

ビーム伝送の多点共通ローカル方式による 高精度大気環境測定システム

張 宰赫* 尾長谷 正和** 松元 良寿** 安田 茂** 林 理三雄**

A STUDY ON PRECISE TROPOSPHERE MEASUREMENT SYSTEM
BY THE USE OF MULTIPPOINTS BEAM TRANSFERRED
COMMON LOCAL OSCILLATOR METHOD

Jae-hyeuk JANG, Masakazu OBASE, Yoshihisa MATSUMOTO,
Sigeru YASUDA, Risao HAYASHI

This paper discusses a simple and highly accurate technique for measurement of geostationary satellite orbit motion and of atmospheric effect on troposphere using the 12-GHz satellite communication channel. We made clear that the satellite motion in the orbit, rainfall attenuation, amplitude/phase scintillation and variations of the troposphere refractive index can be accurately measured by the use of this system.

1. はじめに

近年,日本では有線による大容量通信との融合も考慮し,ギガビット級の衛星系伝送技術の検討がなされている.このような大容量衛星通信システムの設計においては,従来使用されていないミリ波帯の電波の活用も重要であるため,その電波の伝搬時に

受ける大気による影響を定量的に把握しなければならない.

そこで,我々は,電波干渉計の原理を応用したCLM(Common Local oscillator Measurement)方式¹⁾を提案し,衛星軌道運動や電波伝搬路上の気象変化などを測定してきた.その結果,この方式が降雨減衰,シンチレーション,到来角変動などを高精度に測定するのに十分有効であることを実験的に確かめた.

しかし,この方式の観測精度を上げるために干渉計の基線を長くすると高い周波数のローカル信号の伝送損失が大きくなるなどの問題が生じてくる.

2000年7月15日受理

* 博士後期課程システム情報工学専攻

** 電気電子工学科

そこで、基線の一端に2基の受信アンテナを近接して置き、他端に設置した反射器で衛星放送波をビーム伝送する B-CLM(Beam transferred CLM)方式²⁾を提案し、実験を行った。その結果、反射板のみを移動することだけで、基線方向、基線長を自由に設定でき、ローカル信号は基線の一端にのみ安定に供給することで対応できた。これらのことより、従来の CLM 方式の観測精度をより高く測定できることを確かめた。さらに、我々は B-CLM 方式をより高確度化するため、3 基線で観測を行う MB-CLM (Multi-points Beam transferred CLM) 方式を考案し、研究を行っている。この方式では多点で観測することにより、上述の気象変化に加え、雨域の移動速度や移動方向なども測定できる。本稿では、MB-CLM 方式の原理を検討し、取得されたデータを用い、本方式が大気環境や衛星軌道変動等をより高確度・高精度に測定できることを報告する。

2.MB-CLM 方式の原理

2.1 原理

ビーム伝送による多点 CLM 方式を、以下 MB-CLM(Multi-points B-CLM)方式と呼ぶことにする。図1に MB-CLM 方式の概略図を示す。

この方式は電波干渉計の原理を利用し、三つのアンテナで受信される信号の位相差と受信信号電力変化を同時に観測する方式である。対流圏大気が位相に与える影響を測定することができ、また各アンテナ間の位相差から到来角の変化を得て衛星軌道の変化と大気屈折率変動を求めることができる。

図1より、B 点に3基の受信アンテナを、A 点と C 点に反射器を設置して基線長 r_{AB} 、 r_{BC} 、 r_{CA} の三つの電波干渉計を構成する。基線と到来電波の方位方向とのなす角(以下:方位角)を θ_{AB} 、 θ_{BC} 、 θ_{CA} と、到来電波方向と地面とのなす角(以下:仰角)を φ_{AB} 、 φ_{BC} 、 φ_{CA} とするとそれぞれの基線に対す

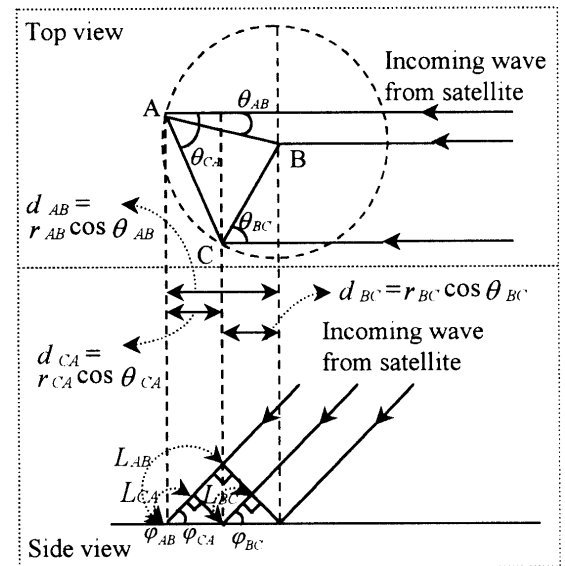


図1 MB-CLM 方式の基線配置図

る伝搬光路差 L_{AB} 、 L_{BC} 、 L_{CA} は

$$\left. \begin{aligned} L_{AB} &= d_{AB} \cos \varphi_{AB} = r_{AB} \cos \theta_{AB} \cos \varphi_{AB} \\ L_{BC} &= d_{BC} \cos \varphi_{BC} = r_{BC} \cos \theta_{BC} \cos \varphi_{BC} \\ L_{CA} &= d_{CA} \cos \varphi_{CA} = r_{CA} \cos \theta_{CA} \cos \varphi_{CA} \\ &= (r_{AB} \cos \theta_{AB} - r_{BC} \cos \theta_{BC}) \cos \varphi_{CA} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

となる。この式(1)は A、B、C のそれぞれが受信アンテナである場合に当たる。しかし、本システムでは3基の受信アンテナを一個所に設け、1基の受信アンテナは衛星からの電波を直接受信し、他の2基は衛星からの電波を反射板で反射させ、受信できるようにするため、式(1)を反射器による光路差を考慮した式に直さなければならない。その式は以下のように示される。

$$\left. \begin{aligned} L_{AB} &= r_{AB} + r_{AB} \cos \theta_{AB} \cos \varphi_{AB} \\ L_{BC} &= r_{BC} + r_{BC} \cos \theta_{BC} \cos \varphi_{BC} \\ L_{CA} &= r_{AB} - r_{BC} + (r_{AB} \cos \theta_{AB} \\ &\quad - r_{BC} \cos \theta_{BC}) \cos \varphi_{CA} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

信号源が基線長に比べてかなり離れている静止衛星であるため、到来電波を波長が λ の平面波と仮定すると位相差 φ_{AB} 、 φ_{BC} 、 φ_{CA} は

$$\left. \begin{aligned} \phi_{AB} &= \frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} (1 + \cos \theta_{AB} \cos \varphi_{AB}) \\ \phi_{BC} &= \frac{2\pi r_{CA}}{\lambda} (1 + \cos \theta_{BC} \cos \varphi_{BC}) \\ \phi_{CA} &= \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ r_{AB} - r_{BC} + (r_{AB} \cos \theta_{AB} \right. \\ &\quad \left. - r_{BC} \cos \theta_{BC}) \cos \varphi_{CA} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

と表される。このような伝搬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空間的・時間的の変動などにより、幾何学的に変動する。

今 r_{AB} , r_{BC} , r_{CA} は一定であるとし, θ_{AB} , θ_{BC} 及び φ_{AB} , φ_{BC} , φ_{CA} が以下の式(4), (5)のようにそれぞれの初期値 θ_{0AB} , θ_{0BC} 及び φ_{0AB} , φ_{0BC} , φ_{0CA} を中心に時間的に僅かな変動すると仮定する。

$$\left. \begin{aligned} \theta_{AB} &= \theta_{AB}(t) = \theta_{0AB} + \Delta\theta_{AB}(t) \\ \theta_{BC} &= \theta_{BC}(t) = \theta_{0BC} + \Delta\theta_{BC}(t) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{AB} &= \varphi_{AB}(t) = \varphi_{0AB} + \Delta\varphi_{AB}(t) \\ \varphi_{BC} &= \varphi_{BC}(t) = \varphi_{0BC} + \Delta\varphi_{BC}(t) \\ \varphi_{CA} &= \varphi_{CA}(t) = \varphi_{0CA} + \Delta\varphi_{CA}(t) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

また, それぞれの位相差の変化分を求めるため, 初期値の付近でテーラー展開し, 初期値に比べ, 変化分はかなり小さいとし, 1次項まで取るとするとそれぞれの位相差の変化分は

$$\left. \begin{aligned} \Delta\phi_{AB} &= -\frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} \left\{ \sin \theta_{0AB} \cos \varphi_{0AB} \Delta\theta_{AB}(t) \right. \\ &\quad \left. + \cos \theta_{0AB} \sin \varphi_{0AB} \Delta\varphi_{AB}(t) \right\} \\ \Delta\phi_{BC} &= -\frac{2\pi r_{BC}}{\lambda} \left\{ \sin \theta_{0BC} \cos \varphi_{0BC} \Delta\theta_{BC}(t) \right. \\ &\quad \left. + \cos \theta_{0BC} \sin \varphi_{0BC} \Delta\varphi_{BC}(t) \right\} \\ \Delta\phi_{CA} &= -\frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} \left\{ \sin \theta_{0AB} \cos \varphi_{0AB} \Delta\theta_{AB}(t) \right. \\ &\quad \left. + \cos \theta_{0AB} \sin \varphi_{0AB} \Delta\varphi_{CA}(t) \right\} \\ &\quad + \frac{2\pi r_{BC}}{\lambda} \left\{ \sin \theta_{0BC} \cos \varphi_{0BC} \Delta\theta_{BC}(t) \right. \\ &\quad \left. + \cos \theta_{0BC} \sin \varphi_{0BC} \Delta\varphi_{CA}(t) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

となる。このように MB-CLM 方式で観測されるそれぞれの位相差変動は到来角の仰角及び方位角変動成分の関数となる。式(6)より, 初期値は基線配置により決まる値で既知数あり, 仰角及び方位角の

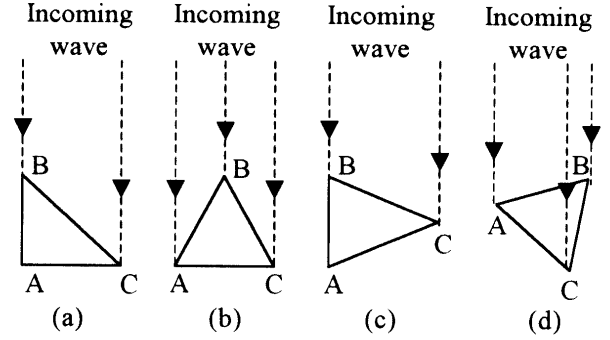


図2 基線配置の例

変化分 $\Delta\theta_1(t)$, $\Delta\theta_2(t)$, $\Delta\varphi_1(t)$, $\Delta\varphi_2(t)$, $\Delta\varphi_3(t)$ は, 対流圏大気及び衛星軌道運動によるものであるため, 未知数である。したがって, 式数より未知数が多いため, 得られた位相差変化分から仰角及び方位角の変化分を求めることはできない。そこで, 我々は基線配置によって初期値が変わることを用い, パラメータを減らす方法を考えた。次節にその方法について述べる。

2.2 基線配置

式(6)の通り, MB-CLM 方式で測定されるそれぞれの位相差の変化分は, 基線長及び基線の到来電波方向に対する配置によって左右される。したがって, 式(6)において, 初期値を 0° または 90° になるように基線を配置すれば, 得られた位相差変化分から仰角及び方位角の変化分を求めることができる。図2にパラメータを減らすことができる場合の基線配置を示す。

図2における A, B, C は, 図1の地表面と同様に B 点には3基の受信アンテナを, A 点と C 点には反射器を設置したとする。図2より, (a)は二つの基線を到来電波方向に対して直角と一直線上に, (b)と(c)は一つの基線だけをそれぞれ直角と一直線上になるように配置したものである。(d)は到来電波方向に対して一つの基線でも直角と一直線上にならないように配置したものである。(a), (b), (c)

の基線配置に対する式(6)は

(a) $\theta_{0,AB}=0^\circ$, $\theta_{0,BC}=90^\circ$ 場合,

$$\left. \begin{aligned} \Delta\phi_{AB} &= -\frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} \{\sin\varphi_{0,AB} \Delta\varphi_{AB}(t)\} \\ \Delta\phi_{BC} &= -\frac{2\pi r_{BC}}{\lambda} \{\cos\varphi_{0,BC} \Delta\theta_{BC}(t)\} \\ \Delta\phi_{CA} &= -\frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} \{\sin\varphi_{0,AB} \Delta\varphi_{CA}(t)\} \\ &\quad + \frac{2\pi r_{BC}}{\lambda} \{\cos\varphi_{0,BC} \Delta\theta_{BC}(t)\} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

(b) $\theta_{0,AB}=90^\circ$ 場合,

$$\left. \begin{aligned} \Delta\phi_{AB} &= -\frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} \{\cos\varphi_{0,AB} \Delta\theta_{AB}(t)\} \\ \Delta\phi_{BC} &= -\frac{2\pi r_{BC}}{\lambda} \{\sin\theta_{0,BC} \cos\varphi_{0,BC} \Delta\theta_{BC}(t) \\ &\quad + \cos\theta_{0,BC} \sin\varphi_{0,BC} \Delta\varphi_{BC}(t)\} \\ \Delta\phi_{CA} &= -\frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} \{\cos\varphi_{0,AB} \Delta\theta_{AB}(t)\} \\ &\quad + \frac{2\pi r_{BC}}{\lambda} \{\sin\theta_{0,BC} \cos\varphi_{0,BC} \Delta\theta_{BC}(t) \\ &\quad + \cos\theta_{0,BC} \sin\varphi_{0,BC} \Delta\varphi_{CA}(t)\} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

(c) $\theta_{0,AB}=0^\circ$ 場合,

$$\left. \begin{aligned} \Delta\phi_{AB} &= -\frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} \{\sin\varphi_{0,AB} \Delta\varphi_{AB}(t)\} \\ \Delta\phi_{BC} &= -\frac{2\pi r_{BC}}{\lambda} \{\sin\theta_{0,BC} \cos\varphi_{0,BC} \Delta\theta_{BC}(t) \\ &\quad + \cos\theta_{0,BC} \sin\varphi_{0,BC} \Delta\varphi_{BC}(t)\} \\ \Delta\phi_{CA} &= -\frac{2\pi r_{AB}}{\lambda} \{\sin\varphi_{0,AB} \Delta\varphi_{CA}(t)\} \\ &\quad + \frac{2\pi r_{BC}}{\lambda} \{\sin\theta_{0,BC} \cos\varphi_{0,BC} \Delta\theta_{BC}(t) \\ &\quad + \cos\theta_{0,BC} \sin\varphi_{0,BC} \Delta\varphi_{CA}(t)\} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

となる。(d)の基線配置による位相差変化分は式(6)のままになるため、ここでは省略する。式(7)~(9)より、未知数はそれぞれ三つ、四つ、四つとなり、式を解くことができるのは式(7)である。したがって、得られた位相差の変化分から到来角の仰角及び方位角の変化分を求めるためには、二つの基線を到来電波方向に対して直角と一直線上になるように配置する必要がある。また、式(6)と(7)を比

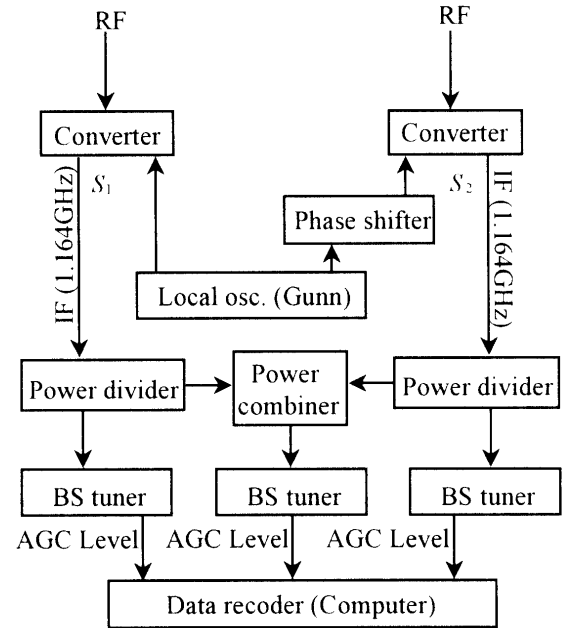


図3 信号検出系のブロック図

較して見ると、この基線配置を取ることで、測定したい方向の変動成分のみが拡大され、より高精度に測定できることがわかる。さらに、位相差の変化分に対して、基線長が長いほど、より微小な到来角の仰角及び方位角の変化成分として捉えることができる。

2.3 位相測定法

図3にMB-CLM方式における一つの基線におけるシステムのブロック図を示す。各アンテナで受信されたRF信号はアンテナの近傍で共通のローカル信号によりIF信号に周波数変換され、方向性結合器で振幅測定用と位相測定用に分配したあと、信号加算器にて位相合成される。位相差の変化はこの信号加算器を用い、受信信号電力の変化として測定する。

今、2台のコンバータからのIF信号出力を 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 ϕ_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、

$$S_1 = E_1 \cos \omega t \quad (10)$$

$$S_2 = E_2 \cos(\omega t + \phi_g) \quad (11)$$

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）に入力し、その出力信号を S_{sum} とすると

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

となる。合成信号 S_{sum} の平均電力 $P(S_{sum})$

$$P(S_{sum}) = \frac{1}{2} (S_{sum})^2 = \frac{1}{2} \{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos \phi_g\} \quad (13)$$

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

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、 ϕ_g が得られる。

3. 基線長及び到来角変動の分解能

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、 $\pm 0.1 \text{deg}$ 以内の範囲で変動している³⁾。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 0.1deg/day 以内と推定している¹⁴⁾。

このような到来角変動を観測するためには、必要となる基線の長さとその長さでの到来角分解能をあらかじめ予想する必要がある。本方式において、式(7)により基線長が長くなれば、到来角変動に対する位相差の変化は拡大されて測定されることがわかる。しかしながら、位相差変動が 180deg 以上になると、信号加算器の位相特性¹⁾ によって、位相の折り返し（不確定性）が生じて

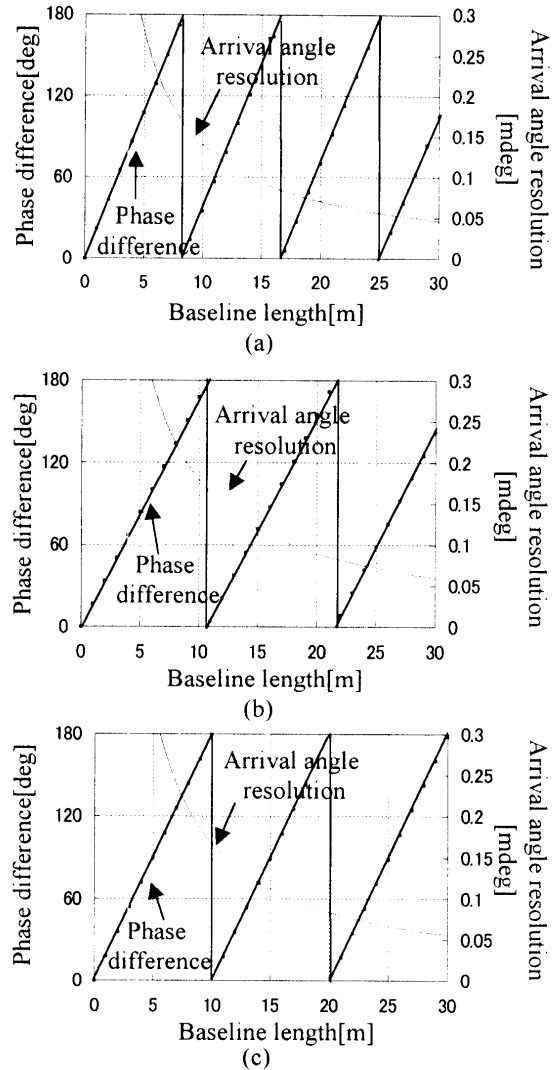


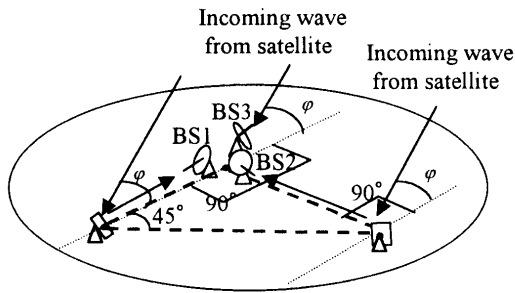
図4 基線における位相差変化及び到来角分解能

(a) 基線と到来電波の方位方向は 45deg

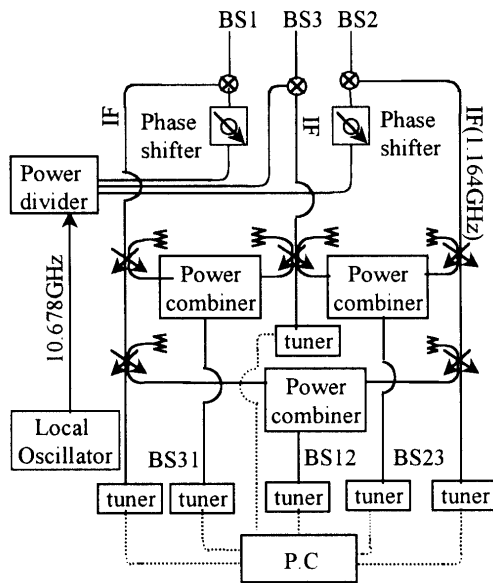
(b) 基線と到来電波の方位方向は 90deg

(c) 基線と到来電波の方位方向は 0deg

それは正確に見分け難くなる。よって、なんらかの判別法がない限り位相差変動が 180deg 以内となるように基線を配置する必要がある。図 4(a)~(c) に各基線で 180deg となる基線長とその基線長での到来角分解能を示す。なるように基線を配置する必要がある。図 4(a)~(c) に各基線で 180deg となる基線長とその基線長での到来角分解能を示す。これらの図は式(7)を用いて 0.1deg の到来角変動に対す



(a)



(b)

図5 MB-CLM方式の概略図 (a)基線配置 (b) 信号検出系

る位相差変化とその分解能を求めたものである。

これらの図から、本方式において、位相差の変化が180deg以内になるようにするためには基線長をそれぞれ約8m, 10m, 10m以下とするのが望ましいと考えられる。

また、図4(a)~(c)には位相の折り返しが生じない圏での基線長に対する到来角分解能を示している。分解能はAGC電圧の測定精度と電力合成器の特性に依存する²⁾。AGC電圧を0.01V単位で読みとっているため、位相差の測定精度は0.3degと見込んでいる。

これらの図から位相の折り返しを生じない最大基線長8m, 10m, 10mとすれば、本方式での最大

表1 使用装置諸元

Receiving antenna (converter)	Made by MASPRO(BS45B)
	Offset parabola(444mm)
	NF 0.9dB
Receiving tuner	Made by SONY(SAT770P)
Phase shifter	Made by Sage Lab.(6805A)
Power Combiner	Made by HP(HP11636A)
Wave guide(Local)	Made by HITACHI(HE130S)
Reflector	Size 1m × 1m
	Thickness 3mm
	Aluminum plate

角度分解能は0.17mdeg程度の分解能を持つことが見込まれる。

4. 実験システム及び実験結果

4.1 実験システム

図5(a),(b)にそれぞれ実験システムの概略を示す。(a)はアンテナ配置,(b)は受信検出系のブロック図である。表1に使用装置諸元を示す。

受信アンテナ及び平面反射器は鹿児島大学工学部電気電子棟屋上に設置し、受信アンテナと反射器との距離は8mとした。また、二つの反射器は到来電波の方位方向に対し、一直線上と直角となるように設置し、反射器からの受信信号のレベルが最大になるように反射器を調整した⁵⁾。

また各アンテナ間の干渉については、互いに逆偏波の信号を受信すること、ビーム方向が異なることからアイソレーションが60dB以上あることを確認している。

ローカル信号(10.678GHz)の供給には、3分配器までは、15mの導波管(HE130S)を用い、3分配器からコンバータまではセミリジット同軸ケーブル

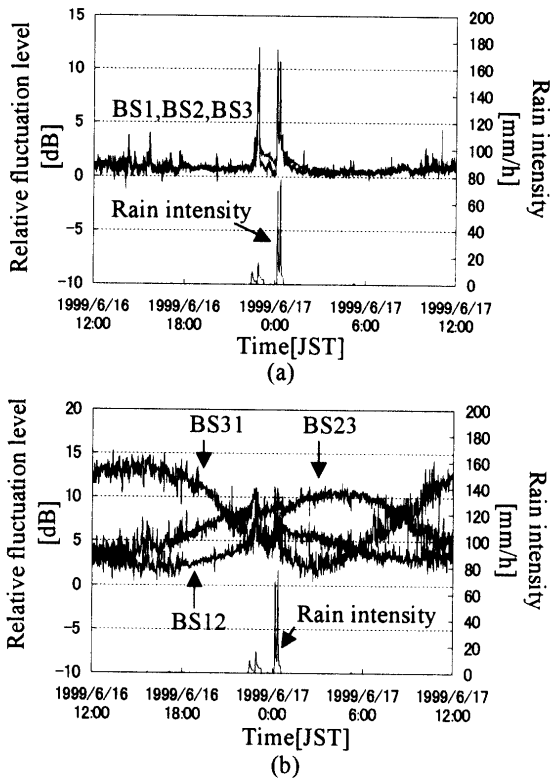


図6 MB-CLM方式による受信レベル変動

(DGM010-01000A)を用いた。導波管の伝送損は 2.5dB, セミリジット同軸ケーブルの伝送損は約 3.5dB である。また、3 端子分配器の分配・挿入損失は 5dB である。共通ローカル信号源には出力 19dBm の Gunn 発振器を用いた。各コンバータへは、ローカル信号伝送線路系全体の損失 11dB を差し引いた、8dBm が供給される（コンバータの標準入力電力は 8dBm）。

一つの干渉計で受信した衛星電波(12GHz 帯)は 1.1640GHz の IF 信号に変換され、さらに方向性結合器で 2 分配されて、電力合成器及び BS チューナ (Sony 製 SAT770SP) に入る。受信信号電力の検出にはチューナのキード AGC 電圧を用い、これを 12 ビット A/D 変換して計算機に取り込んでいる。測定には受信信号電力変化に対する AGC 電圧の変化が大きい、リニアな部分を用いるようにしており、その測定ダイナミックレンジは約 20dB である¹⁾。

また受信系の内部雑音の影響を減らすため、コンバータ前面から一定レベル約 12GHz の正弦波信号を同軸ケーブルからの漏れ電波にして注入し、電波吸収体で全体を被い測定した。その結果、雑音による見かけ上の位相差の変化は約 ± 1.5 deg, 到来角の変動は約 ± 1 mdeg 程度であることがわかった²⁾。この測定では内部雑音に加えて、300K の外来熱雑音源（電波吸収体）も含まれているため、実際の内部雑音による影響はより小さいと思われる。

4.2 取得データ

図 6(a),(b)に 1999 年 6 月 16~17 日に観測した各アンテナの受信信号と、その合成信号の受信レベルの変動を示す。これから図 5 に示したようにそれぞれの受信信号を BS1, BS2, BS3 とし、合成信号を BS12, BS23, BS31 とする。図 6 の左縦軸は相対的な変動の程度を示しており、大きい値ほど受信信号の電力が小さいことを示している。また、右縦軸は降雨強度を示している。図 6(a)では対流圏大気に起因すると考えられる速い変動が、(b)では衛星軌道運動に起因すると考えられる大きなうねりが見られ、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判る。また、この観測期間、16 日 22 時ぐらいから 17 日の 1 時までにかけて、降水量 80mm/h 程度の強い雨が降った。この降雨がそれぞれの受信信号電力及び合成信号に影響を与えている様子が測定されている。また、その受信信号電力と合成電力の変動範囲は 15dB 以内で、検出器出力として参照している AGC 電圧の測定ダイナミックレンジの範囲約 20dB 以内で収まることを確認した。

4.3 位相差及び到来角変動

2 基のアンテナで受信した信号は加算器で合成されて、チューナに入力される。加算器へ入力する二つの入力信号の位相差と合成電力との関係は予め測定しておき¹⁾、合成電力の変化を位相差の変化

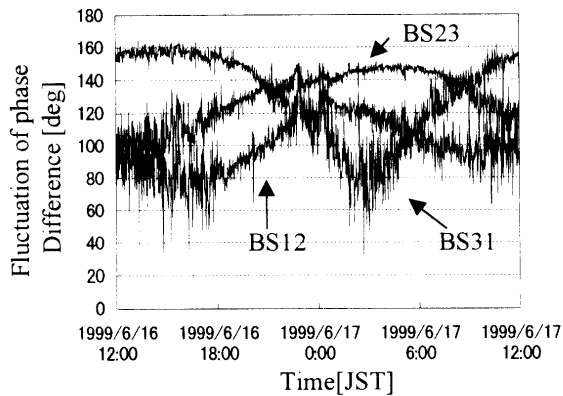


図7 MB-CLM方式による位相差の変動

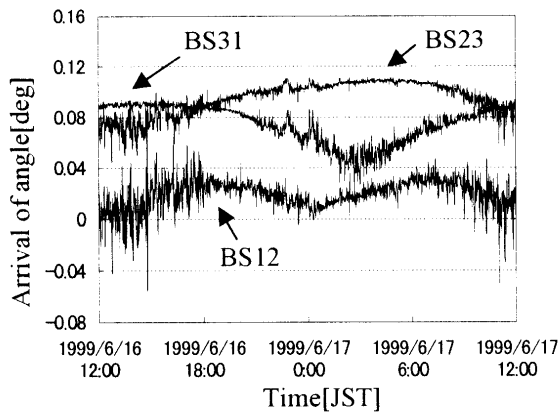


図8 MB-CLM方式による到来角の変動

に換算する。さらに得られた位相差の変動から式(7)を用いて到来角の変動を求める。この手順で図6の取得データの合成電力変化から求めた位相差の変化を図7に、位相差の変化から求めた到来角の変動を図8に示す。

図7から位相差の変化の範囲はBS12が約130deg、BS23が約120deg、BS31が140degである。図8から衛星軌道運動による到来角変動の大きさはBS12が約0.12deg、BS23が約0.1deg、BS31が0.08degである。それぞれの位相差及び到来角変動は想定した範囲内であることが確認できる。

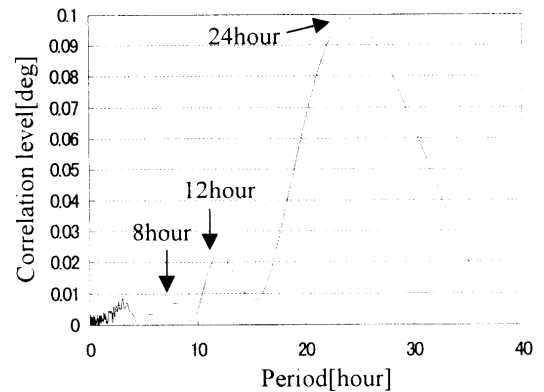


図9 MB-CLM方式による到来角変動のDFT('99/6/16~'99/6/17)

4.4 大気による到来角変動の検出

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 ± 1.5 mdeg程度と推定している¹⁾。このような微小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⁶⁾。

今、高い周波数の雑音成分と、緩やかに変化する正弦波信号成分を持つような、サンプル間隔 $\Delta(f_s = 1/\Delta)$ 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、 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

$$y(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=-L}^{m=L} x(n+m) \quad (15)$$

$$L = (M-1)/2 \quad (16)$$

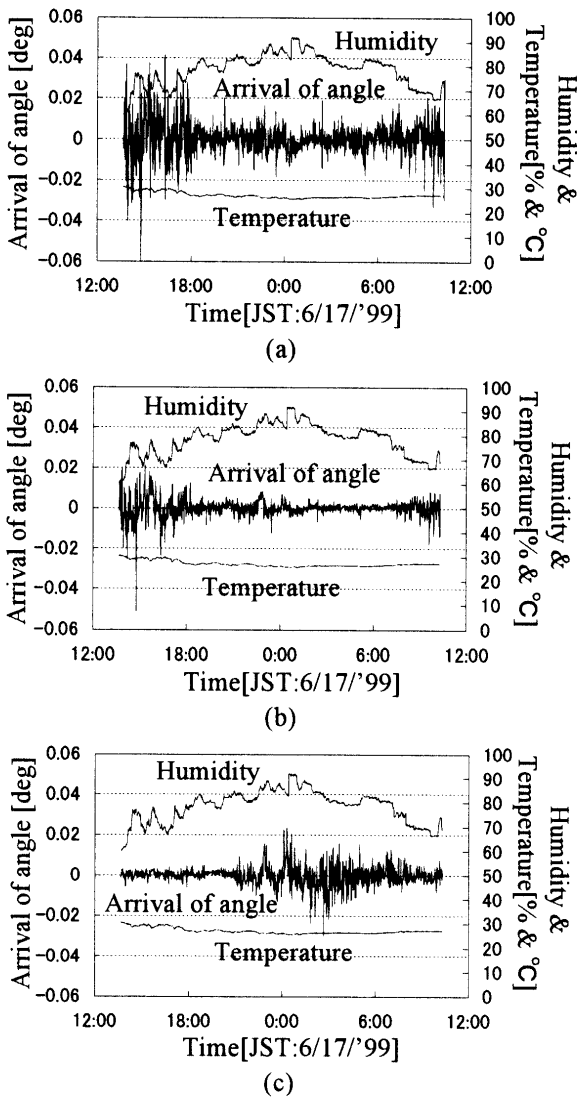


図 10 大気の変動による到来角変動 (a) BS12, (b) BS23, (c) BS31

$$M = \frac{0.443 \cdot f_s}{f_c} \quad (17)$$

f_s : 標本化周波数,

f_c : 遮断周波数

と定義される⁷⁾。即ち、式(15)~(17)を用いることで緩やかな変化の正弦波信号成分を抽出することができる。実際には衛星軌道運動による到来角の変動は1日周期性を持つが、正確な正弦波ではない。測定された到来角変動と、衛星軌道運動との周期

性の相関を調べるため、図8の到来角変動のデータに対してDFTで処理した結果を図9に示す。

この図から測定された到来角変動は、8時間以下の短い周期群と8時間と12時間と24時間にピーク群を持つことがわかる。我々は8時間と12時間のピーク群は、電力合成器の位相特性によるものと、24時間のピーク群は衛星軌道運動による到来角変動の周期性であると推定している。よって大気による到来角変動を取り出すために、約8時間以下の周期成分をフィルタリングする。

8時間の遮断周波数により、式(17)から移動平均の個数Mは201個となり、式(16)からLの値は100個となる。また、式(15)から判るようにある時刻におけるデータの値(n)及び前後L(100)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8)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を得ることができる。得られた大気によるそれぞれの到来角変動を図10に示す。

さらにこの図には比較のために気象台データの気温、湿度も示している。図10には、4.2節にも示したように、この観測期間では16日22時ぐらいから17日の1時までにかけて、降水量80mm/h程度の強い雨が降り、その雨によって到来角変動が発生している様子が測定されている。その到来角変動値はBS12が約0.018deg、BS23が約0.01deg、BS31が約0.025degで、BS31が一番大きく、今回のような雨は、到来角の仰角成分に大きく影響を与えるという現象が現れた。

また、図10(a),(b)より、80mm/h程度の強い雨による到来角変動に比べ、16日12時~18時と17日9時~12時に発生した到来角変動が大きいということが分かる。これはBS23が到来角の方位角変動成分のみによるものであることから大気屈折率の水平分布の時間変化と関係があると思われる。

大気屈折率は気温と湿度などに依存し、時間的・空間的に変化する。図 10 に示した地上気温及び湿度のグラフより、雨のあった時間の気温及び湿度の変化率より 16 日 12 時～18 時と 17 日 9 時～12 時のところの方が大きく、この変化率に対する大気屈折率の変化によって雨による到来角変動値より大きいと考えられる。

5. むすび

電波干渉計の原理を応用して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する B-CLM 方式をより高精度化するため、ビーム伝送による多点 CLM (MB-CLM) 方式を考案した。理論的考察と、実際に装置を構成して基礎的観測も行った。その結果、基線を三つにすることにより、到来角変動の仰角及び方位方向成分を同時に測定でき、衛星軌道運動をより高精度に測定できることと、大気が到来角のどの方向成分に影響を与えるのかを測定できることを示した。

以上のことから MB-CLM 方式が衛星放送波のシンチレーションや到来角の変動等を捉えるのに十分有効であり、また、より高精度に大気環境や衛星の軌道運動を測定できると考えられる。

謝辞

実験、観測ならびにデータ解析にあたり、手伝って頂いた柳瀬 三司君、アスリナ・アミヌディンさんをはじめとして研究室の皆さんに感謝いたします。

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, 木原芳一, 安田茂, “ビーム伝送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. J82-B, no. 3, pp. 452-460, Mar. 1999.
- 3) 宮憲一, “衛星通信技術,” 電子情報通信学会, 1985.
- 4) 林理三雄, 張宰赫, 石原秀康, 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.
- 5) 林理三雄, 張宰赫, 安田茂, 牛ノ濱和仁, 吉鶴麗璽, “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.
- 6) 南茂夫, “科学計測のための波形データ処理,” CQ 出版社, 1995.
- 7) 江原義郎, “ユーザーズデジタル信号処理,” 東京電機大学出版局, 1991.