

共通ローカル方式（CLM方式）による大気環境測定に関する研究

木原 芳一*・石原 秀康**・安田 茂***・林 理三雄***

A Study on the Measurement of Troposphere by Common Local Oscillator Measurement

Yoshikazu KIHARA, Hideyasu ISHIHARA, Shigeru YASUDA and Risao HAYASHI

This paper describes a new method of measuring the influence of the troposphere on a satellite communication link whose frequency is 12GHz. One feature of the new method is to measure phase fluctuation using a simple radio interferometer with a phase standard. Another is to measure angle of arrival with offsetting antennas. This system makes use of satellite broadcasting waves, and simultaneously measures the influence of a troposphere for an amplitude ingredient and a phase ingredient of an arriving RF wave. If these methods are used, rain attenuation, amplitude and phase scintillation, atmospheric refractivity fluctuation by the troposphere, and satellite orbit fluctuation can be detected precisely. The results of this preliminary experiment show that this system has a resolution 6.7 mdeg for angle of arrival, and a sensitivity of 0.7 dB for RF power fluctuation.

1. はじめに

衛星通信回線においては、電波が対流圏を通過する際に受ける影響が回線上問題となる⁽¹⁾。近年の衛星放送のデジタル化など衛星通信の進展に伴ない、周波数の有効利用や、より高い周波数帯の利用が考えられ、そのため降雨減衰やシンチレーションなど対流圏の影響を細かくセンシングすることがますます重要となっている。

また逆に、通常降雨や大気の水蒸気量などは雨量計やラジオゾンデを用いた直接測定が主だが、衛星放送波の性質を用いることで、それらをリモートセンシングすることができると思われる。

そのため、我々はBS3aの衛星放送波（12GHz帯）を利用した測定装置を用いて、主に降雨減衰とシンチレーションの測定を行ってきた⁽²⁾⁽³⁾。

その結果、鹿児島地方は、降雨強度と降雨減衰の相関が低い局所的な対流性の降雨が多く、衛星放送波に対して、突発的に、継続時間の長く、かつ大きい降雨減衰を受けることが明らかになった。また降雨域が伝搬路に近づく、または離れようとするときにシンチレーションの

大きいことも判ってきている⁽⁴⁾。

しかしながら既存の我々の観測系では、測定量は受信信号電力の変化のみであり、またシンチレーションや到来角などの小さな変動を正確に見積もることが困難であった⁽³⁾⁽⁵⁾。そこで我々はあらたに、アンテナを主ビーム方向からオフセットして配置するOBM方式（Offset Beam Measurement）、電波干渉計を用いた共通ローカル方式観測装置（Common Local oscillator Measurement、以下CLM方式）を開発している。OBM方式は、原理的には衛星電波追尾方式等で用いられる振幅比較モノパルス方式⁽⁶⁾であり、CLM方式は位相比較モノパルス方式⁽⁶⁾に似ている。ここでは、これらを用いることで降雨減衰、シンチレーション観測、到来角の変化等を高精度に測定することを試みている。本稿ではこれら観測方式の原理と、システムの立ち上げに際する測定装置の諸特性の検討、また取得されたデータ及び解析について述べる。また各方式の比較と問題点についても考察する。

2. 各測定方式の概要

(1) 受信信号電力の測定法

受信信号電力の変化は、OBM方式、CLM方式ともに、市販のBSチューナ（Sony製SAT-770SP）を改良した装置を用い、キードAGC電圧を参照して得ている⁽²⁾。この受信信号電力変化に対するキードAGC電圧

平成9年5月31日受理

*沖電気(株)

**博士前期課程電気電子工学専攻

***電気電子工学科

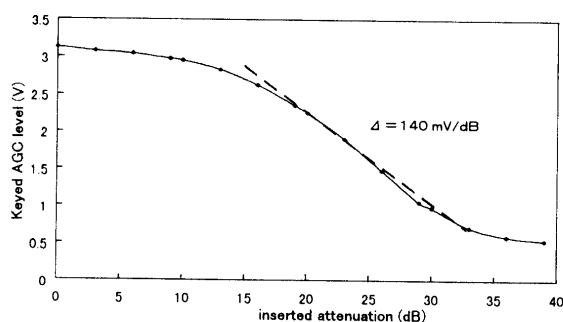


図1 RF電力-Keyed AGC電圧特性

の特性を図1に示す。測定には受信信号電力変化に対しAGCの感度の良い部分を用いている。図1より測定ダイナミックレンジは約20dB、受信信号電力の変化に対するAGCの感度は約140mV/dBであることがわかる。測定されたデータは測定間隔1秒で、12ビットのA/D変換にてコンピュータに記録され、現在24時間の観測を行っている。

(2) OBM方式

OBM方式は、受信信号電力の変化に加えて、アンテナの指向性を利用し、衛星の軌道運動や、対流圏大気の運動に起因する電波到来角の変化を測定する方式である⁽³⁾。

測定装置は図2のように、2つの指向性の等しいアンテナを、指向性の急峻な部分に、ある角度だけ互いに異なる方向へオフセットして配置し、各アンテナの受信信号電力の差をとることにより、各アンテナに共通な減衰

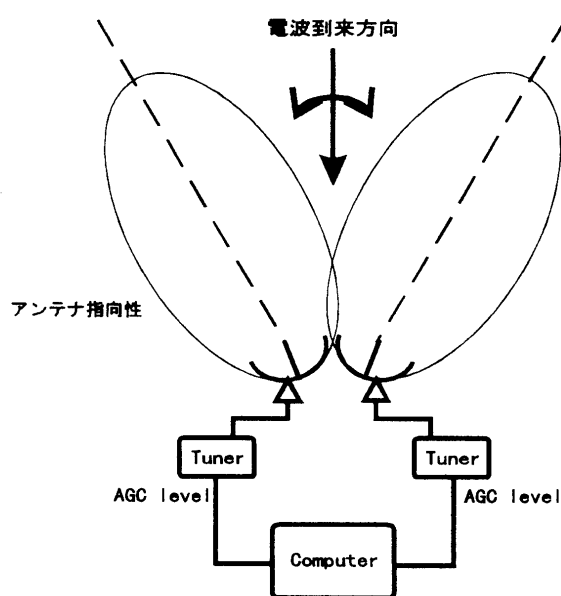


図2 OBM方式原理図

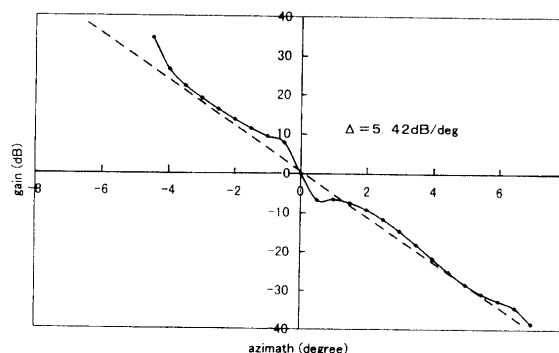


図3 OBM方式アンテナ指向性

等によるものはキャンセルされ、到来角の変化のみを得ることができる方式である。したがってOBM方式の測定感度は、アンテナの指向性とAGCの感度によって決まることになる。急峻な指向特性を持つアンテナほど到来角の変化に対して感度が高い。このオフセットして配置した2つのアンテナの指向性を合成したものを図3に示す。差信号の特性とするため、1つのアンテナの指向性を負として合成してある。現在の受信アンテナは50cmのオフセットパラボラであり、アンテナの向きを指向性利得が最大値より3dB低下するように、実測に基づき電波到来方向に対してそれぞれ約 2.2° ずらして設置している⁽⁹⁾。図3よりこのときの受信信号電力の変化に対する到来角の測定感度は5.42dB/deg、AGC電圧に換算して0.76V/degとなる。したがってAGC電圧の測定精度を0.1Vとすると、OBM方式は0.13degの角度分解能を持つことになる。

(3) CLM方式

① 原理

図4にCLM方式の原理図を示す。CLM方式は、電波干渉計の原理を利用し、2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⁽⁵⁾。CLM方式は、OBM方式と同一開口径のアンテナを用いても、更に高感度化ができ、しかもアンテナ指向方向調整が容易である。この方式では、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。

CLM方式によって測定される位相差は、受信アンテナの配置、及び伝搬路上での大気変動がもたらす幾何学的な伝搬路差 L_g による位相差 ϕ_g である。図4に示す通り、幾何学的な伝搬路差 L_g は、基線長 r と到来角 α の関数となる。ここで到来角 α は基線と電波到来方向のなす角である。

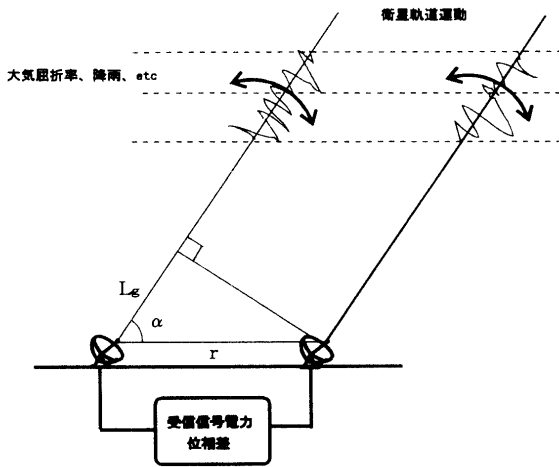


図4 CLM方式原理図

$$L_g = r \cos \alpha \quad (2.1)$$

したがって ϕ_g は使用する電波の波長を λ とすると

$$\phi_g = 2\pi \frac{r \cos \alpha}{\lambda} \quad (2.2)$$

となる。ここで電波源は約36000km上空の静止衛星であり、受信点には平面波が到来するものと仮定している。

電波源が固定の場合、つまり静止衛星が運動しないとすると、 ϕ_g は定数となる。しかしながら、伝搬路上の大気の状態によって到来角 α は揺らぎ、大気の状態は位相差 ϕ_g の変化として測定される。また実際の静止衛星は静止しておらず、我々の受信点 (鹿児島) において方位角 θ 、仰角 ϕ とも約0.1deg 変化する。したがって、この幾何学的な伝搬路差 L_g による位相差 ϕ_g の変化は、主に揺らぐ大気によって起こる電波到来角の変化と、衛星の軌道運動による電波到来角の変化によるものとなる。その変化率は式 (2.2) の両辺を α で微分し、

$$\frac{\partial \phi_g}{\partial \alpha} = 2\pi \frac{-r \sin \alpha}{\lambda}$$

$$\therefore \partial \alpha = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{\partial \phi_g}{-r \sin \alpha} \quad (2.3)$$

と得られる。位相差 ϕ_g に対して、基線長 r が大きいほど、より微少な到来角 α の変化として捉えることができる。このようにCLM方式の利点は、基線長を変化させることによって測定感度を高くすることができることにある。

次に各アンテナで受信される信号の位相差の変化 ϕ_t を考える。各アンテナで受信された信号のある瞬間の様子をベクトルを用いて図5のように表す。ここで \vec{S} は受信信号の信号成分、 \vec{N} は雑音成分である。 $|\vec{S}|$

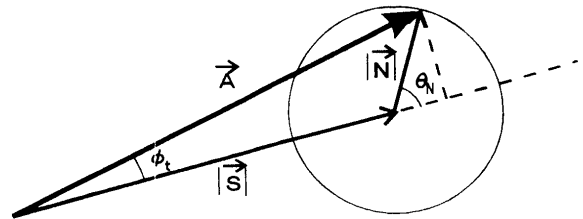


図5 受信信号のベクトル図

$= \sqrt{S}$ 、 $|\vec{N}| = \sqrt{N}$ とすると、位相変化 ϕ_t は

$$\phi_t = \tan^{-1} \frac{\sqrt{N} \sin \theta_N}{\sqrt{S} + \sqrt{N} \cos \theta_N} \quad (2.4)$$

で表せられる。CLM方式は、空間的に受信点を離して相互の位相差をとる方式であるため、この位相差の変化 ϕ_t は、大気による位相変化の絶対量ではなく、それぞれの伝搬路上での位相変化量の差である。したがって、式 (2.4) の大気または衛星軌道運動による位相変動成分 θ_N は、アンテナ1で受信された信号に対する他方の位相変動成分を表している。それぞれの伝搬路上の大気の状態、及び降雨などにより N は刻々と変化し、受信点では信号の振幅成分の変化 $\sqrt{S} + \sqrt{N} \cos \theta_N$ 、位相の変化 ϕ_t として測定される。また受信信号の雑音成分 \sqrt{N} が信号成分 \sqrt{S} に比較して十分に小さい、すなわち $\sqrt{S} \gg \sqrt{N}$ と仮定すると式 (2.4) は

$$\phi_t = \tan^{-1} \frac{\sin \theta_N}{\sqrt{\frac{S}{N}}}$$

$$\phi_t \cong \frac{\sin \theta_N}{\sqrt{\frac{S}{N}}} \text{ (rad)} \quad (2.5)$$

となる。したがって位相変動成分 θ_N は、 ϕ_t から

$$\theta_N \cong \sin^{-1} \phi_t \cdot \sqrt{\frac{S}{N}} \text{ (rad)} \quad (2.6)$$

と求められる。アンテナで受信された信号の位相差 ϕ_t に対して、受信信号の S/N が高いほど、位相変動成分 θ_N の測定感度は向上する。また θ_N は大気の状態によって任意に変化するので、 θ_N は $0 \sim 2\pi$ が均等に現れると仮定すると、各伝搬路上の大気による位相変化 ϕ_t の実効値 $RMS(\phi_t)$ は

$$RMS(\phi_t) = \sqrt{\frac{N}{S}} RMS(\sin \theta_N) = \sqrt{\frac{N}{2S}} \text{ (rad)} \quad (2.7)$$

となる。

大気、または衛星による位相変動成分 θ_N と基線長との関係は、式(2.5)を式(2.3)に代入して得られる。微小到来角変動 $\partial\alpha$ は

$$\partial\alpha = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{1}{-r \sin \alpha} \cdot \frac{\sin \partial\theta_N}{\sqrt{\frac{S}{N}}} \quad (2.8)$$

である。これから大気または衛星軌道運動による位相変動成分 θ_N は

$$\partial\theta_N = \sin^{-1} \left\{ -\frac{2\pi r \sin \alpha}{\lambda} \cdot \sqrt{\frac{S}{N}} \cdot \partial\alpha \right\} \quad (2.9)$$

となる。したがって、CLM方式においては、基線長 r 、 S/N が大きいほど微小な位相変動成分 θ_N まで測定できることになる。

②開口合成による位相測定法の原理

図6にCLM測定装置のブロック図を示す。このようにCLM方式測定装置は等しい位相基準を与える掛け算器(ミキサ)と、加算器(電力合成器)とで構成される。各アンテナで受信された信号(12GHz帯)はアンテナ近傍でまず共通のローカル信号により1.2GHzにダウンコンバートされ、方向性結合器で振幅測定用と位相測定用に分配された後、加算器(電力合成器)にて位相合成される。受信信号の位相差と、加算器の出力の関係は、各アンテナで受信された信号を以下のように置くと

$$\begin{cases} y_a = E_a \cos \omega t \\ y_b = E_b \cos(\omega t + \phi_g) \end{cases} \quad (2.10)$$

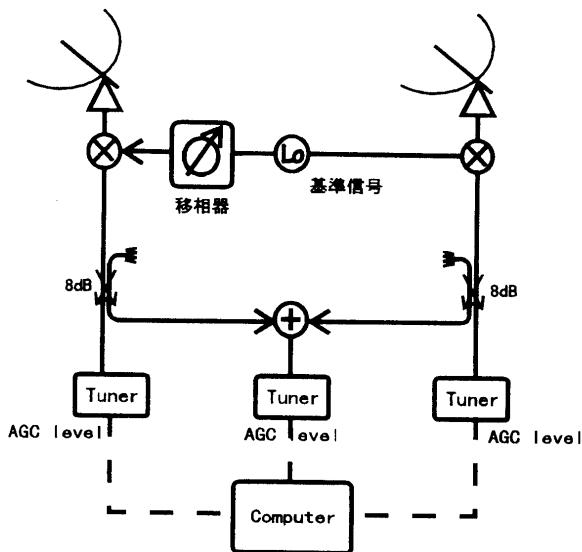


図6 CLM方式ブロック図

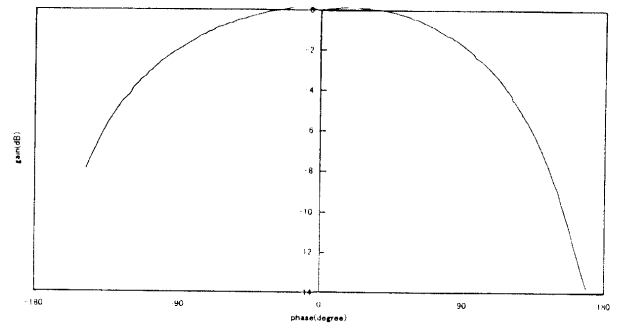


図7 加算器(電力合成器)の位相特性(HP 11636A)
横軸:位相(deg), 縦軸:利得(dB)

加算器の出力は

$$\begin{aligned} y_{sum} &= y_a + y_b \\ &= \sqrt{E_a^2 + E_b^2 + 2E_a E_b \cos \phi_g} \cdot \cos \left(\omega t - \tan^{-1} \frac{E_b \sin \phi_g}{E_a + E_b \cos \phi_g} \right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

となる。 $E_a \approx E_b$ なので $E = E_a = E_b$ とすると、合成後の信号の振幅 E_{sum} は位相差 ϕ_g により、およそ0から2Eまで変化する。この合成後の信号の平均電力は

$$P(y_{sum}) = \frac{1}{2} E_{sum}^2 = \frac{1}{2} \{E_a^2 + E_b^2 + 2E_a E_b \cos \phi_g\} \quad (2.12)$$

であり、したがって、式(2.12)より位相差 ϕ_g は合成後の電力と合成前の電力により以下のように求めることができる。

$$\phi_g = \cos^{-1} \frac{\frac{1}{2} E_{sum}^2 - \frac{1}{2} E_a^2 - \frac{1}{2} E_b^2}{E_a E_b} \quad (2.13)$$

合成電力は位相差 ϕ_g に対し余弦関数で変化するため、0度近傍で位相差 ϕ_g に対する変化が小さくなる。実際に使用している加算器(電力合成器)の合成電力と位相差の特性を図7に示す。このように、加算器の位相特性は出力に対して線形ではなく、位相差の測定感度は約0.3dB/deg ~ 0.01dB/degの範囲で入力信号の位相差によって変化する。現在この位相差 ϕ_g は、このグラフを3次のスプライン関数によって補間して、合成電力の変化から参照して得ている。

③基線配置の検討

式(2.2)の通り、干渉計の位相差 ϕ_g は、基線長及び基線の電波到来方向に対する配置によって左右される。そのため、基線の配置が、干渉計の位相差にどのような影響を与えるかをあらかじめ知る必要がある。

アンテナの配置を図8のように観測点中心の測心座標

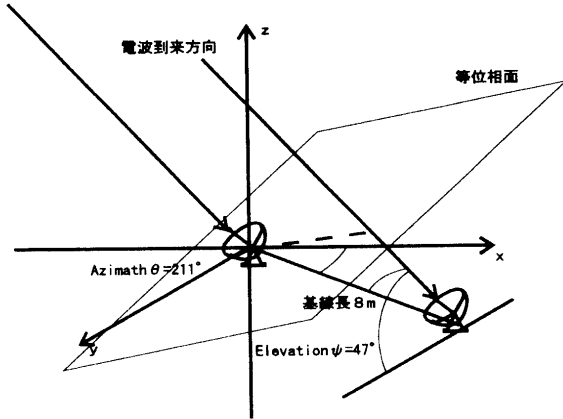


図8 CLM方式アンテナ配置図

系にて考える。座標系の中心は観測点の緯度・経度であり、東経（130°32'45"），北緯（31°34'2"）である。また現在アンテナは試験設置のため、電波到来方向に対し斜めに配置してあり、電波の到来する方位角と基線のなす角は約53.1°，仰角は47°，基線長は8 mである。

いま、各アンテナが xy 平面上にあるものとし、基線の方位角を θ_{BL} ，アンテナに入射する電波の方位角を θ_0 ，仰角を ϕ_0 とする。このとき、伝搬路差 L_g は

$$L_g = r \cos(\theta_{BL} - \theta_0) \cdot \cos \phi_0 \quad (2.14)$$

である。アンテナに入射する電波の方位角と基線のなす角が0の場合を除いて、位相差 ϕ_g には方位角 θ_0 ，仰角 ϕ_0 の2つの変動成分が影響を与える。したがって、その基線の配置に対する位相差 ϕ_g の変化率は式（2.3），（2.14）から

$$\frac{\partial \phi_g}{\partial \theta_{BL}} = -2\pi \frac{r \sin(\theta_{BL} - \theta_0) \cdot \cos \phi_0}{\lambda} \quad (2.15)$$

となる。アンテナを xy 平面上にのみ置くとすると、 $\theta_{BL} - \theta_0 \approx 90^\circ$ または 270° のとき、微小な θ_0 の変動に対して位相差 ϕ_g の変化を大きくすることができる。ゆえに基線を配置する際には、測定の対象の変化の方向に対して平行に基線を置く、つまり電波到来方向に対して直角に基線を配置すればよい。

大気による電波到来角の変化は、大気屈折率の分布が層状で、高さ方向のみの関数であると仮定すると、仰角方向のみに起こる。したがって大気による屈折の影響を調べる場合は、仰角方向に平行に基線をおけばよいことになる。

④衛星軌道運動と大気変動の影響

静止衛星の軌道変化による到来角の変動はおよそ0.1°であり、大気による変動成分にくらべ非常に大きい。C

LM方式で測定される受信信号電力および位相差の変化から、大気による影響のみを取り出すためには、衛星軌道運動および大気の運動が観測量に対してどのような影響を与えるか、あらかじめ知っておく必要がある。

図9は、実際の衛星軌道運動による到来角の変化と受信アンテナの指向性を示したものである。受信アンテナは45cmのオフセットパラボラである。アンテナの最大利得方向であっても、到来角の変化によるアンテナ指向性利得の低下は最大約0.3dBあることがわかる。したがって測定される受信信号電力の変化には、大気によるもの以外に、この1日を周期とする最大約0.3dBの変化が含まれる。また衛星軌道運動は位相差に対しては如実に影響を与える。図10は実際の衛星の軌道要素より、基線長20mの場合について、CLM方式で測定される位相差 ϕ_g の変化を概算したものである。衛星軌道運動による位相差は、ほぼ24時間を周期として、約0.1mdeg/minの非常にゆっくりとした変化率で連続的に変化する⁽⁵⁾。

大気による到来角の変動は、伝搬路上の大気の構造、屈折率の分布により変化する。したがって、実際の大気の構造と到来角の変化の関係を知るため、鹿児島気象台のラジオゾンデ観測記録をもとに大気の屈折率分布を求め、レイトレース法により受信点での到来角の変化を概算した⁽⁵⁾⁽⁸⁾。このとき、伝搬路中の大気の屈折率構造は

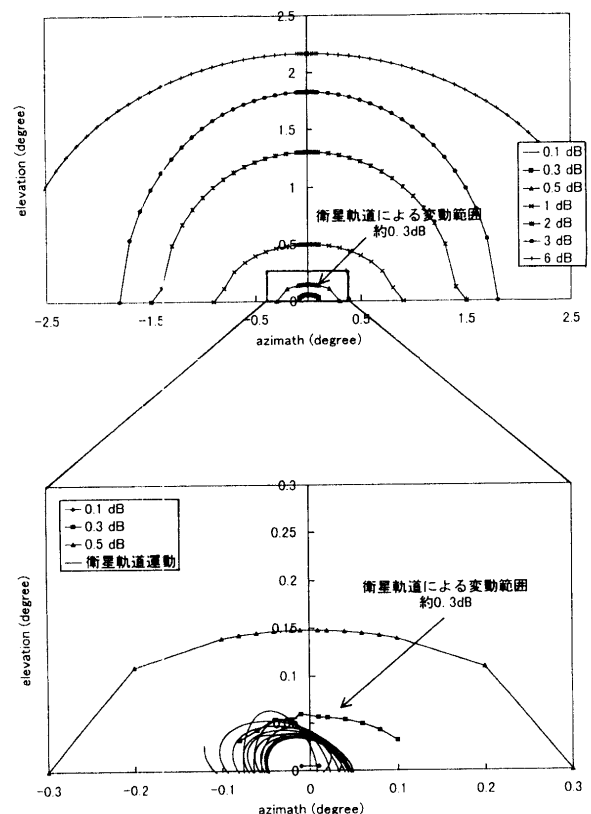


図9 CLM方式アンテナ指向性と衛星軌道変動範囲

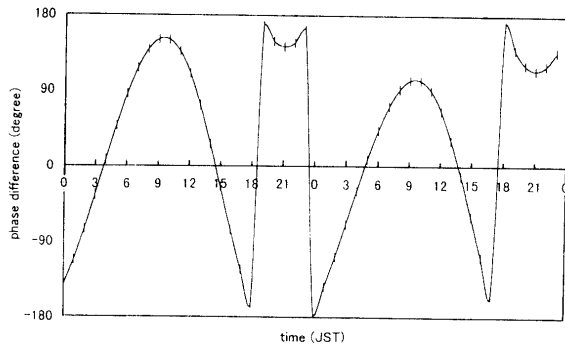


図10 C L M方式による位相差 (計算値)
基線長20m, 周波数11.8 GHz

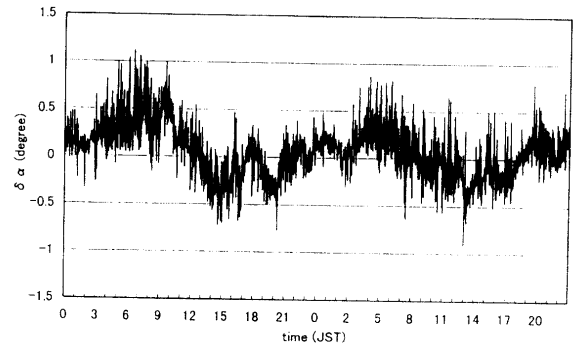


図12 O B M方式による到来角変動
(95/12/26~95/12/27, 鹿児島大学)

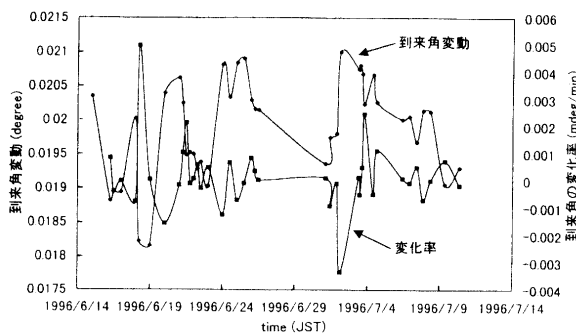


図11 対流圏大気による到来角の変化

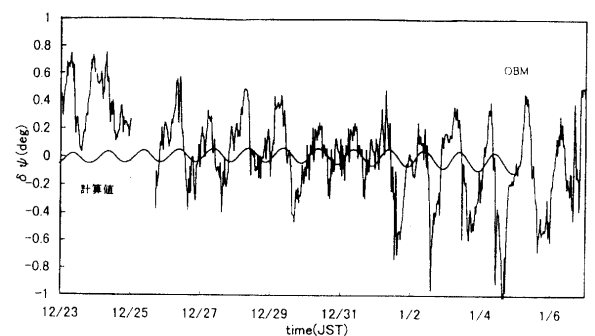


図13 衛星軌道運動による到来角変化とO B M方式データの比較 (95/12/23~96/1/6, 鹿児島大学)

高さ方向に対して層状であるものとし、屈折は仰角方向のみに起こるものとしている。図11はその概算された大気による到来角変動の様子である。大気による到来角の変化は、鹿児島の場合、仰角 47° で、 $\pm 1.5\text{mdeg}$ 程度と見積もられる。この変化を式(2.14)、式(2.3)に代入すると、位相差 ϕ_g は基線長20mで、約 5.4° の変化となる。また、大気による到来角の変化は、衛星軌道運動に起因するものに対し、ランダムで、変化率も急峻である。したがって、測定後のデータから周期的な衛星軌道運動成分をフィルタリングして、大気による変動成分のみ抽出することができると考えられる。

現在、その位相変動成分の抽出はデータ取得後に計算処理によって求める方法と、基線をもう1組増やし、ハード的に処理する方法を検討中である。しかしながら不十分な部分が多いので、本稿では、次項にて試験的に取得した受信電力変化および位相差変動を示す。

3. 測定データ及び解析

(1) O B M方式測定データ⁽⁹⁾

図12はO B M方式によって得られた到来角の変動の様子である。衛星軌道運動によって生じる 0.5° 程度の大きなうねりと、大気の影響と思われる小さな変動があることがわかる。その小さい変動の標準偏差は、約 0.2° と測定された。早朝と日中、夕方にその標準偏差が大きくな

ていることも判った⁽⁹⁾。図13は実際の衛星軌道要素をもとに計算した到来角の変化と、O B M方式の測定データとの比較である。うねりの周期は合っているが、到来角の変動量は計算で求めたものより大きく測定されている。これはO B M方式の測定感度がアンテナの指向性によって決まっているためだと考えている。アンテナ指向性を測定する際の誤差、アンテナをオフセットして配置する際のズレ等によって測定感度が変わってしまいやすい。

(2) C L M方式測定データ

システム立ち上げ段階の試験的なデータであるが、C L M方式による測定データを示す。図14は96年12月4日と5日に測定された、受信信号電力と位相差の変化である。衛星の軌道運動に起因する一日周期の大きなうねりと、大気による小さな変動が非常にはっきりとわかる。またこの期間、4日の夜半から5日の早朝にかけて降水量20mm程度の強い降雨があった。降雨が受信信号電力、位相差に与えている影響が測定されている。図15はその位相差から到来角の変化を求めたものである。衛星軌道運動によるものはとも 0.1° 程度と測定され、2章で概算された変化量とほぼ一致する。これらデータの詳細な解析はこれからの課題ではあるが、C L M方式が対流圏大

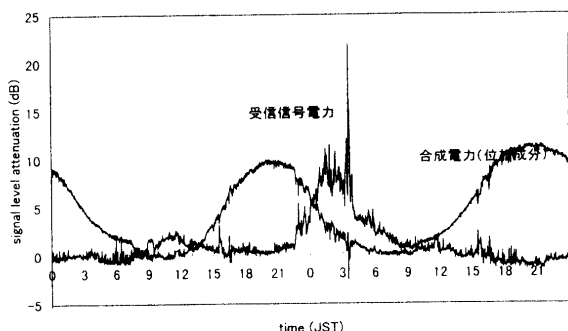


図14 CLM方式測定データ
(96/12/4~96/12/5, 鹿児島大学)

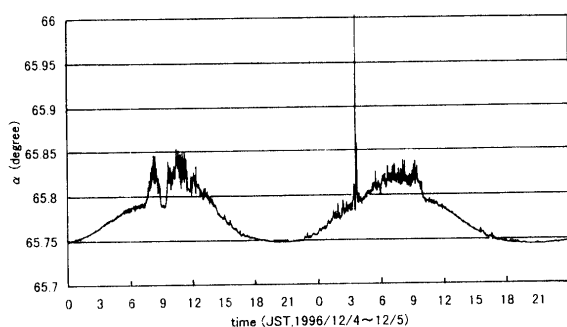


図15 CLM方式による到来角変動
(96/12/4~96/12/5, 鹿児島大学)

気の運動, または衛星軌道運動の測定に際して有効であることを示している。

4. 測定方式の比較および問題点

OBM方式, CLM方式の構成法, 測定感度および誤差要因について比較する。OBM方式は測定装置の構成が容易で, 市販のBSチューナと受信アンテナがあれば構成できる。その到来角の測定感度はアンテナの指向性に依存する。またアンテナ設置のときの誤差が測定精度に影響する。それに対してCLM方式は, 構成は複雑だが, 受信アンテナは最大利得方向に向ければよく, そのズレは測定精度には影響しない。また実際に衛星のポインティングを微調整する際も移相器を用いて容易に正確に行うことができる。CLM方式の測定感度は基線長と加算器の位相特性に依存し, 現在のところ基線長8mでOBM方式に比較して到来角の分解能は約20倍(6.7 mdeg)である。しかし現状の加算器の位相特性では, 位相差0°付近の測定感度が悪く, また誤差要因ともなっている。

測定精度については両者とも最終的にはAGC電圧の

測定精度ということになるが, 等しい測定精度でもCLM方式の場合, 到来角の分解能は基線長に比例して高くしてゆけるという利点がある。しかしその場合, 位相の折り返しをどう処理するかという別の問題も生じる。しかしこの問題も基線長のことなる別の基線を設けることで克服できると考えている。これからの課題である。

5. まとめ

12GHz帯の電波に対する対流圏大気の影響を測定する新しい方法(OBM方式, CLM方式)について, その原理と測定感度に関する考察を行った。両方式の測定感度及び測定誤差が, OBM方式はアンテナの指向性および設置状態に, CLM方式は加算器(電力合成器)の位相特性によって支配されていることがわかった。しかしながら, 現段階においても両方式が到来角変動や振幅・位相シンチレーション, 衛星軌道運動の測定に十分有効であることを示した。

文 献

- (1) Gert Brusaard, David V. Rogers, "Propagation considerations in satellite communication systems", proceeding of the IEEE, vol78, no. 7, July 1990
- (2) 林, 内野, 「鹿児島における12 GHz 伝搬特性」九州支部連大916, Oct 1995
- (3) 林, 牛ノ濱, 「12GHz 高精度大気環境センシング実験」九州支部連大917, Oct 1995
- (4) 林 理三雄, 「超広帯域衛星通信における亜熱帯気候環境の与える影響」大川情報通信基金助成研究報告 July 1996
- (5) 林, 木原, 「電波干渉計を用いた大気環境測定装置の開発」九州支部連大1203, Oct 1996
- (6) 鷹尾, 藤田「人工衛星追跡用干渉計受信機」信学論 vol. 54-B, no. 2, 1971
- (7) 室谷, 菊池, 駒井「マイクロ波位相合成受信における混変調の解析」信学論 vol55-B, no. 9, 1972
- (8) Masaru Kaidzu, "Numerical experiment on atmospheric delay in vrey long baseline interferometric observation" journal of the Geodetic Society of Japan, vol. 29, no. 4, 1983
- (9) 吉鶴麗聖, 「OBM方式による大気環境センシング」鹿児島大学学士論文, 1995
- (10) 例えば「アンテナ工学ハンドブック」電子通信学会編, PP184-185, オーム社, 昭和55年