

UDC 621.396.677.8

## 宇宙通信実験用 26mφ アンテナの電気的特性

尾島 武之\* 高橋 剛\*\* 吉田 典昭\*\*\*

佐藤 郁郎\*\*\* 玉川 晋\*\*\*

(昭和 45. 3. 27 受理)

ELECTRICAL PERFORMANCE OF 26mφ CASSEGRAIN ANTENNA  
FOR SPACE COMMUNICATION AT KASHIMA STATION

By

Takeyuki OJIMA, Tsuyoshi TAKAHASHI, Noriaki YOSHIDA

Ikuro SATO and Susumu TAMAGAWA

In this paper reported the electrical performance of the 26mφ shaped reflector Cassegrain antenna installed at Kashima for communication tests via Applications Technology Satellites and deep space scientific research. This antenna was specially designed so that rays reflected from the vertex of subreflector went through the inner edge of the main reflector and the energy loss due to blocking effect by subreflector was saved and good VSWR characteristics were got. The use of hard technique involving higher mode couplers necessary for the antenna pointing angle auto-tracking has developed a wide band and low loss feed system. Illumination pattern became almost uniform across the antenna aperture and, together with the low loss feed system, the overall system  $G/T$  at 4.1 GHz became 40.9 dB at 5° elevation when the receiver noise temperature was 18°K. But local ascent in wide angle directivity due to spillover from the main reflector and some increase of the 1st sidelobe level was brought about.

## 1. 緒 言

鹿島では日本で最初の大型 30mφ パラボラアンテナを使用して、東京オリンピック中継をはじめとして、おもに NASA が打上げた ATS (Applications Technology Satellites) を用いた各種通信実験、衛星打上げの際の追尾や、電波領域における天体観測などを行なっ

てきた。

しかしこのアンテナでは、鏡面精度が悪く、特に 6GHz 帯の利得がじゅうぶんにとれないため、SSB 衛星通信実験では up-link power が不足する。また、よりいっそう品質のよい宇宙空間の観測や通信実験を行なうため、高性能なアンテナが必要となった。26mφ アンテナはこのような要請から建設された。ここでは、おもにその電気的特性について述べる。

\*鹿島支所第二宇宙通信研究室 \*\*衛星研究部通信衛星研究室

\*\*\*日本電気株式会社

## 2. 設計基準

多目的な宇宙通信実験局のアンテナシステムとして対象にしたものは、中高度（移動）衛星と同期（静止）衛星（おもに ATS 系）、ならびに銀河系内外および太陽系の電波雑音源である。これらに対する実験計画からおもな設計基準が次のように定められた。

- (1) 利得 4.1~4.2 GHz 58 dB 以上  
6.12~6.32 GHz 61 dB 以上
- (2) 雑音温度 (4.1~4.2 GHz) 天頂 25°K 以下  
仰角 5° 50°K 以下
- (3) 方向追尾誤差信号落ち込み (4.1~4.2 GHz) -30 dB 以下
- (4) 偏波追尾和信号分離度(同上) 40 dB 以上
- (5) 給電損失 3.7~4.2 GHz 0.2 dB 以下
- (5) VSWR 3.7~4.2 GHz 1.2 以下  
5.925~6.425 GHz 1.2 以下

以上のほか送信電力の受信側への漏洩が、送受平行偏波でも -70 dB 以下とした。また偏波角度は電気角 0.5° の精度で 1° 毎秒の速度で自動追尾可能とした。

## 3. 構成

### 3.1. アンテナ系

一般にカセグレンアンテナの利得  $G$  は次式で表わすことができる。

$$G = \left(\frac{\pi D_m}{\lambda}\right)^2 \cdot \eta \quad (1)$$

ここで、

- $D_m$  = 開口直径
- $\lambda$  = 自由空間波長
- $\eta$  = 開口能率

$\eta$  はさらに次のようにあらわされる。

$$\eta = \eta_i \cdot \eta_{ss} \cdot \eta_{sm} \cdot \eta_{tol} \cdot \eta_b \cdot \eta_p \cdot \eta_{cp} \cdot \eta_r \quad (2)$$

ここで、

- $\eta_i$  = 開口照射能率
- $\eta_{ss}$  = 副反射鏡からのスピルオーバー能率
- $\eta_{sm}$  = 主反射鏡からのスピルオーバー能率
- $\eta_{tol}$  = 鏡面精度による能率
- $\eta_b$  = 副反射鏡およびその支持柱のブロッキングによる能率
- $\eta_p$  = 開口面残留位相による能率

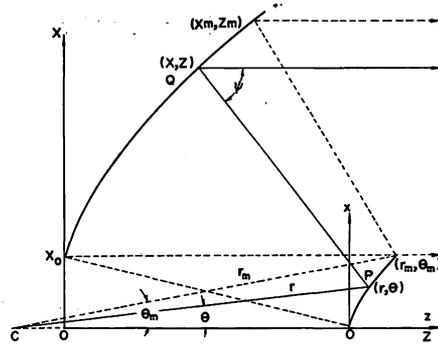
$\eta_{cp}$  = 交叉偏波成分による能率

$\eta_r$  = VSWR による能率

従来の双曲面、放物面を用いたカセグレンアンテナでは、照射分布を開口面にわたって一様にするのは困難であり、したがって(2)式中で能率を悪化させる最大の要因は  $\eta_i$  であり、アンテナ雑音温度と関連して、 $\eta_{sm}$  と  $\eta_i$  とのある程度の妥協のもとに設計されていた。

これに対し、従来の反射鏡の形状を変えたアンテナの研究や、高能率化に関する論文<sup>(1), (2)</sup> 以来、いわゆる鏡面修整アンテナが、衛星通信地上局アンテナとして常識化してきた。これによると、 $\eta_{sm}$  をそれほど悪化させることなく、すなわち雑音温度を高くすることなく、 $\eta_i$  を大幅に改善できる。本アンテナは、頭初のニアフィールド型で設計されたものを、途中から鏡面修整に変更したものである。

いま第 1 図に示すアンテナ座標系をとると、鏡面修整



第 1 図  
アンテナ  
座標系

カセグレンアンテナの三つの条件、すなわち振幅条件、位相条件、スネルの法則を適用して以下を得る。

$$\frac{\int_{x_0}^X E_a^2(X) \cdot X \cdot dX}{\int_{x_0}^{X_m} E_a^2(X) \cdot X \cdot dX} = \frac{\int_0^\theta E_p^2(\theta) \cdot \sin \theta \cdot d\theta}{\int_0^{\theta_m} E_p^2(\theta) \cdot \sin \theta \cdot d\theta} \quad (3)$$

$$r + \frac{X - r \sin \theta}{\sin \psi} - Z - \phi(\theta) = \text{一定} \quad (4)$$

$$\frac{dZ}{dX} = \tan \frac{\psi}{2} \quad (5)$$

$$\frac{dr}{rd\theta} = \tan \frac{\psi + \theta}{2} \quad (6)$$

ここで、

$E_a(X)$  = 開口面電界強度

$E_p(\theta)$  = 一次放射器振幅パターン

$\phi(\theta)$  = 一次放射器位相パターン

(3)式において開口面全体にわたって照度分布が一様とすると、 $E_a(X) = 1$  として次式をうる。

$$\frac{X^2 - X_0^2}{X_m^2 - X_0^2} = \frac{\int_0^\theta E_p^2(\theta) \cdot \sin\theta \cdot d\theta}{\int_0^m E_p^2(\theta) \cdot \sin\theta \cdot d\theta} \quad (7)$$

従来の多くのアンテナでは  $X_0=0$  として設計されていたようであるが、本アンテナにおいては第1図に示すように、副反射鏡の頂点近傍で反射した波束を主反射鏡の内側の端に当るようにして、副反射鏡のブロッキングによるエネルギー損失を救済し、かつ一次放射器に戻る電力を少なくして、従来のニアフィールドカセグレンアンテナより、インピーダンスを改善することができる<sup>(3)</sup>。

以上から、 $E_p(\theta)$ 、 $\phi(\theta)$  がわかれば、(4)式から(7)式を連立させて解くことにより、各反射鏡の座標が得られる。本アンテナでは、頭初ニアフィールドカセグレンとして設計されたため、その機構的条件（開口角、焦点距離など）を加味して能率が最良となるよう、電子計算機で種々計算して鏡面の形状を定めた。

一方、アンテナ雑音温度  $T_A$  は次式で与えられる。

$$T_A = \frac{\int_4 \pi T_B(\Omega) \cdot P(\Omega) \cdot d\Omega}{\int_4 \pi P(\Omega) d\Omega} \quad (8)$$

ここで、

$T_B(\Omega)$  = 立体角  $\Omega$  方向の天空および地上の輝度温度 ( $^{\circ}\text{K}$ )

$P(\Omega)$  = アンテナ電力パターン

また(8)式で  $P(\Omega)$  が未知でも、放射系の能率要素から  $T_A$  を推定することができる。放射特性から分類される雑音寄与成分の和として  $T_A$  は次式で表わせる。

$$T_A = T_{ss} + T_{sm} + T_{tol} + T_b + T_m \quad (9)$$

ここで、

$T_{ss}$  = 副反射鏡からのスピルオーバーによる雑音寄与

$T_{sm}$  = 主反射鏡からのスピルオーバーによる雑音寄与

$T_{tol}$  = 鏡面の凹凸で散乱されることによる寄与

$T_b$  = 副反射鏡およびその支持柱のブロッキングで散乱されることによる寄与

$T_m$  = 主ローブおよびその近傍ローブによる寄与。

また  $T_{sm}$  は次式で表わせる。

$$T_{sm} = \eta_{ss}(1 - \eta_{sm}) \langle T_G \rangle \quad (10)$$

ここで

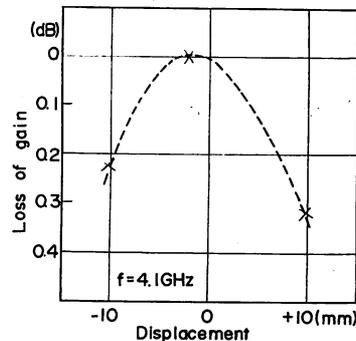
$\langle T_G \rangle$  = 主反射鏡からのスピルオーバー方向の平均輝度温度。

$T_{sm}$  は大地または低仰角方向の比較的高い輝度温度か

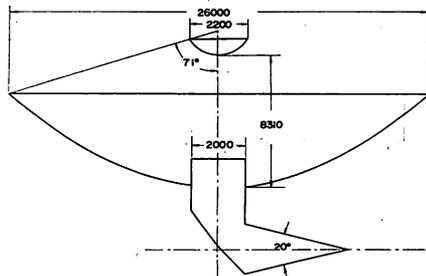
らひろうもので、アンテナ仰角  $90^{\circ}$  で最大となる。天頂で、 $T_{sm}$  以外の寄与を  $8^{\circ}\text{K}$  と仮定すると、給電損失  $0.2\text{ dB}$  で約  $13^{\circ}\text{K}$  の上昇と合わせて  $21^{\circ}\text{K}$  となるから、 $T_A$  を  $25^{\circ}\text{K}$  以下にするには  $T_{sm}$  を  $4^{\circ}\text{K}$  以下にする必要がある。いま  $\eta_{ss} = -0.2\text{ dB}$ 、 $\langle T_G \rangle = 230^{\circ}\text{K}$  とすれば、(10)式から  $\eta_{sm}$  は  $-0.08\text{ dB}$  に抑えなければならない。

本アンテナでは、前にのべた機構的制約のほか、開口照度様な範囲は主反射鏡直径の  $97.7\%$  までとし、主反射鏡の端で照度レベルを  $-10\text{ dB}$  となるような条件を加えて、 $\eta_{sm}$  の劣化を防いだ。

また一次放射器としては、低雑音性、広帯域性から、コニカルホーンレフレクタを用い、その近接領域に副反射鏡を設置した。これによって、給電系、低雑音受信機が仰角に対して不動となり、かつ給電損失を少なくすることができる。ホーンカバーは厚さ  $0.26\text{ mm}$  と薄く、かつ強度のある損失の少ない ( $0.004\text{ dB}$ 、 $\epsilon = 2.8$ 、 $f = 4\text{ GHz}$ ) ものを開発した。副反射鏡の位置は  $4.1\text{ GHz}$  における利得が最大となるよう固定した。この位置は設計値と  $2\text{ mm}$  しか違わなかった。第2図に副反射鏡を鏡軸方向に移動したときの利得低下を示す。第3図に本アンテナ系の諸元を示す。



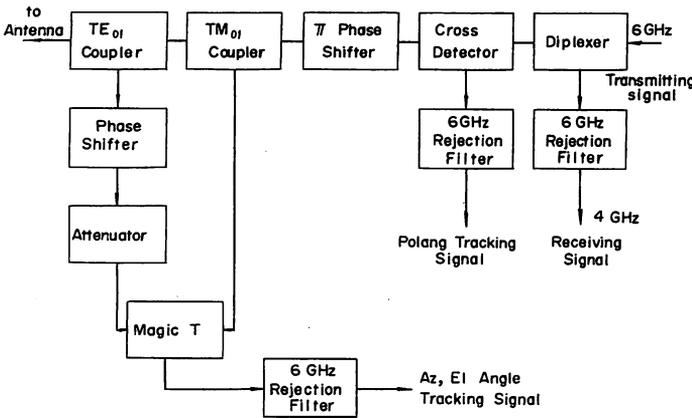
第2図 Defocus による利得の低下



第3図 アンテナの諸元

### 3.2. 給電系

本アンテナが対象とした ATS 系衛星はビーコンを4波もつため、広帯域な自動追尾方式で、かつ低損失であることに重点がおかれた。また、アンテナの設計が容易ということから、 $TE_{01}$ 、 $TM_{01}$  の高次モードを用いた



第4図 給電系の構成

直線偏波自動追尾方式とした。また、回路系が簡素になることから、ポーライザーを 4,6 GHz 帯で共用とし、交叉偏波成分は 4 GHz 帯に重点がおかれた。また耐電力 10kW 低損失に注意が払われ、ガラス(ε=4)の 180° 移相器を用いた。また特に 6 GHz 帯送信波電力の 4 GHz 帯への漏洩防止にくふうがなされた。

全体として、給電損失はアンテナ受信システムの Figure of Merit であるシステム G/T に対し G と T に二重に悪化させる作用をする。すなわちシステム (G/T)<sub>sys</sub> は次式で与えられる。

$$\left(\frac{G}{T}\right)_{sys} = \frac{G \cdot \alpha}{T_A \alpha + T_0(1-\alpha) + T_R} \quad (11)$$

ここで、

G=アンテナ利得

T<sub>A</sub>=アンテナ入力雑音温度

T<sub>R</sub>=受信機雑音温度

T<sub>0</sub>=室温

α = 給電系伝送効率 (給電損失) < 1

したがって給電損失を極力少なくすることに注意が払われている。第4図に給電系の構成を示す。

### 4. 電気的特性

#### 4.1. 利得

利得の測定には、すべて電波星 CAS-A を用いた。測定方法は、4.1 GHz の場合は Y-factor 法を、6.2 GHz の場合はディッケラジオメータを使用した。

一般に、アンテナ利得と星の等価アンテナ雑音温度 T<sub>star</sub> の間には次の関係がある。

$$G = \frac{8\pi k}{\lambda^2} \cdot T_{star} \cdot \frac{L}{\alpha \cdot \beta \cdot \gamma} \quad (12)$$

ここで、

S=電波星のフラックス密度 (W · m<sup>-2</sup> · Hz<sup>-1</sup>)

k=ボルツマン定数=1.38×10<sup>-23</sup> (joule/°K)

α=大気吸収損による補正

β=星の偏波による補正

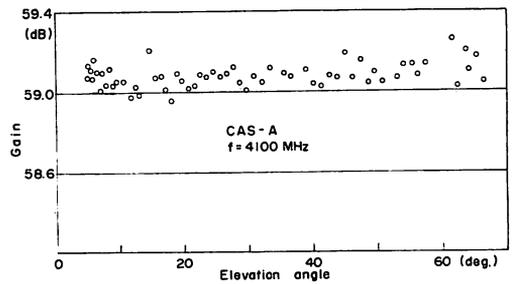
γ=星の拡がりによる補正

L=給電損失による補正

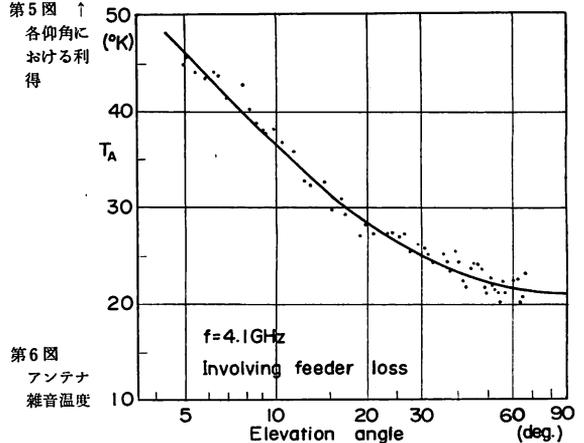
ここでは、第1表に示す CAS-A の各データを用いて算出した。おもに CCIR, IC SC の基準に従っている<sup>(4), (5)</sup>。第5図に 4.1GHz の測定結果を各仰角について示す。

第1表 CAS-A 諸元

周波数 (GHz)	4.0	6.0
フラックス密度*	1075	793.7
経年減衰量	- 1.1%/年	
スペクトル指数	0.75	
拡がり補正量	0.0134/θ <sub>BW</sub> <sup>2</sup> (dB)	
大気吸収損 α	-0.036 / Sin <sup>2</sup> (E) (dB)	
備考	*×10 <sup>-26</sup> W/m <sup>2</sup> /Hz *1967年1月1日の値 β ≅ 1	



第5図 ↑ 各仰角における利得



第6図 アンテナ雑音温度

第2表 給電損失

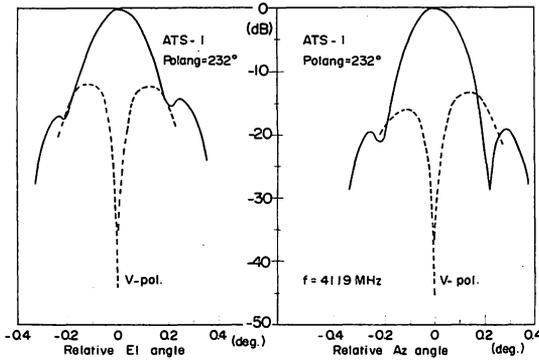
周波数 (GHz)	4.0	6.2
TE <sub>01</sub> カプラー	0.03(dB)	0.03(dB)
TM <sub>01</sub> カプラー	0.04	0.03
180° 移相器	0.05	0.03
偏分波器	0.02	0.03
6GHz 阻止器	0.04	—
計	0.18	0.12

第3表 総合特性

周波数 (GHz)	4.1	6.2
利得 (dB)	59.10	61.92
給電損失 (dB)	0.18	0.12
ビーム幅 (度)	0.168	0.114
第1サイドローブ*(dB)	-16.5	-15.2
VSWR**	1.15	1.12
開口能率 (%)	65.6	55.0
雑音温度***(°K)	46	—

備考

\* 平均値 \*\* 500MHz バンド内ピーク値 \*\*\* 仰角 5° 給電損失含む



第7図 主ビームおよび誤差パターン

4.2. 雑音温度

第6図に給電損失を含めたアンテナ雑音温度を示す。天頂および仰角 5° でそれぞれ 21°K, 46°K であり、次節に示す広角度指向性と(8)式から計算した結果 21.6°K, 45.5°K とよく一致している。給電損失による上昇分は約 12°K で第2表に給電系各部の損失を示す。

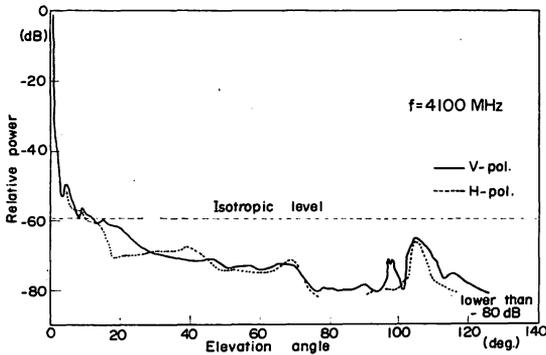
4.3. 指向性

第7図に 4119 MHz における主ビームパターンと、方向追尾用誤差パターンを示す。主ビームは ATS-I を用い、誤差パターンは約 22km はなれた照準塔を用いて測定した。第8, 9図にそれぞれ、4100 MHz, 6200 MHz の広角度指向性を示す。これも照準塔を用い、仰角 90° 以上は方位角を 180° 回転して測定した。

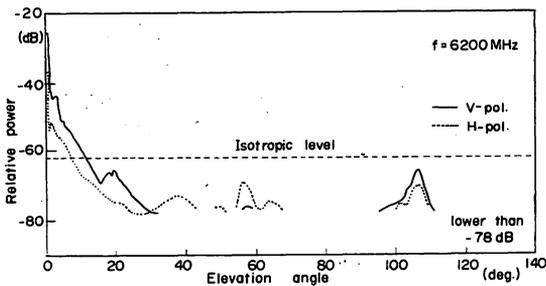
4.4. 総合特性

第3表に総合特性をまとめて示す。従来のカセグレンアンテナに比べ、鏡面修整することによって、開口能率が大幅に上昇している。これはおもに  $\eta_i$  の改善によるものである。また、開口照度分布が設計どおり一様になっているか調べるため、副反射鏡からの輻射パターンを測定した。これを開口照度分布に直したものを第10, 11図に示す。これからほぼ設計どおりの結果が得られていることがわかる。4.1 GHz, 6.2 GHz における能率推算値を第4表に示す。ここで  $\eta_i$  は開口面全面にわたって計算され  $\eta_b$  はブロッキングの面積割合から算出した。 $\eta_{tot}$  は主反射鏡、副反射鏡の鏡面精度をそれぞれ 0.8mm R.M.S. (仰角 45°), 0.3mm R.M.S. として算出した。

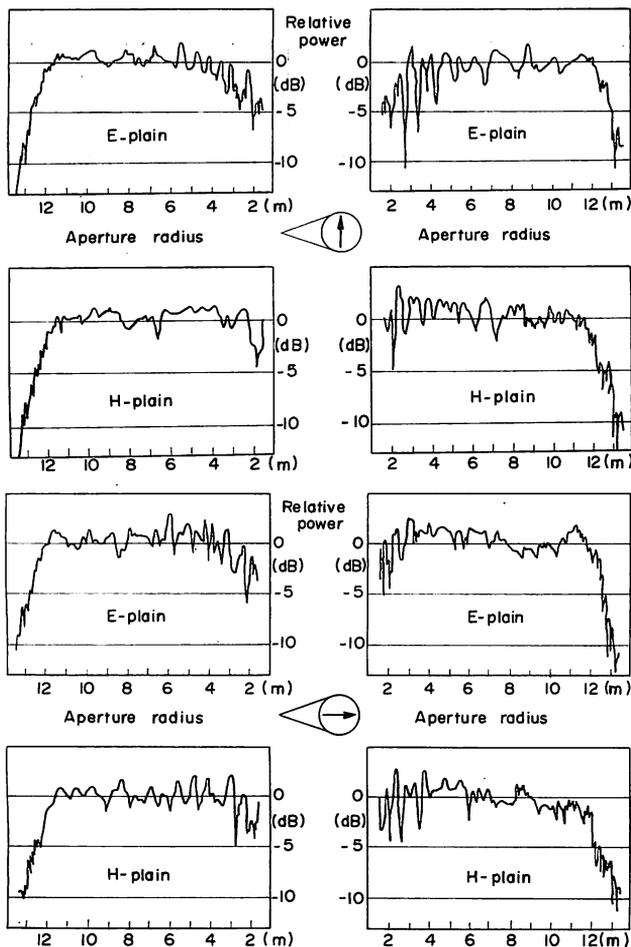
また、副反射鏡支持柱のブロッキングによる電波的陰影は、幾何光学的陰影よりかなり拡がっていることが実測により明らかとなった。第12図に 4080 MHz における実測値を示す。ここで  $L$  は開口面外端から開口中心



第8図 広角度指向性 (4.1GHz)



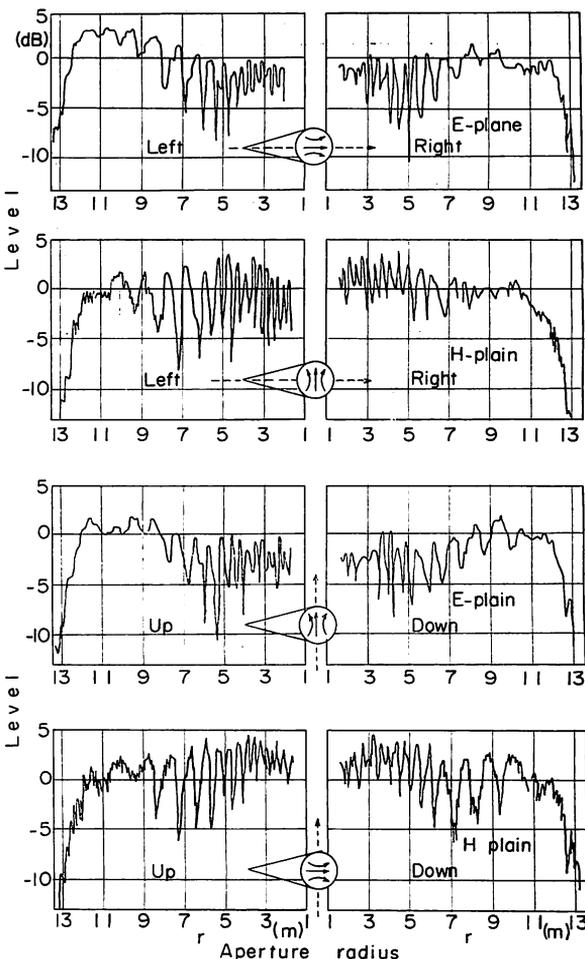
第9図 広角度指向性 (6.2GHz)



第10図 開口面主軸照度分布 (4.1 GHz)

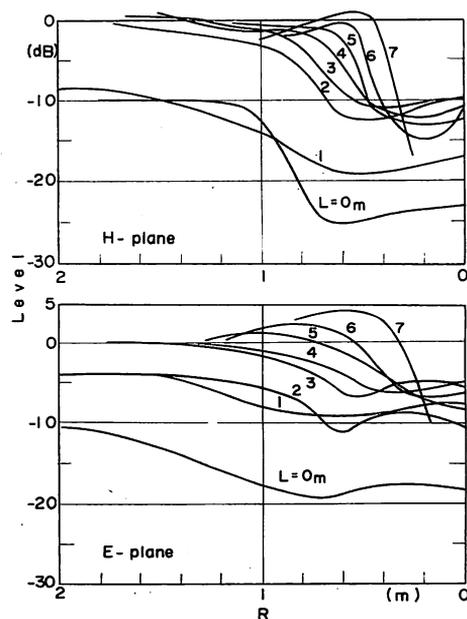
第4表 能率推算

周波数 (GHz)	4.1	6.2
照射能率 $\eta_t$	(dB) - 0.71	(dB) - 0.77
副反射鏡からのスピロオーバー $\eta_{ss}$	- 0.21	- 0.22
主反射鏡からのスピロオーバー $\eta_{sm}$	- 0.08	- 0.05
面精度による能率 $\eta_{lot}$	- 0.08	- 0.18
ブロッキングによる能率 $\eta_b$	- 0.18	- 0.18
残留位相の能率 $\eta_p$	- 0.11	- 0.15
交叉偏波成分による能率 $\eta_{cp}$	- 0.04	- 0.04
能率合計	- 1.41	- 1.59
実測能率	- 1.83	- 2.60



第11図 開口面主軸照度分布 (6.2 GHz)

第12図 副反射鏡支持柱の陰影部開口面照度分布 (パラメータは開口面円周端からの距離  $L(m)$ ) →



に向っての位置を、 $R$  は陰影中心から円周方向の距離を示す。この電波的陰影の拡がりによって  $\eta_i$  は 0.51 dB ほど劣化している。利得の実測値と、推算値の差は 4.1 GHz において 0.42 dB, 6.2 GHz において 1.01 dB となっている。この誤差の 6.2 GHz と 4.1 GHz における比は 2.35 となり、これは、それぞれの周波数における波長の 2 乗の比 2.25 に近い値を示している。したがって dB 値でちょうど  $(\lambda)^2$  で変化する能率要素は  $\eta_{oi}$  であるから、鏡面精度が実際は 0.8mm R.M.S. より悪いのではないかと推定される。

また、鏡面修整することにより、ある程度不可避的に主反射鏡からのスピルオーバーによる広角度指向性の部分的劣化と第 1 サイドローブの若干の上昇がみられる。

## 5. 結 言

鏡面修整することにより、26mφ アンテナで、4.1 GHz、仰角 5° でシステム  $G/T=40.9$  dB (受信機雑音温度 18°K として) が得られた。開口照度分布はほぼ設計どおり一様になっていることが確認された。また、主反射鏡の中心からではなく内側の端から鏡面を設計することにより、VSWR の改善に役立ち、副反射鏡遮蔽によるエネルギー損失を救済できた。

また、照射分布が広がったことにより、副反射鏡支持柱のブロッキングによるエネルギー損失がかなり多く、

幾何光学的遮蔽面積の 2~3 倍となることが判明した。

本アンテナを開発するに当たり、通信機器部村主部長、日本電気マイクロ波衛星通信事業部相馬空中線部長をはじめとし、鹿島支所の方々ならびに日本電気技術陣の御指導と御協力に深く感謝します。

## 参 考 文 献

- (1) Galindo, V; "Design of Dual-Reflector Antennas with Arbitrary Phase and Amplitude Distributions", IEEE. Trans., AP-12, 4, 403~408, 1964.
- (2) Williams, W. F, "High Efficiency Antenna Reflector", Micro. Jour., 8, 7, 79-82, 1965.
- (3) Morgan, S. P., "Some Examples of Generalized Cassegrainian and Gregorian Antennas", IEEE. Trans., AP-12, 6, 685-691, 1964.
- (4) C. C. I. R., "G/T Measurement with the Aid of Radio Stars", Doc. IV/182-E, Working Group IV-A, Draft Revision of Report 390, Annex I, 2 October, 1968.
- (5) I. C. S. C., U. K., "The Use of Cosmic Sources of Radiation for the Measurement of Satellite Earth Station Aerial Performance", T-18-23 E W/2/67, 1 March, 1967.

