス日 (Modified Julian Day: MJD) を、縦軸は時刻差を表す。

比較精度の検証のために、GPS 搬送波位相解析による時刻比較も同時に行い、両結果を比較することで比較結果の正当性を検証した。この実験で得られた DPN の観測精度は 1 秒あたり 16 ps で、既存の双方向方式よりよい観測精度が得られることを実証した。

この DPN 方式は、準天頂衛星の地上間時刻比較にも適用された。図 9 に、NICT 本部 (東京都小金井市) と NICT 沖縄電磁波技術センターに設置された水素メーザを比較した際の周波数安定度の一例を示す。

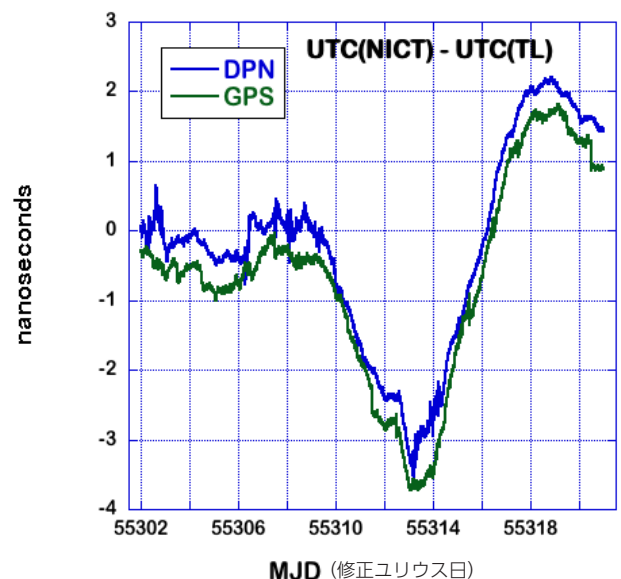


図 8 UTC(NICT) と UTC(TL) の時刻比較結果。青線が DPN 信号による結果、緑の線が GPS 搬送波位相方式による比較結果。

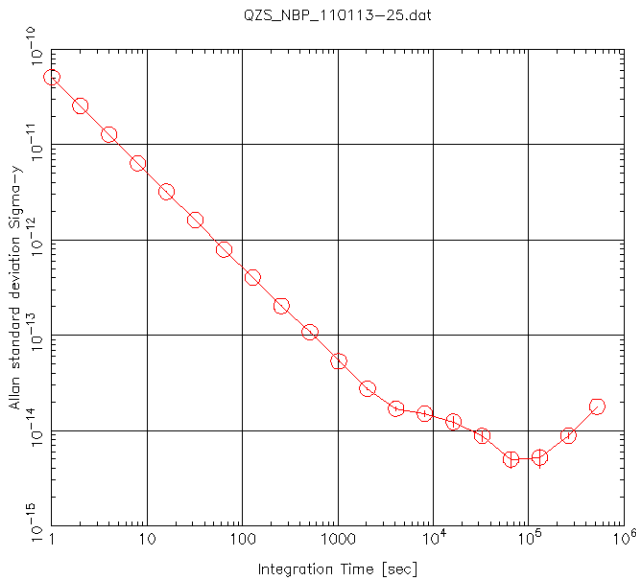


図9 準天頂衛星仲介による小金井 - 沖縄間の水素メーザ比較による周波数安定度

5 むすび

NICT での時刻比較における SDR 技術応用の取組と、開発したソフトウェア相關器を用いた時刻比較装置の紹介を行った。汎用の ADC/DAC とソフトウェアによるデジタル信号処理により、高価な専用受信機を使用せずとも時刻比較が行えることを実証した。時刻比較において重要な要素ではあるが、SDR では困難な広帯域な連続観測も、GPU を用いることで実現できることを示した。また、DPN に見られるようにハードウェアでは処理しにくい信号も、ソフトウェアでは容易に実装することが可能で、既存の双方向より高精度な時刻比較も容易に試験することができる。

ソフトウェア相關処理では、実時間にこだわらなければ、記録したデジタル信号に対して柔軟な処理が行えることから、時刻比較装置の開発で得られた見地を応用し、環境計測 [12][13] や衛星軌道決定 [14] の研究なども行っている。パソコンに搭載されている CPU はマルチコア化が進んでおり、これまでは大型計算機でも処理時間を要した計算を、市販のパソコンで短時間に処理することができる時代になった。これからの時刻比較においては、方式ごとに専用装置を開発するのではなく、時刻比較目的にも使用可能な汎用の ADC/DAC を開発し、デジタル信号処理部分はソフトウェアで処理する SDR 方式を取り入れるのが、高精度な時刻比較網の発展にも有効であると考えられる。

謝辞

SDR 時刻比較のための ADC としては、情報通信研

究機構鹿島宇宙技術センター 近藤 哲朗氏が開発した K5/VSSP32 汎用サンプラを使用させていただきました。実時間処理のための並列化及び GPU 使用のアドバイスは Stuttgart 大学 Thomas Hobiger 氏より頂きました。ご協力いただいた両氏に感謝します。

【参考文献】

- 1 D. Kirchner, "Two-way satellite time and frequency transfer (TWSTFT): Principle, implementation, and current performance," Review of Radio Science, pp.27-44, Oxford Univ. Press, London, 1999.
- 2 D.W. Allan, and M.A. Weiss, "Accurate Time and Frequency Transfer During Common-View of a GPS Satellite," Proceedings of Frequency Control Symposium, pp.334-336, 1980.
- 3 W.H.W. Tuttlebee, "Software-Defined Radio: Facets of a Developing Technology," IEEE Personal Communications, vol.6, pp.38-44, 1999.
- 4 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, 奥州文化会館, 2006.
- 5 電波研究所季報, "K-3 型超長基線電波干渉系 (VLBI) システム開発特集号," vol.30, 1984.
- 6 後藤忠広, ホビガートーマス, 雨谷純, 李選幫, "時刻比較用ソフトウェア GPS 受信機の開発," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J97-B, no.4, pp.363-370, 2014.
- 7 T. Gotoh, J. Amagai, T. Hobiger, M. Fujieda, and M. Aida, "Development of a GPU-Based Two-Way Time Transfer Modem," IEEE Trans. Inst. Meas., vol.6, no.7, 2011.
- 8 雨谷純, 後藤忠広, "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.
- 9 J. Nickolls and W.J. Dally, "The GPU Computing Era," IEEE Micro, vol.30, Issue 2, pp.56-69, 2010.
- 10 NVIDIA Developer, <http://developer.nvidia.com>
- 11 T. Kondo, Y. Koyama, R. Ichikawa, M. Sekido, E. Kawai, and M. Kimura, "Development of the K5/VSSP system," J. Geodetic Soc. Japan, vol.54, no.4, pp.233-248, 2008.
- 12 Y. Arakaki and J. Amagai, "Detection of GPS signal scattered from mountain," IEICE Communication Express, vol.7, no.4, pp.115-119, 2018.
- 13 瀧口博士, 後藤忠広, 原田昌武, 雨谷純, 里村幹夫, "放送衛星信号波による火山活動監視," 日本地球惑星科学連合 2016 年大会, SVC49-P01, 2016.
- 14 後藤忠広, 久保岡俊宏, 瀧口博士, 雨谷純, "VLBI 観測量を用いた放送衛星の軌道決定," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J99-B, no.11, pp.1015-1021, 2016.

後藤忠広 (ごとう ただひろ)

電磁波研究所
時空標準研究室
主任研究員
博士 (工学)
時刻比較、精密軌道決定

雨谷 純 (あまがい じゅん)

イノベーション推進部門
受託研究推進室
電波干渉計、精密時刻比較、
リモートセンシング