

# ビーム伝送による共通ローカル高精度大気環境測定システム

張 宰赫\*・石原秀泰\*\*・安田 茂\*\*\*・林 理三雄\*\*\*

## A Study on a Precise Troposphere Measurement System Using a Beam-Transferred Common Local Oscillator Method

Jae Hyeuk JANG, Hideyasu ISHIHARA, Shigeru YASUDA and Risao HAYASHI

This paper describes a simple system, which applies the principles of radio interferometry, and is composed of two antennas and one reflector, for the precise measurement of satellite orbital variation and tropospheric conditions from the observation of broadcasting satellite waves. Since two antennas (converters) must be fed with a common local oscillator signal in an interferometer, if we lengthen a baseline in order to improve an angular resolution, difficulties arise in the form of loss of local signal power in the cable, cable laying and maintenance, and so on. So, we suggest a new system comprising a baseline with a reflector set up at one end to transmit the broadcasting wave, and two antennas at the other. Our experiments showed that with this configuration it becomes easy to feed the local signal. Moreover, as we found that being able to set the length and direction of a baseline at will simply by moving the reflector enabled us to measure satellite orbital variation and tropospheric conditions more precisely.

### 1. はじめに

通常、降雨や大気の水蒸気量等の観測は、雨量計やラジオゾンデ等を用いる直接測定が主であるが、我々は10 GHz より高い周波数の電波は雨滴や水蒸気の影響を受けやすいこと、衛星放送 (12GHz) が24時間放送されていることに着目し、それらを利用した大気環境 (主に、降雨減衰、シンチレーション等) の測定方法の提案及び観測・解析を行ってきた<sup>1, 2)</sup>。しかし、それらの測定方法は、受信信号の振幅変動だけから大気圏の影響を推定していたため、衛星軌道の変化や到来角変動、大気状態によるシンチレーションなどの小さな変動成分を正確に見積もることが困難であった。

そこで、我々は、2基の受信アンテナを用いて、アンテナ主ビーム方向をわずかにシフトさせた OBM (Offset Beam Measurement) 方式<sup>2)</sup> や電波干渉計の原理を用いた CLM (Common Local oscillator Measurement) 方式<sup>3, 4)</sup> の検討を行い、簡易なシステムで降雨減衰、シンチレーション、到来角変動などが高精度に測定

できることを実験的に確かめた。電波干渉計である CLM 方式では基線を長くすれば、精度が向上する (2.1 参照) が、長くするにつれて①コンバータ (アンテナ) に供給する共通ローカル信号の伝送ケーブルによる減衰、②それらケーブル設置・引き回し等の問題が生じてくる。そこで、基線の一端に反射器を設置し受信電波を平面反射器により伝送することで、2基の受信アンテナは同一場所に設置でき、共通ローカル信号の供給を容易にする CLM 方式 (ビーム伝送による CLM 方式) を考えた。更に、ケーブルによる制限を受けないので、反射器を自由に設置することで、2基のアンテナの基線方向、基線距離を自由に設定できるなどの好結果を得ることができた。本方式により、簡易に高感度、高精度な大気環境や衛星軌道変動等の測定が可能であることを報告する。

### 2. 原理及びその検討

#### 2.1 原理

ビーム伝送による CLM 方式を、以下 B-CLM (Beam transfer CLM) 方式とする。図 1 に B-CLM 方式の概略を示す。A 点に2基の受信アンテナを、B 点に反射器を設置して A、B 点を結ぶ基線長  $d$  を持つ電波干渉計を構成した。基線と到来電波方向との成す角度を  $\alpha$  とすると伝搬光路差  $L_g$  は

平成10年5月31日受理

\*博士後期課程システム情報工学専攻

\*\*博士前期課程電気電子工学専攻

\*\*\*電気電子工学科

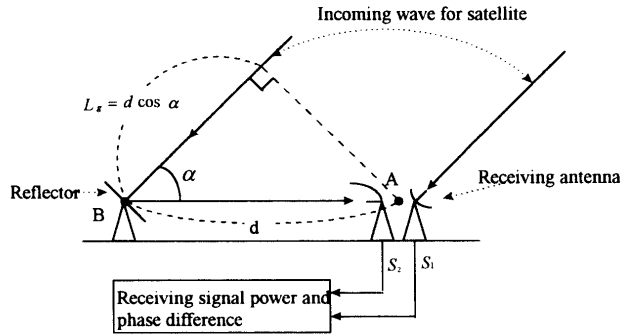


図1 ビーム伝送 CLM 方式概略図

$$L_g = d(1 + \cos \alpha) \quad (1)$$

となる。また、電波源である静止衛星からの電波の波長を  $\lambda$  とし、受信点に到来する波は平面波と仮定するとその位相差  $\phi_g$  は

$$\phi_g = \frac{2\pi d}{\lambda}(1 + \cos \alpha) \quad (2)$$

と表される。この二つの式を基線と電波到来の方位角と仰角に変換すると

$$L_g = d(1 + \cos \theta \cos \varphi) \quad (3)$$

$$\phi_g = \frac{2\pi d}{\lambda}(1 + \cos \theta \cos \varphi) \quad (4)$$

と書くことができる。このような電波光路差及び位相差は重力の不規則性や太陽風などによる静止衛星の軌道運動と大気屈折率の時間的・空間的の変動などにより、幾何学的に変化する。

今  $d$  は一定と考え、 $d$ 、 $\theta$ 、 $\varphi$  の初期値を  $d_0$ 、 $\theta_0$ 、 $\varphi_0$  とし、これがわずかに変化するとして

$$\left. \begin{array}{l} \theta \equiv \theta_0 + \Delta\theta \\ \varphi \equiv \varphi_0 + \Delta\varphi \\ d \equiv d_0 + \Delta d \end{array} \right\} \left. \begin{array}{l} \Delta\theta \equiv \Delta\theta(t) \\ \Delta\varphi \equiv \Delta\varphi(t) \\ \Delta d \equiv \Delta d(t) \end{array} \right\} \quad (5)$$

とする。 $\Delta d$ 、 $\Delta\theta$ 、 $\Delta\varphi$  は時間変化もするものとする。

この時、 $\phi_g$  の変化分  $\Delta\phi_g$  を求めるために初期値付近で、テーラ展開し初期値に比べて変化分は非常に小さいとして、一次の項までをとるとすれば

$$\Delta\phi_g = -\frac{2\pi d}{\lambda} \left( \Delta d \frac{(1 + \cos \theta_0 \cos \varphi_0)}{d_0} + \sin \theta_0 \cos \varphi_0 \Delta\theta + \cos \theta_0 \sin \varphi_0 \Delta\varphi \right) \quad (6)$$

となる。ここで、 $(1 + \cos \theta_0 \sin \varphi_0)/d_0 \ll 1$  であるので、(6)式の他の項より小さく、影響は無視できると考えられる。

今特別な場合として、 $\theta_0 = 0$ 、 $\theta_0 = \pi/2$  で反射器を配置したとすると(6)式は

$$\theta_0 = 0 \text{ で } \quad \Delta\phi_g = -\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \varphi_0 \Delta\varphi \quad (7)$$

$$\theta_0 = \pi/2 \text{ で } \quad \Delta\phi_g = -\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \varphi_0 \Delta\theta \quad (8)$$

即ち、 $\theta_0 = 0$  では  $\Delta\phi_g$  は  $\Delta\theta$  を含まず  $\Delta\varphi$  の関数、 $\theta_0 = \pi/2$  では  $\Delta\phi_g$  は  $\Delta\varphi$  を含まず  $\Delta\theta$  の関数となる。

$\Delta\varphi$  の観測は、 $\theta_0 = 0$  に反射器を配置し、 $\Delta\theta$  の観測には  $\theta_0 = \pi/2$  に反射器を配置するのが良いことになる。 $\theta_0 \neq 0$ 、 $\theta_0 \neq \pi/2$  の時  $\Delta\phi_g$  は、 $\Delta\varphi$ 、 $\Delta\theta$  の成分が合成された値となる。

このような位相差の変化は信号加算器を用いて測定するが、今、図1において、コンバータからの IF 信号を  $S_1$ 、 $S_2$  とし、またそれぞれの電界の大きさを  $E_1$ 、 $E_2$ 、その間の位相差を  $\phi_g$  とすると、ローカル信号は共通に供給されるので、そのふらつきは相殺され、

$$S_1 = E_1 \cos \omega t \quad (9)$$

$$S_2 = E_2 \cos(\omega t + \phi_g) \quad (10)$$

$$\phi_g = \frac{2\pi d}{\lambda}(1 + \cos \alpha) \quad (11)$$

と書くことができる。ここで、IF 信号  $S_1$ 、 $S_2$  を信号合成器(加算器)にて、合成し、その信号を  $S_{sum}$  とすると

$$\begin{aligned} S_{sum} &= S_1 + S_2 \\ &= \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos \phi_g} \cos(\omega t - \tan^{-1} \frac{E_2 \sin \phi_g}{E_1 + E_2 \cos \phi_g}) \end{aligned} \quad (12)$$

$E_1 = E_2 = E$  とすれば

$$S_{sum} = \sqrt{2} E \sqrt{1 + \cos \phi_g} \cos(\omega t - \tan^{-1} \frac{\sin \phi_g}{1 + \cos \phi_g}) \quad (13)$$

合成信号  $S_{sum}$  の平均電力  $P(S_{sum})$  は

$$S(S_{sum}) = \frac{1}{2} (S_{sum})^2 = \frac{1}{2} \{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos \phi_g\} \quad (14)$$

$$\therefore \phi_g = \cos^{-1} \frac{1}{2} \frac{\{(S_{sum})^2 - E_1^2 - E_2^2\}}{E_1E_2} \quad (15)$$

即ち、同一時刻における加算後の電力と加算前の電力

$(\frac{1}{2}E_1^2, \frac{1}{2}E_2^2)$  を測定することにより、 $\phi_g$  が得られる。

$\phi_g$  は  $d$  の関数であり、

$$\frac{\partial \phi_g}{\partial \alpha} = -\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha \tag{16}$$

$$\therefore \Delta \phi_g \approx -\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha \Delta \alpha \tag{17}$$

$\Delta \phi_g$  は  $\Delta \alpha$  の  $\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha$  倍となり、高感度に測定される。

### 2.2 平面反射器の特性

平面反射器（アルミ製）は設置の容易さや、風の影響などを考え、100cm×100cm以下の方形の金属平面反射器を用いることとした<sup>4)</sup>。反射板を開口面アンテナと見た場合、その放射電界分布特性は、フラウンホーファ領域（遠方界）では一定しているが、フレネル領域（近傍界）では距離によって大きく変化する。

この境界の目安は、開口の寸法を  $D$ 、電波の波長を  $\lambda$  としたとき、開口中心からの距離  $R$  と開口端の最も遠い距離との差が  $\lambda/16$  ( $\pi/8$ の位相差)になる距離

$$R = 2D^2 / \lambda \tag{18}$$

で与えられる<sup>5)</sup>。この(18)式により、周波数  $f=12\text{GHz}$ 、 $D=100\text{cm}$ で  $R$  を見積ると  $R=80\text{m}$ 、 $D=50\text{cm}$ では  $R=20\text{m}$  となり、本基礎実験では、20m以下の基線長を考えているので、近傍界での扱いとなる。

近傍界では、アンテナパターンの見積りが難しいため、実測によりビーム伝送系の特性を求めた。

実験システムを図2に示す。地上高152cmに受信アンテナ、平面反射器を距離  $d(\text{m})$  離して設置し、受信アンテナから2mの位置に地面からの2次反射が受信アンテナに入るのを防止するためアルミ板  $K$  をビームと直交するように傾けて設置した。

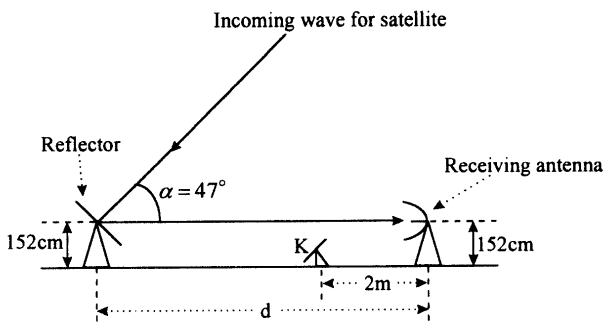


図2 反射器の特性測定

受信レベルは、BSチューナーのキードAGC電圧を測定して求めた。この方法では、受信アンテナ（50cmオフセットパラボラ）の指向パターンと、反射器の指向パターンの合成パターンを測定することになるが、実際の観測でも同じシステムでデータを取得するのでこの方法が望ましいと考えた。

50cm×50cm、及び100cm×100cmのアルミ板を反射器として用い、固定アンテナビーム主軸より左右に回転して測定した。反射板とパラボラアンテナの距離も9m、12mの場合でそれぞれについて測定した。測定の結果を図3、図4に示す。受信レベルは最大値で規格化している。この特性から、見掛け上50cm×50cmの反射器の実行面積は仰角  $\varphi=47\text{deg}$ 、基線長と電波到来方位角とのなす角度を  $\theta$  とすると、 $50\text{cm} \times 50\text{cm} \cos \varphi \cos \theta$  ( $\theta=0\text{deg}$ なら  $50\text{cm} \times 50\text{cm} \cos \varphi$ ) となる。従って本実験の場合、実行面積  $50\text{cm} \times 50\text{cm} \cos \varphi \text{cm}^2$ 、 $\varphi \approx 47\text{deg}$  では伝送系全体のビーム幅が半値幅2.3degとやや狭いように見える。

100cm×100cmの反射器（実行面積は  $100\text{cm} \times 100\text{cm} \cos \varphi \text{cm}^2$ ）のビーム幅は、ほぼ受信アンテナのビーム幅（3.4deg）に一致した。これは、50cm×50cmの反射器では反射器の指向性特性と受信アンテナの指向性特性が重畳さ

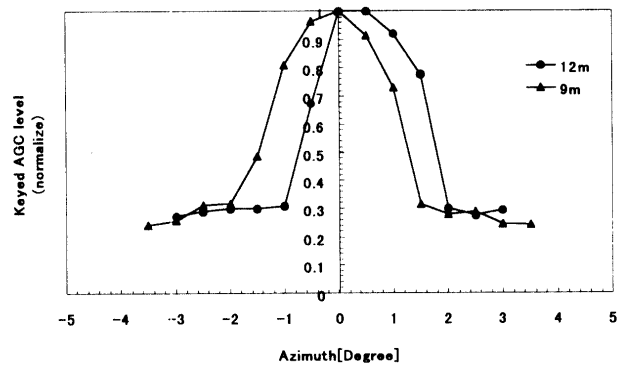


図3 受信アンテナのビームの主軸に対する50cm×50cm反射器の指向性特性

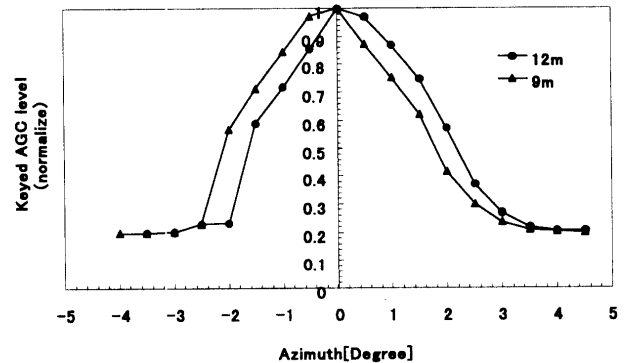


図4 受信アンテナのビームの主軸に対する100cm×100cm反射器の指向性特性

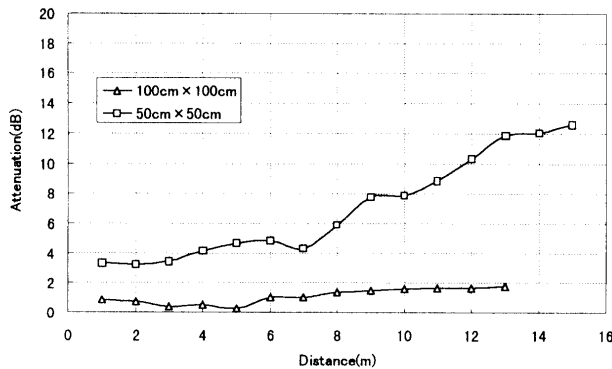


図5 伝送距離による受信電力の変動

れ、結果としてビーム幅が狭くなったと思われる。100 cm×100cmの反射器からのビームは、そのほとんどが受信アンテナへ平面波として入力されている結果と思われる。従って、100cm×100cmの反射器を用いれば、反射器の指向性の影響なく電波を受信できることが判った。

次に伝送距離  $d$  によって受信電力がどの様に变化するかを50cm×50cm, 100cm×100cmの場合について検討した。その結果を図5に示した。

100cm×100cmの反射器では、10m離すと約1dBの損失があり、15mでは約2dBの伝送損であった。一方50cm×50cmでは距離10mでは、約5dB、15mでは、約10dBの伝送損となった。したがって、100cm×100cmの反射器を用いれば、15m離れても伝送損は約2dBと小さく、実用上問題ないと判断した。

### 2.3 位相折り返し及び到来角の分解能

静止衛星は実際には静止しておらず、重力分布の不規則性や太陽風の影響等により、 $\pm 0.1\text{deg}$ の範囲で運動している<sup>6)</sup>。我々は、この衛星軌道運動により生じる到来角の変動は約 $0.1\text{deg/day}$ と推定している<sup>3,7)</sup>。このような到来角変動を観測するため、必要となる基線の長さ及びこのときの到来角分解能をあらかじめ予想する必要がある。そこで、到来角変動が $0\text{deg}\sim 0.1\text{deg}$ の範囲で変動すると仮定し、式(17)を用い各基線長における到来角変動による位相差の変動を求め、図6に示す。

図6から、各到来角変動において、基線長が長くなれば位相差の変動の大きさが拡大されることがわかる。

しかし、基線長16m以上では図6に示したように位相差の変動が $360\text{deg}$ つまり、 $2\pi$ を超える場合には位相の折り返しが生じていることを示しており、このような基線長では正確な位相差の変動を見分け難くなる。したがって、何等かの判別法がない限り、基線長を位相折り返しの生じない範囲(位相差の変動が最大 $360\text{deg}$ )となる16m以下で設置するのが望ましい。

次に図7は位相の折り返しが生じない到来角の変動範

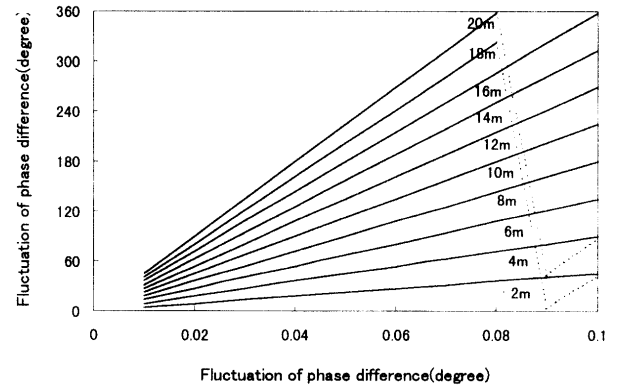


図6 各基線長での入射角変化に対する位相変化

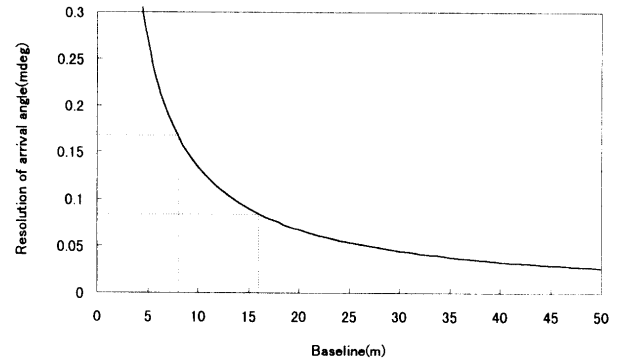


図7 基線長と到来角の分解能

囲における基線長と到来角の分解能を示したものである。位相差の測定精度は $0.3\text{deg}$ と仮定している。図7から位相の折り返しを生じない最大基線長16mでの角度分解能は最大 $0.084\text{mdeg}$ であり、また、今回の実験での基線長8mでは最大 $0.17\text{mdeg}$ 程度の分解能を持つことが予想される。

## 3. 実験システム及び実験結果

### 3.1 実験システムの概略

図8、表1にそれぞれ実験システムの概略及び使用装置諸元を示す。

衛星電波受信アンテナ及び平面反射器はそれぞれ、距離8mで、A、B地点(6階屋上を利用)に配置する。A地点には2基のBS受信用アンテナを設置してある。反射器からの信号は偏波が逆偏波となるため、A地点の反射器を向いている受信アンテナは逆偏波が受信できるようにしてある。また、A地点において、同一場所に2基のアンテナを設置するため、アンテナ間の結合が気になるが、2基のアンテナのうち、一方の受信電波は反射器により、偏波が逆偏波となること及び受信アンテナの主ビーム方向が異なることからアイソレーションは、60dB以上と、アンテナ間の結合度はほとんど無視できる

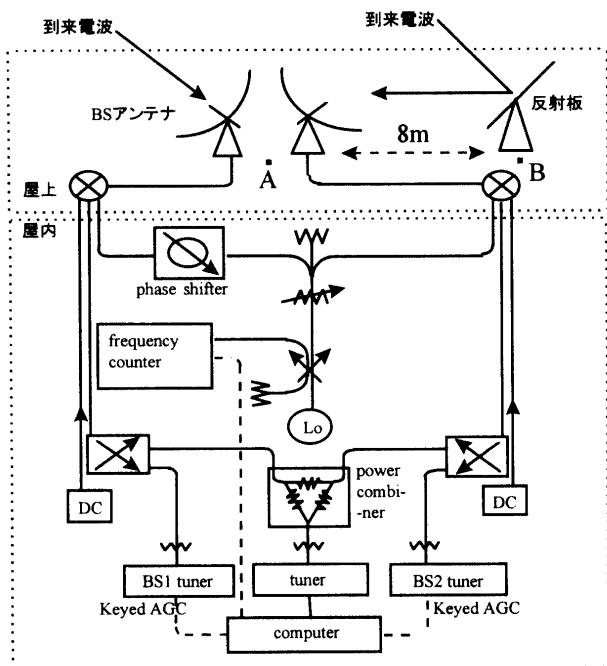


図8 実験システム概略

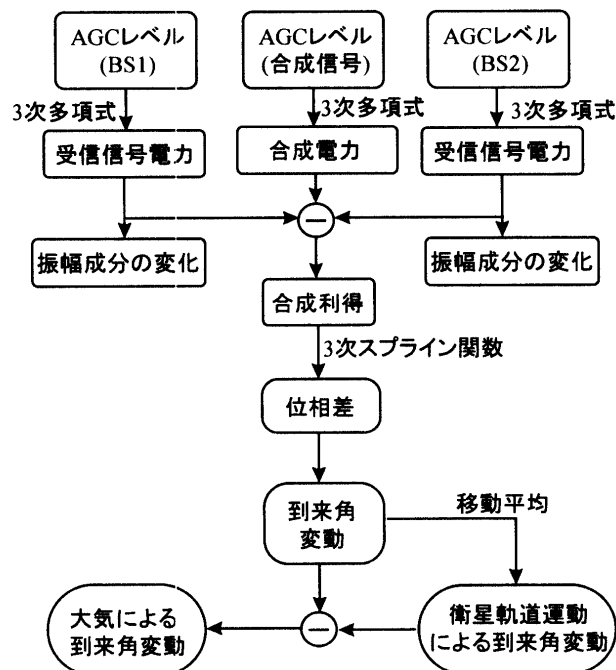


図9 測定データ処理手順

表1 使用装置の諸元

受信アンテナ	BS45B, 45cm offset parabola(maspro)
受信周波数変換部	BS45B, 45cm offset parabola用のコンバータを外入力ローカル型に改造(meisei)
信号検出部	BSチューナ, SAT-770SP(SONY)をKeyed AGCレベル出力型に改造
ローカル供給部	FR-10G05-55(Hitachi)
位相器	6805A(Sage lab)
電力合成器	HP11636A(Hewlett Packard)
電力計	Power sensor: HP8481A Power meter: HP435B
周波数計	Frequency converter: HP5345A counter: HP5255A
方向性結合器	3dB: HP87300C, 8dB: 3SPF(maspro) 20dB: 3202B(Narda)
マジックティー	x3702T(Hitachi)
固定減衰器	3dB: HP8491A, 20dB: HP8491A 30dB: HP8491A
可変減衰器	1dBstep att.: HP8494B 10dBstep att.: HP8495B 4A380(SPC)
DC電源	PAB32(kikusui)
A/Dコンバータ	98AS12(16)-LH(interface)
ケーブル	IF用5C-2V(fujikura)
円形導波管	HE130S
平面反射器	正方形100cm×100cm, 3mm厚, アルミ板

ことを確めた。

設置場所の構造上、10.686GHz ローカル信号の伝送路は約10mで、ローカル信号伝送路としてケーブル(5D-FB)と導波管(HE130S)を検討した結果、伝送損は、ケーブルでは10dB/10m、導波管では2.5dB/15mであるので、伝送損の小さい導波管を用いることにした。コンバータの最適入力電力は8dBmが必要であるため、

ローカル信号伝送線路系全体の損失約7dBを考慮し、共通ローカル信号源として、出力21dBmの高出力ガン発振器に固定減衰器3dBを挿入し出力が18dBmとなるようにし、2基のコンバータに回路系損失も考えて8.2dBmずつ供給するようにした。

図8に示すように、受信衛星電波(12GHz帯)は共通ローカル信号により1.1640GHzのIFに変換し、4.2dBの方向性結合器で、2分割して、一方は電力合成器へ、一方はそのまま検出器に出力される。検出器出力はAGCレベルを用い、パソコン(P.C.)にてデータの記録(測定間隔1秒)を行なうようにしてある。

### 3.2 データ処理

図9に測定データの処理のプロセスを示す。2基の受信機(便宜上BS1, BS2と呼ぶ)で測定したそれぞれのキードAGCレベルの入出力特性<sup>7)</sup>を用い、受信信号電力(相対値)に変換する。この受信信号電力のうち、BS1及びBS2の信号電力は大気及び衛星軌道運動に起因する信号振幅成分の変化に相当する。

また、BS1とBS2が合成された電力はそれぞれの振幅成分を含めているので、それらの振幅成分を取り除き、電力合成器の合成利得の変化のみ取り出す。この合成利得から電力合成器の位相特性<sup>3)</sup>を用い、位相差を求め、得られた位相差から式(17)を用い到来角変動を求める。

また、到来角変動には大気及び衛星軌道運動による到来角変動が含まれているため、大気による変動分を取り

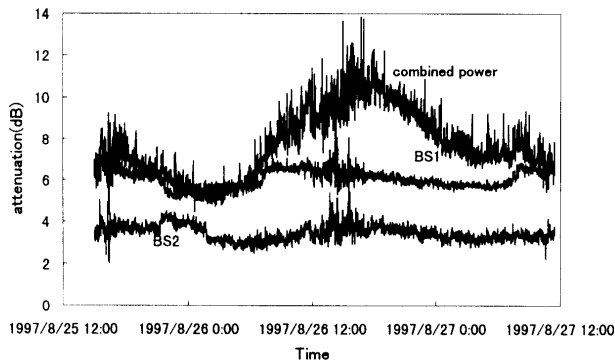


図10 合成電力と受信信号電力の変動

出す必要がある。そこで、3.5項で述べるが、得られた測定データを移動平均し、衛星軌道運動による1日周期の到来角変動を求め、差し引くことで、大気による変動分のみを求める。

### 3.3 取得データ

図10に1997年8月25～27日まで晴天時に観測した各受信信号電力（図中のBS1,BS2）と合成電力を示す。この図10から合成された信号は衛星軌道運動に起因すると考えられる大きなうねりと対流圏大気に起因すると考えられる速い変動が見られ、合成された信号はそれぞれの変化が拡大されていることが分かる。なお、各受信信号電力と合成電力の変動範囲は10dB以内で、キードAGCレベルの測定ダイナミックレンジの範囲20dB以内で収まることが確認できた。

しかし、この期間では測定装置の都合により晴天時だけ観測したため、測定ダイナミックレンジ範囲以内で収めることができたが、雨天時には2.3項で述べたように降雨減衰により測定ダイナミックレンジ範囲を超える可能性があることが考えられる。したがって、長期間観測を行うときには降雨減衰に対し十分なマージンを考慮する必要がある。

また、電力合成器の位相特性により合成利得が小さい領域（図10中、波形振幅の最大値の近傍）では合成利得が高い領域（図10中、波形振幅の最低値の近傍）に対して測定感度が良いことが分かる。したがって、より高精度に測定するためには位相特性を改善する必要がある。

### 3.4 位相差及び到来角変動の検討

3.2項の手順で3.3項の取得データの合成信号から求めた位相差の変動と到来角の変動を図11, 12に示す。図11より、位相差の変動範囲は約90degで図6に示した基線長8mにおける位相差の変動範囲180deg以内であることが確認できた。また、図11中で8月25日16時23分頃に長く突出しているところは大気による位相差（数度）と

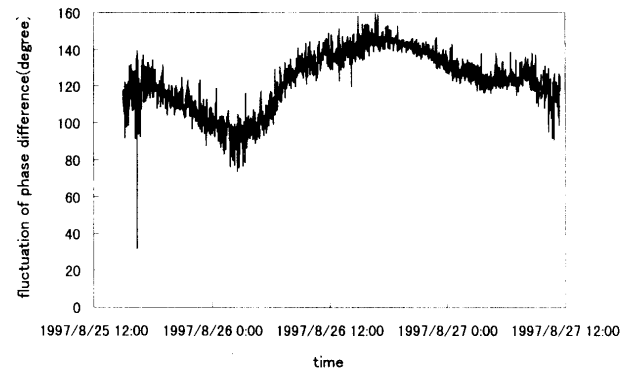


図11 位相差の変動

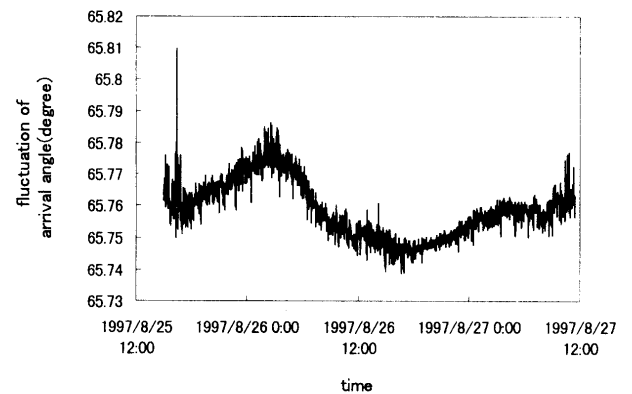


図12 到来角の変動

考えるにはその位相差（約80deg）がはるかに大きく、観測装置に起因すると思われるが、原因は定かでない。図12から衛星軌道運動による到来角変動の大きさは約0.05degで、7項で推定している到来角の変動0.1deg以内で観測されることが確認された。

### 3.5 移動平均による衛星軌道運動の検出

大気による到来角の変動は、衛星軌道運動に起因する変動に対してランダムで速い。その変動範囲は鹿児島の場合、仰角47degで、約±1.5mdeg程度と推定している<sup>3)</sup>。このような微少で速い変動成分を取り出すためには、周期的な衛星軌道運動による大きく、ゆっくりとした変動成分を取り除く必要がある。そこで、測定後のデータの移動平均をとり、衛星軌道運動の変動成分を取り除いた。

移動平均は周波数領域での低域通過フィルタリングに相当するものであり、高い周波数成分をもつ不規則雑音に埋もれた、比較的低周波数の信号を抽出することを目的としている<sup>8)</sup>。

今、高い周波数を雑音成分と緩やかに変る正弦波信号成分を持ち、サンプル間隔  $\Delta t$  ( $f_s = 1/\Delta t$ ) で測定されたデータを  $x(n)$  とする。この  $x(n) \{n = 0, 1, 2, \dots, N-1\}$  に、

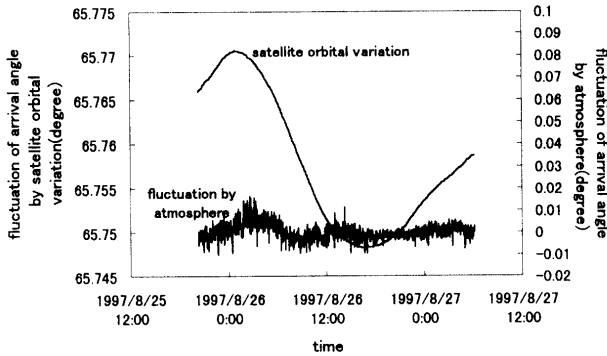


図13 大気変動による到来角の変動

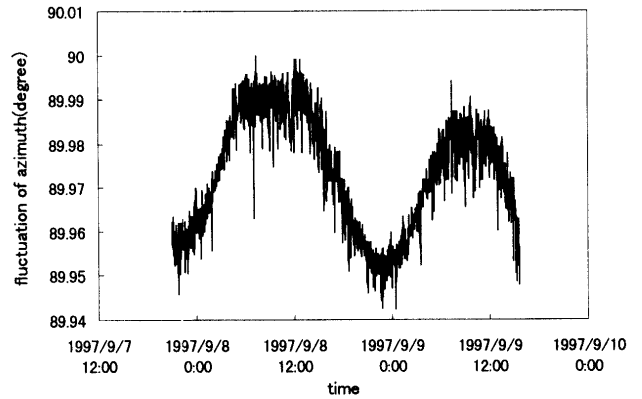


図14 基線長と電波到来方向との成す角度が90°のときの到来角の変動

$M$  点 ( $M$  は奇数とする) 移動平均を行った結果の出力信号  $y(n)$  は

$$y(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=-L}^{L} x(n+m) \quad (19)$$

$$L = (M-1)/2 \quad (20)$$

$$M = \frac{0.443 \cdot f_s}{f_c} \quad (21)$$

$f_s$  : 標本化周波数,

$f_c$  : 遮断周波数

と定義される<sup>9)</sup>。つまり、式(19)~(21)を用いることで信号を抽出することができる。しかし、実際には衛星軌道運動による到来角の変動は1日周期性はもつが正弦波ではないため、遮断周波数を決めることが難しい。

そこで、衛星軌道運動による到来角の変動を約1日周期の正弦波と仮定すると、式(21)から移動平均の個数  $M$  は631個となり、式(20)から  $L$  の値は315個となる。また、式(19)からわかるようにある時刻におけるデータの値 ( $n$ ) 及び前後  $L$  (315)個ずつの値を足し合せた後、 $M$  で割ると移動平均された出力信号即ち、衛星軌道運動による到来角変動が得られる。また、元の信号 (図12) から移動平均された出力信号を差し引くことにより、高周波成分、即ち、大気による到来角変動が得られる。その移動平均により抽出された衛星軌道運動による到来角変動と大気による到来角変動を図13に示す。この図13より1997年8月26日0時~12時までの大気による到来角の変動に小さなうねりが残ることがわかる。このことは衛星軌道運動による到来角変動が正弦波ではなく、1日周期より短い成分も含まれており、その成分が残っていると思われる。しかし、概ね、衛星軌道運動の影響は取り除くことができており、大気による到来角の変動は約1~15mdegであることが判る。

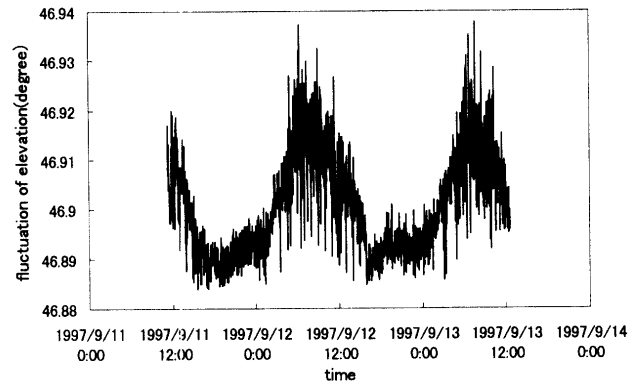


図15 基線長と電波到来方向との成す角度が0°のときの到来角の変動

### 3.6 基線長の設定による到来角の変動

B-CLM方式は基線を軸として回転させても電波源である静止衛星と基線との関係は変化しないため、基線に直交する面内での電波源の移動には分解能はない<sup>10, 11)</sup>。したがって、式(7)(8)から基線と電波到来方向の成す角度を0deg, 90degに設定することで、仰角及び方位角方向だけの到来角の変動を、より高精度に測定することができる。そこで、電波到来方向に対して、0deg, 90degになるように基線長8mを設置し、1997年9月7~9日、1997年9月11~13日に観測を行い、得られた観測データから3.2項の手順で求めた到来角の変動を図14, 15に示す。

この図14, 15からそれぞれの到来角変動は約0.06deg, 0.05degで、推定している変動範囲0.1deg以内で捉えることが確認でき、それぞれの到来角分解能は0.2~7mdeg, 0.2~7.5mdegであることが確認できた。これらの到来角分解能は仰角及び方位角方向の到来角変動成分が合成された図12での到来角分解能より数値的に精度が落ちるが、しかし、それぞれの方向だけの分解能であるため、より高精度に捉えられることが考えられる。このこ

とは仰角及び方位角方向の到来角変動成分が合成された図12の到来角変動より衛星軌道運動に起因すると考えられる大きなうねりが1日周期ではっきりしていることからわかる。したがって、基線の配置により到来角変動を高精度に測定できることが確認できた。

#### 4. 考 察

衛星軌道運動の変化及び電波伝搬路上の気象変化等を測定し、さらに衛星放送波(12GHz帯)と2基のアンテナからなる電波干渉計を用いたCLM方式の問題点を解決するためのB-CLM方式の理論的考察を行った。さらに、実際の測定装置を構成し、観測も行った。その結果、理論的考察ではB-CLM方式の到来角分解能が波長、基線の長さ依存することと基線配置により仰角及び方位角の変動成分をより高精度に検出することができることを示した。

また、得られた観測データから図6、図7に示した基線長8mにおける位相差の変動180deg、到来角変動0.1deg以内で捉えることが確認でき、基線長8mにおける到来角分解能は0.17mdeg~5.6mdeg程度が得られていることが確認できた。さらに、3.6から基線と電波到来方向の成す角度を0deg、90degに設定することでより高精度に捉えられることが確認できた。

今回、気象データとは詳細に比較していないが、B-CLM方式がシンチレーション、到来角の変動等を捉えるのに十分有効であることと、さらに基線長を自由に行うこと等から、より高精度に大気環境を測定するのに有効であることを示した。

今後、B-CLM方式はさらに基線をより長くして測定精度を向上し、その時生じる位相折り返しの判別法を確立する必要がある。またもう一つの基線を加え、同時に測定が可能となるようにシステムを確立する必要がある。

#### 5. 終わりに

今回の実験ではビーム伝送CLM方式の原理的な検討、実際の測定装置の構成、測定データの検証を行った。今回、気象データとは詳細に比較していないが、シンチレーション、到来角の変動等を捉えるのに十分有効である

ことと、基線長を自由にできること等から、より高精度に大気環境を測定するのに有効である事を示した。

#### 謝 辞

本研究・実験を進めるにあたり、御協力頂いた当研究室の皆さんに深く感謝します。

#### 参 考 文 献

- 1) 林理三雄, 木原芳一, 安田茂, “オフセットビーム方式および共通ローカル方式による高精度大気環境測定システム,” 信学論(B-II), vol. J81-B-II, no. 1, pp. 54-62, Jan. 1998.
- 2) 林理三雄, 内野誠, 木原芳一, 牛ノ濱和仁, 吉留忠大, 安田茂, 西牟田一三, “鹿児島における12GHz伝搬特性,” 平7九州支部連大, p. 562, Oct. 1995.
- 3) 林理三雄, 牛ノ濱和仁, 内野誠, 木原芳一, 吉鶴麗壘, 西牟田一三, 安田茂, “12GHz高精度大気環境センシング実験,” 平7九州支部連大, p. 563, Oct. 1995.
- 4) 林理三雄, 張宰赫, 安田茂, 牛ノ濱和仁, 吉鶴麗壘, “CLM方式におけるシステム基礎実験,” 平8九州支部連大, p. 620, Oct. 1996.
- 5) 例えば, 早川正士, “波動工学,” pp. 229-231, コロナ社, 1992.
- 6) 宮憲一, “衛星通信技術,” 電子情報通信学会, 1985.
- 7) 林理三雄, 張宰赫, 石原秀泰, 金田直樹, 安田茂, “ビーム伝送によるCLM方式,” 平9九州支部連大, p. 325, 1997.
- 8) 南茂夫, “科学計測のための波形データ処理,” CQ出版社, 1995.
- 9) 江原義郎, “ユーザズデジタル信号処理,” 東京電機大学出版局, 1991.
- 10) 河野宣之, “VLBIの原理,” 郵政省電波研究所季報, vol. 24, no. 130, 1978.
- 11) 日本測地学会編, “新訂版GPS,” 日本測量協会, 1989.