

準天頂衛星を用いた地殻変位検知システム

浦崎 修治*・黒田 晋嗣**・大島 正資**

(平成24年9月21日受付)

Crustal Movement Observation System Using Quasi-Zenith Satellites

Shuji URASAKI, Shinji KURODA and Tadashi OSHIMA

(Received Sep. 21, 2012)

Abstract

We propose observation system of crustal movement at the area of earth stations using two quasi-zenith satellites which have retro-directive antenna on board. In this system, the crustal movement is obtained by interfering with two signals from retro-directive antennas which transmit the receiving waves from the earth station antenna toward the direction of the earth station antenna.

From the link budget of this system, for the earth station antenna we select the spherical reflector antenna having two antenna beams.

Key Words: interferometry, quasi-zenith satellites, earth station antenna, spherical reflector antenna

1. まえがき

VLBI (Very Long Baseline Interferometry, 超長基線電波干渉計)⁽¹⁾を用いた地殻変位検知システムは、電波星と地上の距離が長いこと受電電力が弱くなり地上のアンテナ開口径が増大する。また、観測精度を高めるには地上局間の距離も長くなり、オンライン観測を行う場合には通信設備が増大する。いずれにおいても建設費用が増大するという問題点がある。

今回提案する地殻変位検知システムは、地上局からリトロディレクティブアンテナを搭載した2個の準天頂衛星⁽²⁾へ向けて電波を送信し、リトロディレクティブアンテナ⁽³⁾により送り返された受信波を地上局の設備内で干渉させることにより、地上局が設置されている地殻の変位を観測するものである。これにより原子時計を不要とし、簡素化した地殻変位検知システムを得るものである。図1に代表的な準天頂衛星の軌道⁽⁴⁾を示す。

今回、地球局から発射した電波が準天頂衛星のリトロディレクティブアンテナにより地球局へ送り返されるまでの回線設計を行い、このシステムに適した地球局アンテナ

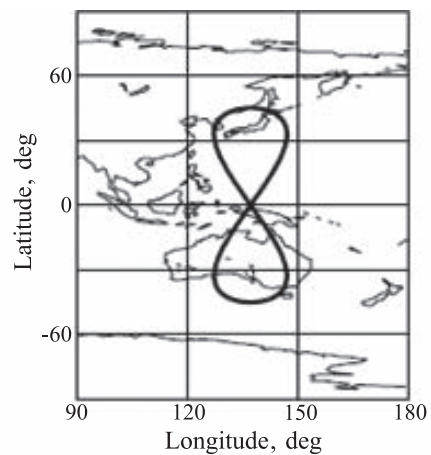


図1 準天頂衛星の軌道

の設計結果を報告する。

2. 地殻変位検知システム

提案する地殻変位検知システムを図2に示す。宇宙空間には、リトロディレクティブアンテナ装置を搭載した、軌道位置が既知である2個の衛星を配置する。ここでリトロディレクティブアンテナ装置は、受信した信号の到来方向

* 広島工業大学工学部電気システム工学科

** 三菱電機株式会社

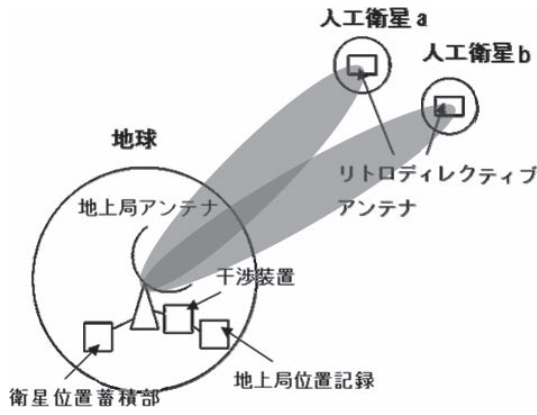


図2 地殻変位検知システムの構成

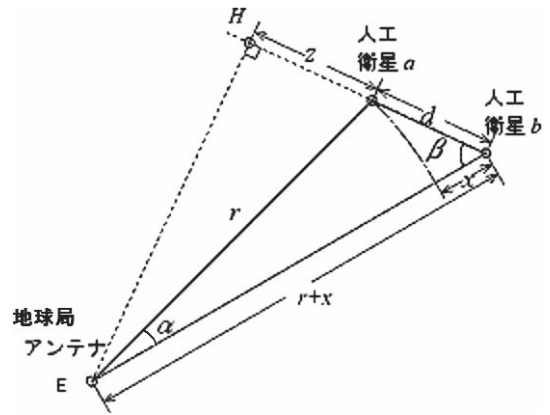


図3 距離差

を検知し、到来方向へ向けて電波を送信する装置であり、各方面で応用されている⁽³⁾。

地球上には、2個のアンテナビームをもつ地上局アンテナを設置する。この地上局アンテナは2個の衛星に向けて電波を同時に送信し、次に各リトロディレクティブアンテナ装置により送り返された電波を受信する。この地上局アンテナには、2個の受信波による時間差、すなわち位相差に基づいて2個の衛星を基準とした地上局アンテナの位置を決める干渉装置、衛星の複数個の位置に対する地殻変位を記録する地上局位置記録装置、および衛星の軌道上の位置などを事前に蓄積する衛星位置蓄積装置を配置している。

2.1 地殻変位検知法

地上局アンテナは、地球上の地殻変位を観測したい位置に設置される。図2の衛星位置蓄積装置から送られてきた衛星の軌道上の位置に基づき、地上局アンテナは同時に2ビームを2個の衛星 *a*, *b* へ送信する。

衛星 *a*, *b* では、地上局アンテナからの送信波を受信した後、それぞれに搭載されたリトロディレクティブアンテナ装置によって地上局アンテナへ信号を送り返す。地上局アンテナで受信された2個の受信波は、干渉装置へ送られる。

この干渉装置では、これら受信2波が干渉装置へ入力される時間の差から、地上局アンテナと衛星 *a* 間の距離と、地上局アンテナと衛星 *b* 間の距離との差 *x* を検出する。

リトロディレクティブアンテナ装置が電波を受信してから地上局アンテナへ向けて送信するまでに要する時間は一定である。地上局アンテナが2個の衛星に電波を送信してから受信するまでの時間をそれぞれ τ_a , τ_b 、光速を *c* とすると、次式から距離差 *x* を求めることができる。

$$x = (\tau_b - \tau_a) \cdot c \quad (1)$$

干渉装置では、この地上局アンテナと2衛星間の距離差 *x*、2個の衛星の軌道位置から求められる衛星間距離 *d* と、および地上局アンテナから送信される2ビーム間の角度 α

の情報から、2個の衛星を基準とした地上局アンテナの位置を計算することができる。

図3に示すように、地上局アンテナと衛星 *a* との距離を *r*、地上局アンテナと衛星 *b* との距離を *r+x* とすると、次式が得られる。

$$(r+x) = d \cos \beta + r \cos \alpha \quad (2)$$

$$d \sin \beta = r \sin \alpha \quad (3)$$

ここで、衛星 *b* を中心として、衛星 *a* 方向と地上局アンテナ方向のなす角を β とする。

この式より、衛星 *a* と地上局アンテナとの距離 *r*、ならびに衛星 *b* と地上局アンテナとの距離 *r+x* が求められる。

次に、地上局アンテナから基線方向へ下ろした垂線と基線との交点を *H* とする。衛星 *a* と交点 *H* との距離 *z* は、次式で与えられる。

$$z = (r+x) \cos \beta - d \quad (4)$$

この距離 *z* は、地上局位置記録装置へ蓄積される。所定の時間毎に距離 *z* を求めることにより、地上局の位置する場所の地殻変動を求めることができる。

すなわち、上記の観測を例えば2回行い、1回目に求めた衛星 *a* と交点 *H* との距離を *z*、2回目に求めた距離を *z'* とすると、この差分 $\delta = z' - z$ が、地上局アンテナの位置の基線方向の変位量を表す。この地上局アンテナの位置の変位を検知することにより、地上局付近の地殻の変位を検出することができる。

このシステムでは、衛星を用いているため、従来の電波星を用いたシステムに比べて、通信距離がかなり短くなり通信装置が簡素化される。また地上の観測装置間の干渉は不要となり、建設費用が安価になるため、地殻変位を観測したい地上局が多数ある場合でも建設費用が莫大にならないという利点がある。

使用する衛星としては、静止衛星、準天頂衛星 [2]、低軌道衛星が考えられる。また24時間、常に観測するために

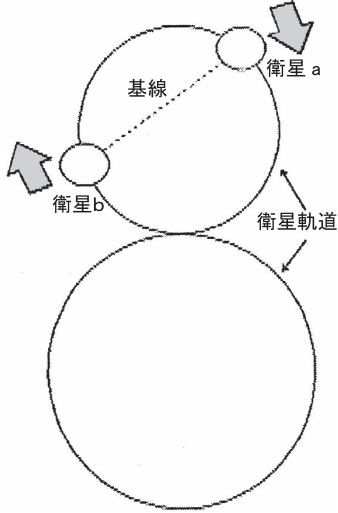


図4 準静止衛星の衛星軌道

は静止衛星，準天頂衛星が選択される。静止衛星は，赤道近辺の地点からは高仰角であるが，高緯度地域では低仰角となる。低仰角の場合には，通信条件が変動する大気伝播の距離が増大し観測精度が劣化するため，高緯度地域では準天頂衛星が有効である。準天頂衛星は，赤道に対して傾いた軌道を有し，地球から見た準天頂衛星の衛星軌道を，図4に示すように一定の地域に8の字を描くようにすることができる。

図4では，8の字の上半分の衛星軌道は8時間で，下半分の衛星軌道は16時間で一周する。この衛星軌道の上半分に2個の衛星 a ， b が配置されている間，地上局アンテナからは，2個の人工衛星 a ， b を結ぶ基線が高仰角天空で回転しているように見える。すなわち，複数個の準天頂衛星のうち，2個の準天頂衛星ペアを時間的に切り替えることによって，準天頂衛星ペアを結ぶ基線方向の地殻変位成分を検出する。従って，この衛星軌道に6個の衛星を配置すれば，地上局アンテナの高仰角上に，24時間，常に衛星が存在し，回転する基線方向における地殻変位を観測できる。

2.2 数値検討

図2に示したシステムの干渉結果から x を測定できるものとするとき z を再記すると次のようになる。

$$z = (r+x)\cos\beta - d \quad (5)$$

次に2回目以降の観測によって， z が z' に変化したものとするとき次のようになる。

$$z' = (r'+x')\cos\beta' - d \quad (6)$$

ここで，変化したものに'をつけている。なお， z' は地上局アンテナが置かれている点 E が変位したものによる変位であり， d を一定とすると E の変位 δ は次のようになる。

$$\begin{aligned} \delta &= z' - z \\ &= (r'+x')\cos\beta' - (r+x)\cos\beta \end{aligned} \quad (7)$$

また図3に示した各パラメータ間の関係式を再記すると次のようになる。

$$(r+x) = d\cos\beta + r\cos\alpha \quad (8)$$

$$d\sin\beta = r\sin\alpha \quad (9)$$

式(8)，(9)から r を消去して次のようになる。

$$d\cos\left(\beta + \frac{\alpha}{2}\right) = x\cos\frac{\alpha}{2} \quad (10)$$

同様に变化した成分についても次式が成り立つ。

$$d\cos\left(\beta' + \frac{\alpha}{2}\right) = x'\cos\frac{\alpha}{2} \quad (11)$$

式(10)，(11)から次式が得られる。

$$(x'-x)\frac{\cos\frac{\alpha}{2}}{d} = \cos\left(\beta' + \frac{\alpha}{2}\right) - \cos\left(\beta + \frac{\alpha}{2}\right) \quad (12)$$

式(11)，(12)から x ， x' を求めると次のようになる。

$$d\left(\sin\beta\tan\frac{\alpha}{2} - \cos\beta\right) = -x \quad (13)$$

$$d\left(\sin\beta'\tan\frac{\alpha}{2} - \cos\beta'\right) = -x' \quad (14)$$

式(13)，(14)から次式が得られる。

$$\begin{aligned} d\left\{\tan\frac{\alpha}{2}(\sin\beta' - \sin\beta) - (\cos\beta' - \cos\beta)\right\} \\ = -(x' - x) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで， $\beta' = \beta + \Delta$ とおく， Δ は β に比べて十分小さい値とすると次のようになる。

$$\sin\Delta \doteq \frac{-(x' - x)}{d\left(\tan\frac{\alpha}{2}\cos\beta + \sin\beta\right)} \quad (16)$$

$$\cos\Delta \doteq 1 \quad (17)$$

式(15)の $(\cos\beta' - \cos\beta)$ は次のようになる。

$$\begin{aligned} \cos\beta' - \cos\beta &= \tan\frac{\alpha}{2}\left\{\sin\beta\cos\Delta + \cos\beta\sin\Delta\right. \\ &\quad \left. - \sin\beta\right\} + \frac{(x' - x)}{d} \end{aligned} \quad (18)$$

式(16)，(17)を式(18)に代入して次のようになる。

$$\cos\beta' - \cos\beta = \frac{(x' - x)}{d} \cdot \frac{\sin\beta\cos\frac{\alpha}{2}}{\sin\left(\beta + \frac{\alpha}{2}\right)} \quad (19)$$

したがって， β' は β によって次のように表わされる。

$$\cos\beta' = \cos\beta + \frac{(x' - x)}{d} \cdot \frac{\sin\beta\cos\frac{\alpha}{2}}{\sin\left(\beta + \frac{\alpha}{2}\right)} \quad (20)$$

式(7)，(20)から δ を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned}
 \delta &= \frac{d}{1-\cos\alpha}(\cos^2\beta' - \cos^2\beta) \\
 &\quad + (x'\cos\beta' - x\cos\beta)\left(1 - \frac{1}{1-\cos\alpha}\right) \\
 &= \frac{2d\cos\beta}{1-\cos\alpha}(\cos\beta' - x\cos\beta) \\
 &\doteq -\frac{\cos\alpha}{1-\cos\alpha}(x'\cos\beta' - x\cos\beta) \\
 &= \frac{(x'-x)\sin\beta\cos\frac{\alpha}{2}}{d(1-\cos\alpha)\sin(\beta+\frac{\alpha}{2})}(2d\cos\beta - x'\cos\alpha) \\
 &\quad - \frac{\cos\alpha\cos\beta}{1-\cos\alpha}(x'-x) \\
 &= \frac{(x'-x)}{1-\cos\alpha}\left\{\frac{\sin\beta\cos\frac{\alpha}{2}}{\sin(\beta+\frac{\alpha}{2})}\left(2\cos\beta - \frac{x'}{d}\cos\alpha\right) - \cos\alpha\cos\beta\right\} \quad (21)
 \end{aligned}$$

式 (25) の $\frac{x'}{d}\cos\alpha$ の x' を x と近似すると、式 (8)、(9)

から次のようになる。

$$\begin{aligned}
 x' &\doteq x \\
 &= \left\{\frac{\sin\beta}{\sin\alpha}(\cos\alpha - 1) + \cos\beta\right\}d \\
 &= \frac{\sin(\alpha+\beta) - \sin\beta}{\sin\alpha}d \quad (22)
 \end{aligned}$$

式 (22) を式 (21) に代入して次のようになる。

$$\delta = -(x'-x)\frac{\cos(2\beta+\alpha)}{2\sin\frac{\alpha}{2}\sin(\beta+\frac{\alpha}{2})} \quad (23)$$

式 (23) において、三角形 Eab が二等辺三角形とすると

$$\beta = \frac{\pi - \alpha}{2} \quad (24)$$

式 (24) を式 (23) に代入して、次のようになる。

$$\delta = \frac{(x'-x)}{2\sin(\frac{\alpha}{2})} \quad (25)$$

したがって、 α が大きい場合、すなわち衛星 a 、 b が離れると分解能は向上する。

ここで、 $(x'-x)$ は干渉計の精度である。今、 α を 40° 、 δ を 2 mm とすると、干渉計の精度として 4.56 ps (ピコ秒) が要求される。いま、周波数を 22 GHz とすると、 4.56 ps は 36° の位相差に対応する。

3. 回線設計

図 5 に回線設計に必要なパラメータを示す。ここで、 P_t は地上局アンテナの送信尖頭電力、 G_{tr} は地上局アンテナの送受信アンテナ利得、 G_{sa} は準天頂衛星搭載リトロディレクティブアンテナの送受信アンテナ利得、準天頂衛星搭載リトロディレクティブアンテナ内蔵のアンプ利得を g_a である。

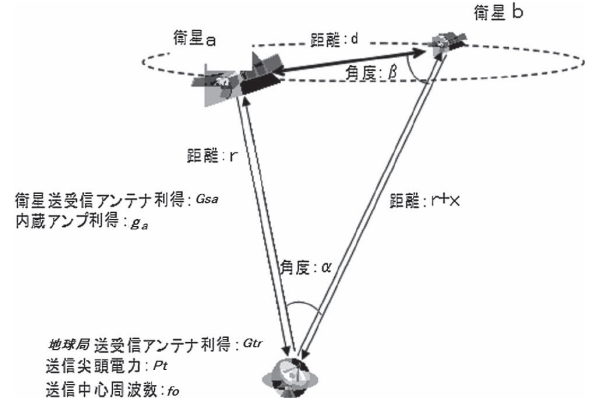


図 5 設計パラメータ

3.1 信号処理後 SNR の計算

一つの準天頂衛星が受信する信号電力 \hat{P}_s は次式のようになる (5)、(6)。

$$\hat{P}_s = \frac{P_t G_{tr} G_{sa} \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (26)$$

ここで、 r は地球局 - 準天頂衛星間距離、 λ は波長である。

また、地球局の送受信アンテナ利得 G_{tr} とアンテナの幾何学的な面積 A との間には、次式が成り立つ。

$$G_{tr} = \frac{4\pi\eta A}{\lambda^2} \quad (27)$$

ここで η は開口能率であり、またパラボラアンテナの直径を D とすると、 A は $\pi D^2/4$ である。

リトロディレクティブアンテナ内蔵のアンプ利得を g_a とおくと、準天頂衛星に搭載したリトロディレクティブアンテナから放射され、地球局で受信したときの受信電力 P_s は (26) 式を用いて次式で書ける。

$$P_s = \frac{\hat{P}_s G_{tr} G_{sa} g_a \lambda^2}{(4\pi r)^2} = \frac{P_t G_{tr}^2 G_{sa}^2 g_a \lambda^4}{(4\pi r)^4} \quad (28)$$

地球局の受信機雑音電力 P_N は次式で表される。

$$P_N = kTBN_F \quad (29)$$

ここで、 k はボルツマン定数 ($=1.38 \times 10^{-23}$)、 B は受信機帯域幅、 N_F は受信機雑音指数である。

よって、信号処理前の SNR_{in} は次式となる。

$$SNR_{in} = \frac{P_s}{P_N} = \frac{P_t G_{tr}^2 G_{sa}^2 g_a \lambda^4}{(4\pi r)^4 kTBN_F} \quad (30)$$

ここで、地球局において受信信号のコヒーレント積分を行い、位相を抽出することを考える。積分時間を T_{coh} とすると、コヒーレント積分による積分利得 G_{coh} は次式で書ける。

$$G_{coh} = BT_{coh} \quad (31)$$

従って、コヒーレント積分後の SNR_{out} は次式で表される。

$$\begin{aligned} SNR_{out} &= \frac{P_t G_{tr}^2 G_{sa}^2 g_a \lambda^4 G_{coh}}{(4\pi r)^4 k T N_F} \\ &= \frac{P_t C_{tr}^2 G_{sa}^2 g_a \lambda^4 T_{coh}}{(4\pi r)^4 k T N_F} \end{aligned} \quad (32)$$

3.2 地殻変位計測精度

地球局から放射された電波が衛星 a に到達し、再び地球局にて受信されるまでに要する時間を τ_1 、同様に衛星 b に放射した電波が地球局にもどってくるまでの時間を τ_2 とする。地球局にて、送信信号と各衛星からの受信信号とを干渉させて観測した位相 $\hat{\Phi}_1$ 、 $\hat{\Phi}_2$ において、 $\hat{\Phi}_1 = 2\pi f_0 \tau_1$ 、 $\hat{\Phi}_2 = 2\pi f_0 \tau_2$ が成り立つので、地球局-衛星 a 間と地球局-衛星 b 間の距離差 x は次式のようにかける。

$$x = \frac{c(\hat{\Phi}_2 - \hat{\Phi}_1)}{4\pi f_0} \quad (33)$$

ただし、 $\hat{\Phi}_2 - \hat{\Phi}_1$ には整数値バイアスが含まれており、あらかじめ決定しておく必要がある。すなわち、距離差 x はあらかじめ波長オーダーで決定されてなければならない。

式 (25) に従い、 x と二回目以降に観測した距離差 x' とを用いて、地球局アンテナの基線方向の変位 δ は次式のようにかける。

$$\delta = \frac{x' - x}{2\sin\frac{\alpha}{2}} \quad (34)$$

従って、観測位相 $\hat{\Phi}_1$ と $\hat{\Phi}_2$ の観測精度限界から、変位 δ の観測精度限界が計算される。

まず $\hat{\Phi}_1$ の観測精度理論限界 (CRLB; Cramer-Rao Lower Bound) は次式で与えられる⁽⁷⁾。

$$Var(\hat{\Phi}_1) \geq \frac{1}{2SNR_{out}} \quad (35)$$

ここで、 $Var(\cdot)$ は分散を表す。衛星 b から受信した信号の SNR_{out} が衛星 a と同じであり、2 個の信号から観測された位相が互いに独立だとすると、2 衛星間の位相差の分散は次式となる。

$$Var(\hat{\Phi}_2 - \hat{\Phi}_1) \geq \frac{1}{SNR_{out}} \quad (36)$$

また、距離差 x の分散の理論限界は上式 (36) と式 (33) を用いて次式となる。

$$Var(x) = \frac{Var(\hat{\Phi}_2 - \hat{\Phi}_1)c^2}{(4\pi f_0)^2} \geq \frac{c^2}{(4\pi f_0)^2 SNR_{out}} \quad (37)$$

1 回目に推定した距離差 x と二回目以降に推定した距離差 x' とが互いに独立であるとして、変位 δ の分散は式 (34)、(37) から次のようになる。

$$Var(\delta) = \frac{Var(x' - x)}{4(\sin\frac{\alpha}{2})^2} \geq \frac{c^2}{32(\sin\frac{\alpha}{2})^2 (\pi f_0)^2 SNR_{out}} \quad (38)$$

3.2 距離精度計算例

式 (27)、(32)、(38) を用いて、地上局の送受信アンテナの直径を変化させたときの地殻変位 δ の推定誤差の RMS 値 $\sqrt{Var(\delta)}$ (変位推定誤差) との関係性を計算した。計算に用いたパラメータを表 1 に示す。アンテナ直径と推定距離誤差との関係を図 4 に示す。

上記の計算例では、内蔵アンプ利得 35 dB、アンテナ直径が 10 m のときに変位計測精度 0.4 mm 程度となることが分かった。ただし、内蔵アンプ利得が 35 dB より高くなると、アンテナ直径を 10 m から小さくできる。

表 1 計算パラメータ

光速 c	$3 \times 10^8 \text{ m/s}$
送信信号周波数 f_0	22 GHz
開口能率 η	70%
アンテナ直径 D	5 m, 10 m, 15 m, 20 m
送信尖頭電力 P_t	パラメータ
距離 R	36600 km
送信局アンテナ利得 G_{tr}	59.7 dBi, 62.6 dBi, 65.7 dBi, 69.2 dBi, 71.7 dBi
衛星搭載アンテナ利得 G_{sa}	20 dBi
リトロディレクティブアンテナ内蔵アンプ利得 g_a	35 dB
ビーム間角度 α	40 deg
受信機温度 T	290 K
受信機帯域幅 B	1 MHz
受信機 NF N_F	3 dB
観測時間 T_{coh}	1 sec

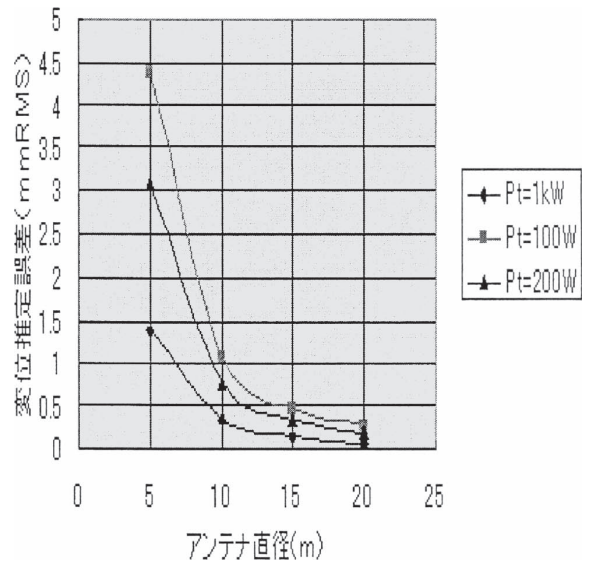


図 6 変位推定誤差の理論限界と地上局アンテナ直径の関係

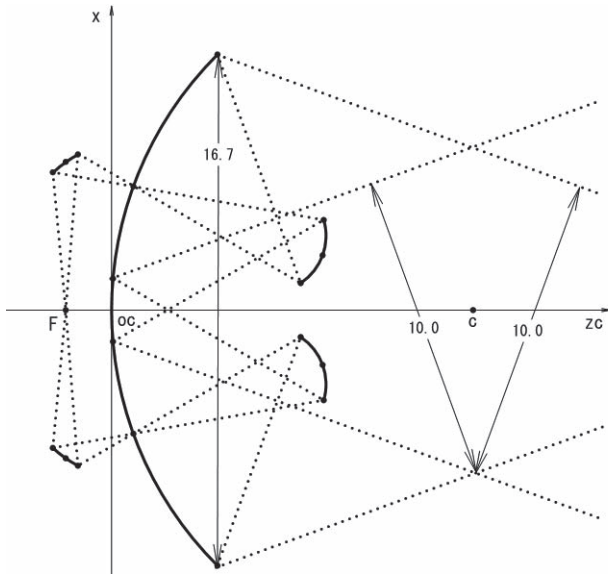


図7 全体の反射鏡

4. 地球局アンテナの設計

2個の高利得アンテナビームにおいて、両ビームの角度間隔が大きく、かつ1個のアンテナで形成するアンテナ形式として球面鏡アンテナを選定した⁽⁸⁾。

前章の結果から、変位計測精度0.4 mm程度を得るためには2ビーム間隔は40度、アンテナ直径は10 mとなる。図8に、主反射鏡は点Cを中心とする球面鏡、副反射鏡は球面収差を補正する非2次曲面であり、2方向の電波を焦点 F_1 、 F_2 に集束させている。2個の電波を点Fで干渉させるために焦点を F_1 、 F とする楕円鏡、および焦点を F_2 、 F とする楕円鏡を設けている。

1個のアンテナで2ビームを形成させているため、開口径は1.67倍になっている。2個のアンテナで2ビームを形成する場合に比べ16.5%減少している。

5. むすび

提案した地形変位探査検知システムにおいて、変位計測

精度0.4 mmを得るため、周波数22 GHz、2ビーム間隔40度、内蔵アンプ利得35 dBとすると地球局アンテナの直径は10 mとなる。この2ビームアンテナ形式として、球面鏡アンテナを選択し鏡面設計した。今回の回線設計においてアンテナビームが狭ビームのためアンテナ雑音を無視した。内蔵アンプ利得が35 dBより高くなるとアンテナ直径は減少するが、この場合アンテナビームが広がるためアンテナ雑音も考慮した設計が必要となる。なお、干渉装置の位相検出において、 2π の整数倍の不現実性の除去法は超音波探傷で検討されている⁽⁹⁾。

文 献

- [1] 高橋富士信, 近藤哲朗, 高橋幸雄, ウェーブサミット講座 VLBI 技術 (オーム社, 平成9).
- [2] 室谷正芳, 浦崎修治, 準静止衛星軌道とその応用の可能性 (KEC, 1999年9月).
- [3] 仁木, 山田, 川崎, 大山, 田中, 佐々木, 七日市, 篠原, 松本, “レトロディレクティブ機能を備えた平面型アクティブ集積アンテナアレーの検討,” 信学技報, SPS2004-02 (2004-09).
- [4] 伊藤, 坂井, “準天頂衛星による GPS 補強システムの有効性の検討,” <http://www.enri.go.jp/report/hapichi/pdf2003/11:tohkk.pdf>.
- [5] 関根, “レーダ信号処理技術”, 電子情報通信学会, 1991.
- [6] 日本測地学会編著, “新訂版 GPS —人工衛星による精密測位システム—”, 日本測量学会, 1989.
- [7] Steve M. Kay, “Statistical Signal Processing Volume1,” Prentice Hall PTR, 1993.
- [8] 浦崎, “球面収差補正形球面鏡アンテナの設計法,” 信学技報, A・P2009-76 (2009-07).
- [9] 木村, 和高, 三須, 永塚, 田治米, 小池, “2周波數位相検出による高分解能長音波距離計測法,” 日本音響学会誌52巻3号, 1996, pp. 179-186.