

III. 6 関 連 技 術

—GPS衛星利用電離層遅延補正装置—

今江 理人*1 近藤 哲朗*1 三木 千紘*2

(平成元年10月6日受理)

III. 6 ASSOCIATED TECHNOLOGY

—A DUAL FREQUENCY GPS CODELESS RECEIVER FOR
IONOSPHERIC DELAY COMPENSATION—

By

Michito IMAE, Tetsuro KONDO, and Chihiro MIKI

To compensate for ionospheric delay, a conventional geodetic VLBI station is equipped an S-band (2 GHz) receiver as well as an X-band (8 GHz) receiver. If it were possible to compensate for ionospheric delay by any other method, the VLBI station need not be equipped with an S-band receiver, and the VLBI station construction could be very simple.

The Communications Research Laboratory has developed a dual frequency GPS receiver for measuring ionospheric total electron content along the signal path for the line of sight to the GPS satellite. The purpose of this receiver is to make precise time comparisons by using the GPS satellite, but there is also a possibility to make an ionospheric delay compensation during the VLBI observations. In this paper, the principle of this receiver, the observed results, the application for the time comparison, and the application plan for the VLBI single-frequency observation are described.

1. ま え が き

測地目的 VLBI や衛星利用測位・時刻比較において、電波星や衛星からの信号が途中の電離層によりこうむる影響（伝搬遅延）の推定誤差は測位・時刻比較の主要誤差要因の1つであり、通常の測地 VLBI 観測では、観測の主体である X バンド（8 GHz 帯）に加え、電離層遅延の補正を目的として S バンド（2 GHz 帯）で同時に観測を行っている。このため、VLBI においては各局が X、S バンドの2周波の受信系を備える必要がある。

そこで、電離層の影響を他の方法で測定し補正できるならば、各 VLBI 局は X バンドのみの受信でよいため、アンテナ効率の点で有利であり、また、受信系・バックエンド系等の簡略化ができ装置の小型化・信頼性等の点で、特に小型 VLBI 局について非常に有効である。

一方、電離層遅延測定法としては、従来から行われて

いる静止衛星からの信号のフェラデー回転測定によるもの⁽¹⁾、NNSS (Navy Navigation Satellite System) による方法⁽²⁾等があるが、使用できる衛星が寿命等の原因で将来的に減少していく見込みであり、また、データ処理の煩雑さなどいくつかの問題がある。

本稿で述べる電離層遅延補正装置は、当所で維持している周波数・時刻国家標準と各国の標準との間の相互比較のために行っている GPS (Global Positioning System) 衛星利用時刻比較⁽³⁾の高精度化を目的として開発してきたものである。本装置は、電離層遅延測定専用の受信装置で、基本的には GPS 衛星のコード情報を必要としない“GPS codeless 受信機”の1つといえるが、他の GPS 衛星利用精密相対測位用 codeless 受信機等^{(4)~(7)}に用いられているものとは異なる測定原理 (L1 及び L2 P code 間相互相関特性を利用) を使用し、簡易に電離層遅延を測定できることを特長としている。試作受信装置では推定利得 10 dB 弱のアンテナを用い、L1 の伝搬遅延測定精度として約 1 ns、電離層全電子数

*1 関東支所 鹿島宇宙通信センター 第三宇宙通信研究室

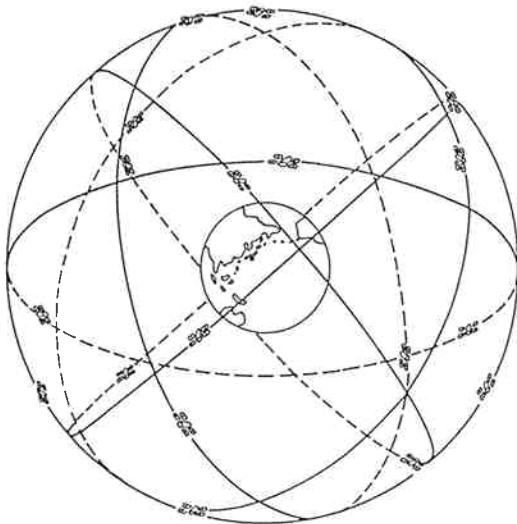
*2 標準測定部 周波数標準課

(TEC; Total Electron Content) 測定精度として約 2×10^{16} [electron/m²] 程度の性能を有する。

以下では、GPS 2 周波 P code 信号相関方式を用いた電離層遅延測定装置に関して、その構成、測定結果、時刻比較への適用結果、また、より高精度化のための 2 周波相関再生キャリア信号の位相を利用した測定法の可能性について、更に、単一周波 VLBI 観測への適用の可能性について述べる。

2. GPS 衛星

GPS 衛星は、米国が開発中の汎世界的な測位衛星シ



第 1 図 GPS 衛星の軌道 (文献 (8) より)

第 1 表 GPS 衛星の諸元

衛星数	21衛星 + 3 衛星 (予備) (6 軌道面に 3 ~ 4 衛星づつ)
高度	地上から約 20,000 km
周期	1/2 恒星時 (約 11 時間 58 分)
軌道傾斜角	55°
搭載周波数標準	セシウム及びルビジウム周波数標準器
測距信号	擬似雑音系列による拡散変調方式 (C/A code (L1のみ), P code (L1及びL2) による 2 相 PSK)
送信情報	軌道情報, 時刻情報, 電離層補正モデル等

第 2 表 GPS 送信測距信号の概要

Code	P-code	C/A code
送信周波数	L1(1575.42 MHz), L2(1227.6 MHz)	L1(1575.42 MHz)
拡散クロック周波数	10.23 MHz	1.023 MHz
クロックレート	~97.75 ns	~977.5 ns
受信電力	-133 dBm(L1), -136 dBm(L2)	130 dBm
コード周期	1 週間	1 ms

ステムで、1990 年代初頭の完成時には地球周回軌道に (最終的な衛星運用個数は流動的であるが) 24 個の衛星を配置することにより、地球上の任意の地点で常時 3 ~ 4 個の GPS 衛星が観測でき、受信点の 3 次元測位を可能にするものである。GPS に関しては多くの解説書、文献があるので、詳細はそれら⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾に譲り、ここでは GPS 衛星の概念を第 1 図に、諸元及び送信測距信号概要を第 1, 2 表にそれぞれ示すとどめる。これらの測距信号、送信用キャリア信号等はすべて衛星搭載の同一周波数源を原振としてコヒーレントに発生される。

3. 電離層による伝搬遅延

電磁波が電離層を通過する際に受ける伝搬遅延時間は群遅延 T_{Gion} と位相遅延 T_{Pion} に分けられ、変調成分は群遅延、キャリア成分は位相遅延を受け、その量は電離層の分散性により、一次近似でキャリア周波数の 2 乗に逆比例して伝搬路上全電子数に比例する依存性を有し、次式のように表される⁽¹⁰⁾。

$$T_{Gion}(f_c) = 134 \cdot N_e / f_c^2 \text{ [ns]} \quad \dots\dots(1)$$

$$T_{Pion}(f_c) = -134 \cdot N_e / f_c^2 \text{ [ns]} \quad \dots\dots(1)'$$

ただし N_e : 伝搬路上全電子数 [electron/m²]

f_c : 信号のキャリア周波数 [Hz]

即ち、位相遅延と群遅延は大きさは同一で符号が異なる。

伝搬路上の全電子数 N_e の値は、受信点位置 (緯度, 経度, 地磁気緯度), 地方時, 季節, 太陽活動度, 衛星仰角等に依存し複雑に変化する。特に太陽活動度に大きく依存し、天頂方向の中緯度における太陽活動度極大期昼間で 1×10^{18} [electron/m²], 太陽活動度極小期夜間で 2×10^{16} [electron/m²] 程度と非常に大きな変化幅を有する。一般に GPS 衛星利用測位・時刻比較で用いられている L1 信号の周波数は 1575.42 MHz であるから太陽活動極大期には(1)式を用いて 50 ns 程度の伝搬遅延を生ずることになる。これは天頂方向での値であり、大陸間などの長距離における GPS 衛星利用時刻比較では、両局での衛星仰角は 30 度程度であるから、その影響は 100 ns にも達する量となる。特に現在は太陽活動度が極大期に向かっており 1989 年末から 1 ~ 2 年間極大期が続く、また、今回の極大期は太陽活動度の 1 つの指標である太陽黒点が既に前回の極大期を越える大きさに達しており、測位・時刻比較のみならず地上・衛星通信等での支障が懸念されている。

4. GPS 衛星利用電離層遅延測定法

GPS 衛星からは 2. 節で記したように L1, L2 の 2 周波で P code 信号が送信されている。これらは、電離層

遅延の実時間補正を目的にしたものであるが、P code情報は、一般利用者には解放されていない。そこで、ここでは code 情報を利用しない、いわゆる codeless 受信機に絞って述べる。codeless 受信機の多くは、GPS 衛星利用精密相対測位用受信機であり、電離層遅延測定そのものを目的としたものではないが、電離層遅延補正のために L1, L2 の 2 周波を受信するものが開発されている。それらは P code clock 再生方式、キャリア再生方式、及びその複合型の 3 種類に大別されるが、これらは受信した L1 及び L2 の P code clock またはキャリア信号 L1, L2 を独立して再生し、その差から電離層遅延を測定するものである。このため L1, L2 用に独

立した信号処理系が必要であり、装置が複雑になり、また、キャリア再生法の場合においては測定精度は高いが、L1 キャリア, L2 キャリア各々独立にキャリア周期毎に生ずるあいまいさ (ambiguity) を取り除く必要があり、データ処理に負担が大きい。

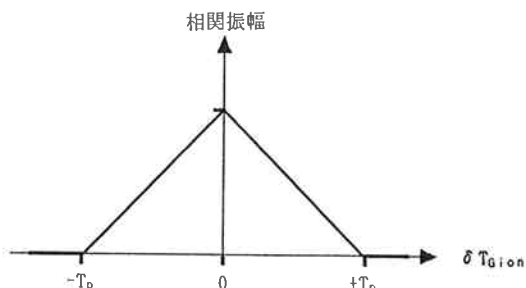
そこで、当所では、電離層遅延を簡易に測定することを目的として、4.1 節で述べるような受信装置を開発した。また、以下の記述で L1, L2 P code 間の相関 (乗算) の結果得られる L1 と L2 の差周波数 ($f_1 - f_2$) または和周波数 ($f_1 + f_2$) の連続信号を便宜上相関再生キャリア信号と呼ぶ。

4.1 P code 相関振幅による TEC 測定法

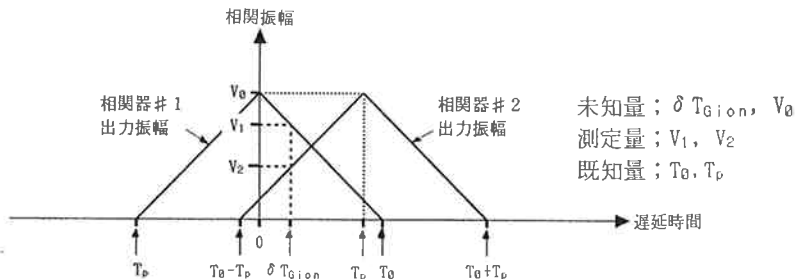
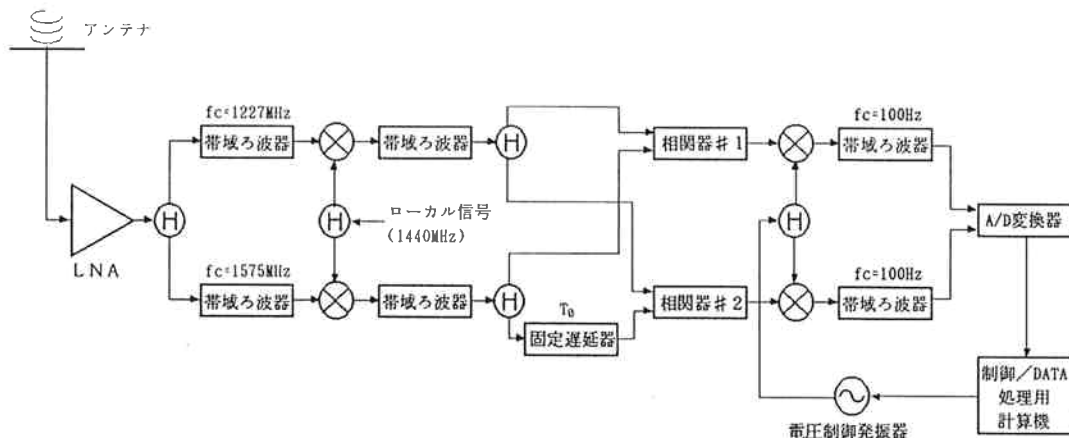
4.1.1 測定原理

GPS 衛星からは2. 節で述べたように L1 及び L2 の 2 周波で P code 信号が送信されている。しかも、この 2 周波 P code 信号は 1 つの GPS 衛星からは全く同一の code で、かつ衛星から送信時には同一位相で送信される。

また、他の伝搬媒質による影響は L1, L2 帯では、ほとんど周波数依存性がないと考えられるので、受信された GPS 衛星からの L1 及び L2 P code 信号は(1)式で記したような周波数に依存した電離層群遅延を受けており、受信点では次式に示すような相対遅延 δT_{Glon} を



第2図 P code の相関振幅



第3図 試作受信機の構成と δT_{Glon} 推定原理

受けている。

$$\delta T_{Gion} = T_{Gion}(f_2) - T_{Gion}(f_1) \\ = 134 \cdot N_e \cdot \left(\frac{1}{f_2^2} - \frac{1}{f_1^2} \right) \quad \dots\dots(2)$$

よって δT_{Gion} を測定できれば伝搬路上の全電子数 N_e を推定できる。

一方、P code のような擬似雑音符号の性質から受信した L1, L2 P code を掛け合わせたものは付録に示すように $f_1 - f_2$, $f_1 + f_2$ を中心周波数とし振幅が (a-5) 式の $A(t)$ として表される。 $A(t)$ は (a-6) 式で示されているように、フーリエ級数に展開でき、相関振幅を示す第1項は第2図に図示したように δT_{Gion} が P code の1クロック周期 ($T_p = 97.8$ ns) 以下であれば、 δT_{Gion} に比例した値を示す。ただし、相関振幅は L1, L2 P code の受信強度に依存するため、実際の受信装置では4.1.2で記す方式で δT_{Gion} の推定を行っている。

4.1.2 受信システムの構成

第3図に試作受信機の構成及び δT_{Gion} 推定法を示す。アンテナには、推定利得 10 dBi 弱のものを使用し L1, L2 の信号を1つのアンテナで受信する。受信信号は、増幅後 L1, L2 系に分離され両系とも共通のローカル信号により IF 信号に変換後、L1 信号は、2つに分けられ一方はそのまま、他方は固定の遅延量 (T_0) を与えられ、L2 信号とのアナログ的相関 (乗算) が実施される。相関 (乗算) 器出力は、L1, L2 の IF 中心周波数の差に応じたキャリア信号になり、相関量に比例した振幅を持つ。また、このキャリア信号は L1, L2 の周波数差 (347.82 MHz) に応じた Doppler frequency shift 量 ± 1 kHz を持つため、これを補償し、狭帯域帯域ろ波器に通すため、電圧制御発振器の周波数を制御する。このキャリア信号は、最終的に 100 Hz まで周波数を変換され A/D 変換した後、パーソナルコンピュータに取り込み、FFT (高速フーリエ変換) 演算を行い、周波数分解能 1 Hz 程度でスペクトル強度が計算される。

周波数変換等のローカル系信号発生のために試作装置では5又は10 MHz 基準信号を必要とするが、初期同期のための Doppler Frequency Shift 除去のために ± 10 Hz 程度で周波数設定出来れば良く、 5×10^{-8} 程度の安定度で十分である。

また、アンテナに指向性アンテナを用いていることと初期同期のために希望衛星の Doppler Frequency Shift 量を計算するために、試作受信機では他の時刻比較用 GPS 受信機で得られた各衛星の軌道データを使用している。

第3表 試作受信機の測定精度の推定

	L1 P code	L2 P code
受信電力	> -133 dBm	> -136 dBm
アンテナ利得	~+10 dBi	~+10 dBi
システム雑音	-174 dBm/Hz	-174 dBm/Hz
相関器入力 C/N ₀	+51 dB·Hz	+48 dB·Hz
相関器入力帯域幅 (BW)	20 MHz	20 MHz
相関器出力 C/N ₀ ($\frac{C/N_0}{L1} + \frac{C/N_0}{L2} - BW$)		+26 dB·Hz
①相関振幅方式 相関後帯域幅 (FFT 分解能) TEC 推定精度 L1 遅延推定精度		~1 Hz ~2.4 × 10 ¹⁶ electron/m ² ~1.2 ns
②相関位相方式 相関後帯域幅 (FFT 分解能) L1+L2 キャリア位相推定精度 L1-L2 キャリア位相推定精度 TEC 推定精度 L1 遅延推定精度		~10 Hz ~0.01 ns ~0.07 ns ~1.4 × 10 ¹⁵ electron/m ² ~0.07 ns

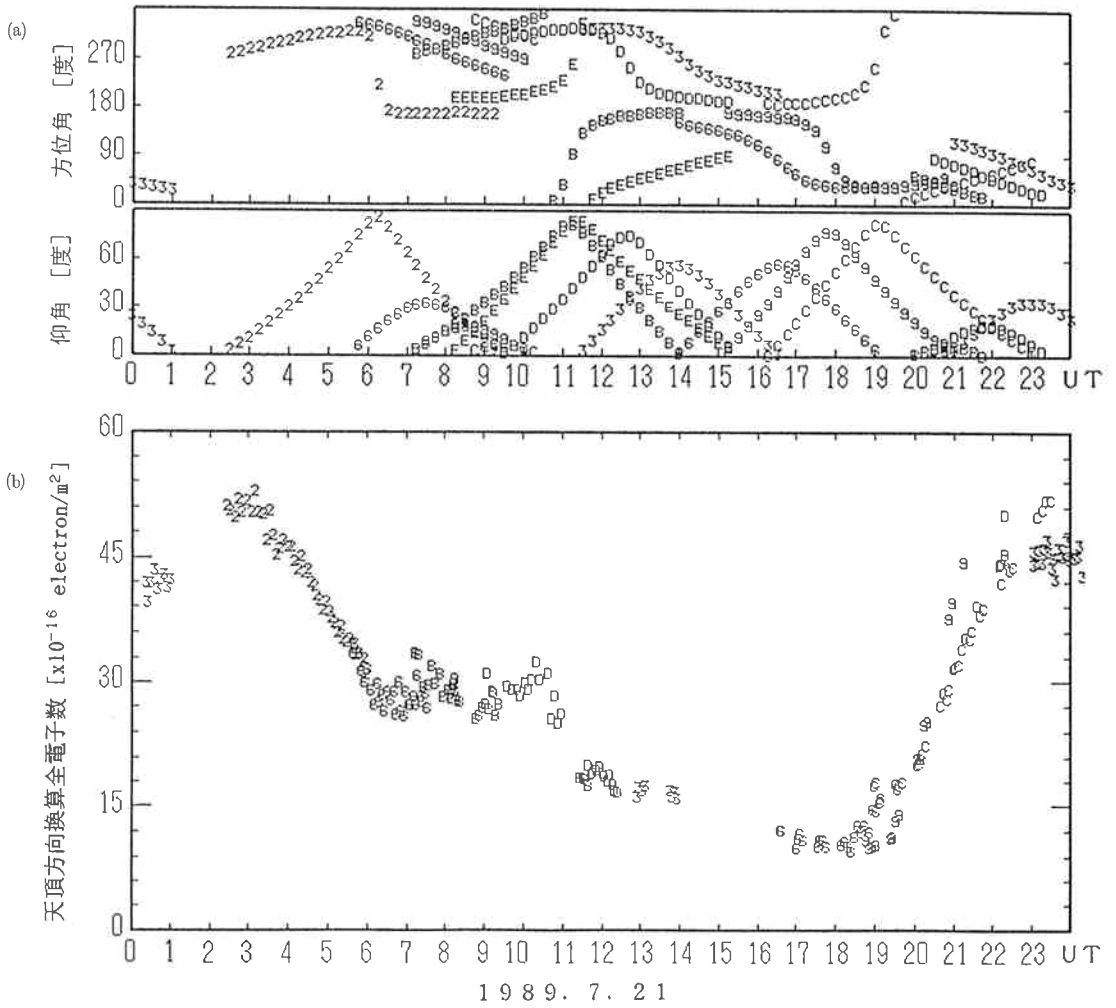
L1 P code, L2 P code の受信電力から推定される測定精度を第3表①に示す。

4.1.3 TEC 測定結果と時刻比較結果への適用

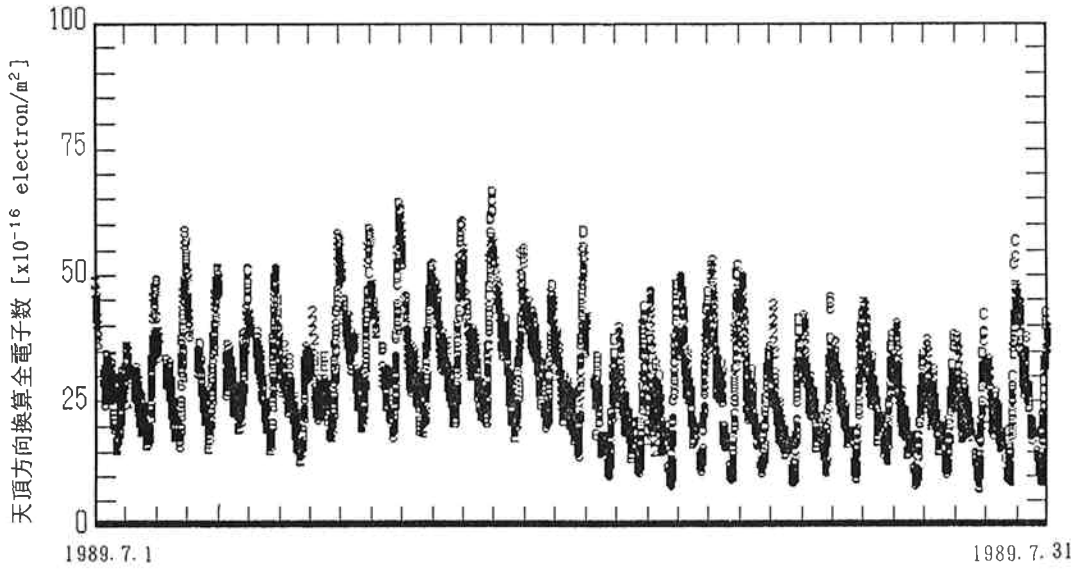
本測定方式の試作受信機は1989年5月 CRL 小金井本所において完成し、現在連続測定を行っている (なお、本受信装置の試作1号機は筆者の内1名が BIPM (国際度量衡局) 留学中に当所での検計・開発作業と並行して開発したもので1988年9月より連続稼働中である)。

現在 GPS 衛星は、8衛星が実運用に入っており、第4図(a)に1989年7月21日の当所小金井本所から見た各衛星の方位角、仰角の変化を示す。図中の英数字は GPS 衛星 PRN 番号を表す (PRN=10 以上は A, B, C, ...)。現状でも同図からわかるようにほぼ24時間なんらかの衛星が観測可能である。同図(b)は、取得された衛星視線方向全電子数データを天頂方向に換算しプロットしたものである。各測定結果は約3分間の測定の平均値を示しており、測定精度は TEC で 2×10^{16} [electron/m²] 程度、L1 の伝搬遅延に換算して約 1 ns を得ている。第5図は1989年7月1ヶ月間の連続測定の結果を示している。

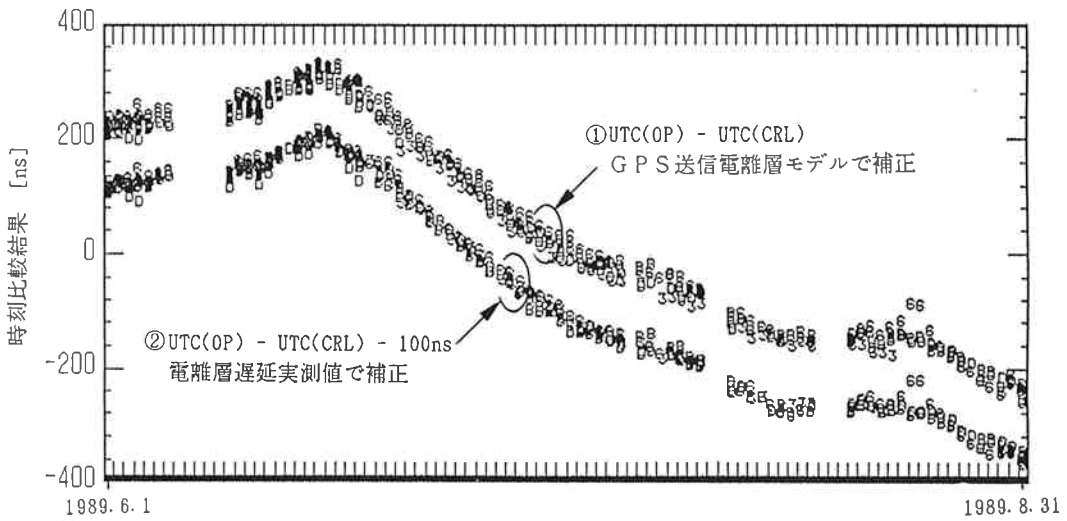
第6図は1989年6月から8月まで3ヶ月間の CRL と OP (パリ天文台) 間の時刻比較結果を示す。両局では、他の主要時間・周波数機関と同様に商用の L1, C/A code を用いた GPS 時刻比較用受信機により定期的に時刻比較を実施している。同図①はこれらの受信機の出力結果 (電離層補正に GPS からの送信モデルを使用) から求めた両機関の基準時計の差 UTC (OP)-UTC (CRL) の結果であり、また、同図②は時刻比較結果の



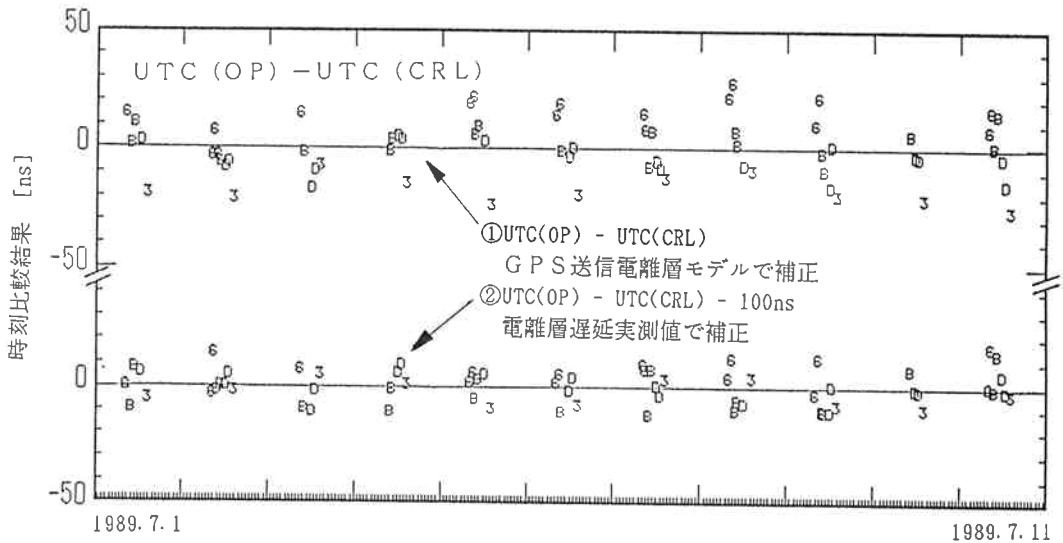
第4図 (a) CRL小金井本所からのGPS衛星の方位角、仰角の変化
 (b) 試作受信機によるTEC測定結果(衛星視線方向測定結果を天頂方向に換算)



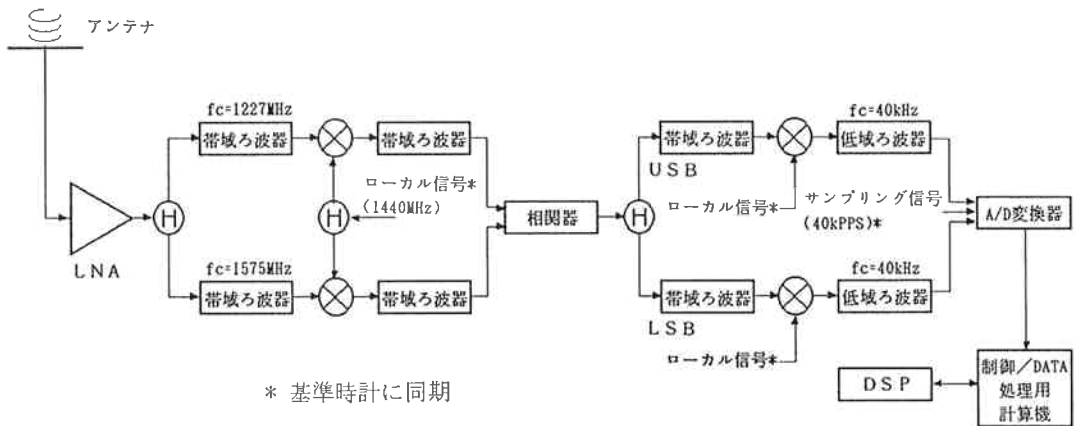
第5図 1989年7月1ヶ月間のTEC測定結果(衛星視線方向測定結果を天頂方向に換算)



第6図 GPS衛星による日仏間時刻比較結果(UTC(OP)—UTC(CRL))1989年6月~8月



第7図 GPS衛星による日仏間時刻比較結果(UTC(OP)-UTC(CRL)) 1989年7月第6図の7月分のデータに1次直線をフィッティングした残差
 ①; フィッティング直線からの分散は 12.5 ns
 ②; フィッティング直線からの分散は 7.2 ns



第8図 相関再生キャリア位相方式の構成例

両局の電離層補正に本装置の測定値を適用して補正したものである。ただし、②は便宜上 100 ns シフトしてプロットしてある。第7図は第6図の内7月上旬の部分拡大したもので、電離層遅延に実測値を用いて補正することにより時刻比較精度が向上していることが分かる。もちろん、日仏間のような長距離間の位置誤差による時刻比較が含まれているが、電離層遅延を実測値で補正する事により時刻比較精度をかなり改善できている。現在当所では BIPM と共同で電離層遅延を実測値で補正する GPS 衛星利用高精度時刻ネットワーク確立するための長期間受信実験を継続中である。

4.2 相関位相による TEC 測定法
 4.2.1 測定原理

付録で示したように受信した L1, L2 P code 信号の乗算の結果得られる $f_1 - f_2$, $f_1 + f_2$ の周波数に相当するキャリア信号の位相項に着目すると、(a-11), (a-12) 式で表されるように n_1 , n_2 , N_1 , N_2 の ambiguity はあるが、電離層全電子数、擬似距離が算出できる。

これらの ambiguity の除去は、

- $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$ の周波数関係
- ドップラ周波数推移の変化
- GPS 衛星の軌道情報
- N_e の概略値 (相関振幅により数 ns の精度で決定可能)

等を用いれば比較的容易に解くことが可能である。

4.2.2 具体的な構成例

第8図に本方式の構成例を示す。第3図の相関振幅方式とほとんど構成は同一であるが、受信信号の位相関係を保つため周波数変換用ローカル信号はすべて受信点の基準発振器を原振として作られる必要がある。また、 f_1+f_2 及び f_1-f_2 の再生キャリア信号は、それぞれ $\pm 9\text{kHz}$ 及び $\pm 1\text{kHz}$ の Doppler frequency shift を受けるため、最終的には中心周波数 10kHz 程度に周波数変換する。これらの信号を受信点基準発振器に同期したタイミング信号で A/D 変換し、FFT 演算を行うことにより、受信点の基準時計との位相差並びに相関振幅が計算される。この際サンプリング周波数が 20kHz 程度以上で行う必要があり、データ個数が多量になるため FFT 演算に時間を要するが、デジタル信号処理専用プロセッサ (DSP) 等を使用することにより、実時間データ処理も可能である。また、アンテナとして omni-directional antenna を使用することにより、同時に複数個の GPS 衛星を受信することも可能である。

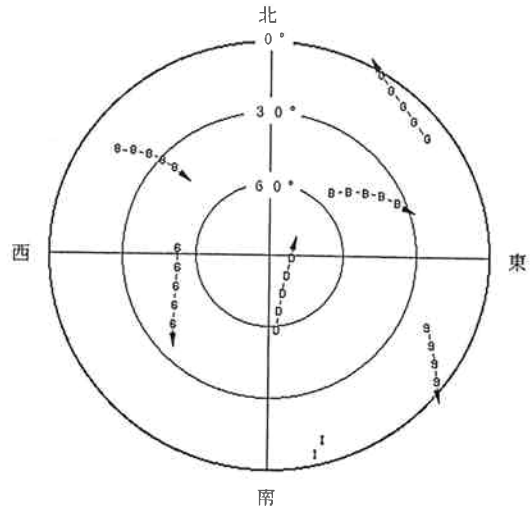
4.2.3 測定精度

4.1節で述べた相関振幅方式の試作装置と同等の受信系で受信した場合の f_1+f_2 , f_1-f_2 のタイミング t_1 , t_2 の測定精度を前掲第3表②に示す。(a-11)式から TEC の推定精度は、 1×10^{15} [electron/m²] 程度が期待でき、相関振幅方式に比較して1桁以上測定精度の向上が期待できる。

5. 単一周波 VLBI への応用

現在当所では 3m アンテナ超小型局を開発し国内移動実験を進めている。この超小型 VLBI 局は、Xバンド受信系のためのシステムであり、当初このアンテナの S、X 2周波化を予定していたが、技術的な問題や2周波化による X バンド系の効率化などの点で本稿で述べた GPS2 周波相関方式電離層遅延測定装置と組み合わせた VLBI 実験を計画中である。

通常の測地 VLBI 観測の相対遅延時間決定精度は 0.1ns 程度であり、電離層遅延補正精度も当然この値以下でなければならない。このために必要な TEC 測定の精度としては、(1)式より 4.8×10^{16} [electron/m²] となる。測定精度としては、現状の相関振幅方式受信装置の精度でも十分と考えられる。しかし、VLBI 観測の電波星視線方向と GPS 衛星視線方向とは一般に異なるため、GPS 衛星視線方向の測定結果を観測電波星方向へ換算する必要がある。現在、GPS 衛星視線方向の測定結果から、任意の方向の電離層遅延に換算するためのアルゴリズム開発並びにその際の誤差について、実測値を適用した評価を開始している。現在のところ実運用されている GPS 衛星数は8衛星であるが、今後2ヶ月に1



第9図 GPS 18 衛星運用時の1時間の衛星の動き各点は15分毎の位置を表す

衛星の割合で打ち上げが予定されており、同時に観測可能な衛星数も増加していく。第9図は、1990年代初頭に予想される18衛星(6軌道面に3衛星ずつ配置)運用時における東京からの衛星の視線方向の例を示しており低仰角のものも含めると常時7~8個の衛星が観測可能であり、また、衛星も比較的偏在せず観測できるため容易に任意の電波星方向の TEC 比較的高精度に推定可能であると考えられる。

6. まとめ

本稿で記した GPS 2周波 P code 相関振幅による電離層遅延測定装置により 10dBi 弱の受信アンテナにより、TEC 測定精度 2×10^{16} [electron/m²] 程度が得られている。本方式の主な特長としては、

- (1) P code 信号の code pattern 情報不要 (受信機内に code generator 不要)
- (2) 測定に際し振幅検出のみ (高精度位相測定系不要)
- (3) 高精度基準信号源不要 (受信機のローカル系信号発生用基準信号として 5×10^{-8} 程度の精度で十分) 等が挙げられる。

本試作受信機は、GPS 衛星による国際時刻比較の高精度化を目的に開発しているものであるが、単一周波 VLBI 観測時の電離層遅延補正への適用が有望視されている。この装置を併用することにより、VLBI 受信システムのより小型簡易化を図ることが可能である。特に、本特集号で述べられている西太平洋実験で観測を行う南鳥島や南大東島のように自然環境が厳しい離島での観測システムに多大な貢献が期待される。

また、TEC 測定により高精度化も 4.3 で述べたように相関再生キャリア信号位相を測定することにより、相関振幅方式に比較して 1 桁～ 2 桁向上できる可能性があり、現在、実証実験のための準備を進めている。

謝 辞

本研究を進めるに当り御指導・御助力頂いた標準測定部周波数・時刻比較研究室高橋室長並びに同研究室室員の方々に深く感謝致します。また、本試作受信機 1 号機の開発は、筆者の内 1 名がフランス政府給費留学生として GRGS を通じ BIPM において在外研究の一環として行なったものであり、在外研究を実現して頂いた研究所内外の関係者各位、BIPM での開発時に有益な議論を頂いた Dr. B. Guinot, Dr. C. Thomas, Dr. W. Levandowski に感謝します。

付 録

GPS 衛星からの L1, L2 P code 信号は送信時には等位相で送信されるから送信時には次式のように表わすことができる。

$$x_{p1}(t) = P(t) \cdot \cos(2\pi f_1 t) \quad \dots\dots(a-1)$$

$$x_{p2}(t) = P(t) \cdot \cos(2\pi f_2 t) \quad \dots\dots(a-1')$$

ただし $P(t)$ は P code 符号で $\pm M$ をとる擬似ランダム系列、また f_1, f_2 は L1, L2 のキャリア周波数を表す。

受信時には幾何学的遅延時間、伝搬媒質による遅延(大気圏・電離層)、及び衛星搭載時計と受信機基準時計の時刻差より両信号は次式のように表わされる。

$$y_{p1}(t) = P(t - \Delta T_{G1}) \cdot \cos\{2\pi f_1 \cdot (t - \Delta T_{P1})\} \quad \dots\dots(a-2)$$

$$y_{p2}(t) = P(t - \Delta T_{G2}) \cdot \cos\{2\pi f_2 \cdot (t - \Delta T_{P2})\} \quad \dots\dots(a-2')$$

ここで $\Delta T_{Gi} = \Delta T_s + \rho/c + T_{trop} + T_{Gion}(f_i)$

$$\Delta T_{Pi} = \Delta T_s + \rho/c + T_{trop} + T_{Pion}(f_i)$$

ただし $i=1, 2$

また、

ρ : 衛星-受信点間幾何学的距離

c : 光速

ΔT_s : 衛星搭載時計と受信基準時計の時刻差

T_{trop} : 大気圏による伝搬遅延

$T_{Gion}(f_i)$: 電離層による群遅延

$T_{Pion}(f_i)$: 電離層による位相遅延

(a-2), (a-2') をかけあわせると、

$$z(t) = y_{p1}(t) \cdot y_{p2}(t) \\ = P(t - \Delta T_{G1}) \cdot P(t - \Delta T_{G2}) \cdot \cos\{2\pi f_1 \cdot (t - \Delta T_{P1})\} \cdot \cos\{2\pi f_2 \cdot (t - \Delta T_{P2})\}$$

$$= A(t) \cdot \{[\cos(2\pi F_1 t - \Phi_1) + \cos(2\pi F_2 t - \Phi_2)]\} \quad \dots\dots(a-5)$$

ここで

$$A(t) = P(t - \Delta T_{G1}) \cdot P(t - \Delta T_{G2})$$

$$F_1 = f_1 + f_2$$

$$F_2 = f_1 - f_2$$

$$\Phi_1 = 2\pi f_1 \cdot T_{Pion1} + 2\pi f_2 \cdot T_{Pion2}$$

$$\Phi_2 = 2\pi f_1 \cdot T_{Pion1} - 2\pi f_2 \cdot T_{Pion2}$$

である。

(a-5) 式の係数項 $A(t)$ は、擬似ランダム系列の性質よりフーリエ級数展開すると、

$$A(t) = a + b \cdot \cos(2\pi f_p t + \phi) + \{f_p \text{ の高次項}\} \quad \dots\dots(a-6)$$

ただし

$$a = 1 - \delta T_{Gion} / T_p$$

$$b = (2/\pi) \sin(\pi \delta T_{Gion} / T_p)$$

$$\phi = \pi(1 - \delta T_{Gion} / T_p)$$

f_p, T_p : P code clock 周波数及び周期

と表せる。

また

$$\Delta T_c = \Delta T_s + \rho/c + T_{trop}$$

とおくと (a-5) 式の位相項は、

$$\Phi_1 = 2\pi f_1 \cdot \{\Delta T_c + T_{Pion}(f_1)\} \\ + 2\pi f_2 \cdot \{\Delta T_c + T_{Pion}(f_2)\} \\ = 2\pi F_1 \cdot \Delta T_c + 2\pi f_1 \cdot T_{Pion}(f_1) \\ + 2\pi f_2 \cdot T_{Pion}(f_2) \\ = 2\pi F_1 \cdot \Delta T_c - 2\pi \cdot 134 \cdot N_e / f_1 \\ - 2\pi \cdot 134 \cdot N_e / f_2 \\ = 2\pi F_1 \cdot \Delta T_c - 2\pi \cdot 134 \cdot N_e \cdot F_1 / (f_1 \cdot f_2) \quad \dots\dots(a-7)$$

$$\Phi_2 = 2\pi f_1 \cdot \{\Delta T_c + T_{Pion}(f_1)\} \\ - 2\pi f_2 \cdot \{\Delta T_c + T_{Pion}(f_2)\} \\ = 2\pi F_2 \cdot \Delta T_c + 2\pi f_1 \cdot T_{Pion}(f_1) \\ - 2\pi f_2 \cdot T_{Pion}(f_2) \\ = 2\pi F_2 \cdot \Delta T_c + 2\pi \cdot 134 \cdot N_e / f_1 \\ - 2\pi \cdot 134 \cdot N_e / f_2 \\ = 2\pi F_2 \cdot \Delta T_c + 2\pi \cdot 134 \cdot N_e \cdot F_2 / (f_1 \cdot f_2) \quad \dots\dots(a-8)$$

と表せるから、(a-6) 式の 2 つの相関再生キャリア信号の受信時刻は次式のようになる。

$$t_1 = \Phi_1 / 2\pi F_1 \\ = \Delta T_c - 134 \cdot N_e / (f_1 \cdot f_2) - N_1 \cdot T_N \\ - (1/4 + n_1) \cdot T_1 \quad \dots\dots(a-9)$$

$$t_2 = \Phi_2 / 2\pi F_2 \\ = \Delta T_c + 134 \cdot N_e / (f_1 \cdot f_2) - N_2 \cdot T_N \\ - (1/4 + n_2) \cdot T_2 \quad \dots\dots(a-10)$$

ただし

$$T_1 = 1/F_1 \sim 0.357 \text{ ns}$$

$$T_2 = 1/F_2 \sim 2.875 \text{ ns}$$

$$T_N = 1/F_N \sim 48.88 \text{ ns}$$

$$F_N = 20.46 \text{ MHz} \text{ (} F_1 \text{ と } F_2 \text{ の最大公約周波数)}$$

$$f_1 = 10.23 \text{ MHz} \times 154 = 1575.42 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 10.23 \text{ MHz} \times 120 = 1227.6 \text{ MHz}$$

$$F_1 = f_1 + f_2 = 10.23 \text{ MHz} \times 274 = F_N \times 137$$

$$F_2 = f_1 - f_2 = 10.23 \text{ MHz} \times 34 = F_N \times 17$$

$$N_1, N_2, n_1, n_2 : \text{正整数 (ambiguity)}$$

$$0 \leq n_1 < 136$$

$$0 \leq n_2 < 16$$

と表わされる。

(8), (9)式より

$$N_e = \{(t_2 - t_1) + (N_2 - N_1) \cdot T_N + (1/4 + n_2) \cdot T_2 - (1/4 + n_1) \cdot T_1\} \cdot f_1 \cdot f_2 / 268 \quad \dots\dots(a-11)$$

$$\Delta T_e = \{t_1 + t_2 + (N_1 + N_2) \cdot T_N + (1/4 + n_1) \cdot T_1 + (1/4 + n_2) \cdot T_2\} / 2 \quad \dots\dots(a-12)$$

として N_e , ΔT_e が推定できる。

参 考 文 献

- (1) Minakoshi H., "Total Electron Content in the Asian Mid-latitude Region and Its Effect in Earth-Space Propagation", Proc. ISAP '85, 1985.
- (2) 原忠徳, 佐藤克久, "ドップラー法による電離層遅延補正", GPS ワークショップ1989収録, 1989.
- (3) Imae, M., Uratsuka, M., Miki, C., Akatsuka, K. and Yoshimura, K., "Long term time comparison with GPS receivers", Proc. 17th PTTI, 1985.
- (4) Ladd, J. W., Counselman, C. C. and Gourevitch, S. A., "The macrometer Dual-Band Interferometric Surveyor", Proc. 1st International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, 1985.
- (5) MaCdorán, P.F., Miller, R.B., Buennagel, L. A. and Whitcomb, J.H., "Codeless Systems for Precise Position with the "NAVSTAR-GPS", "Proc. of 1st International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, 1985.
- (6) Stansell, T. A. Jr., Chamberlain, S. M. and Brunner, F.K., "The First Wild-Magnavox GPS Satellite Surveying Equipment: WM-101", Proc. of 1st International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, 1985.
- (7) Sugimoto, Y., Kurihara, N., Kiuchi, H., Kaneko, A., Sawada, F., Shirado, T. and Saburi, Y.; "Development of GPS Positioning System PRESTER", Proc. 1988. Conference on Precision Electromagnetic Measurements, 1988.
- (8) 日本測地学会編著, "GPS —人工衛星による精密測位システム", 日本測地協会, 1986.
- (9) Spilker, J.J., "GPS signal structure and performance characteristics", Navigation, Vol. 25, 1978.
- (10) Davies, K., "Ionospheric Radio Propagation", NBS Monograph, 80, 1965.

