

ロケット搭載用新テレメータアンテナ (300 MHz 帯)

鎌田 幸男・市川 満・林 友直

(1982年7月14日受理)

A New Rocket-Borne Antenna for 300MHz Telemetry

By

Yukio KAMATA, Mituru ICHIKAWA, Tomonao HAYASHI

Abstract: An improvement of the frequency characteristics of the transmission line antenna of inverted-L type for the 300 MHz telemetry of satellite-launch vehicles as well as sounding rockets is described. The improved antenna has a frequency-bandwidth of about 6 MHz, which is about twice that of the former ones. The wider bandwidth will remove the complicated procedures of adjustment during installation, and also will make it possible to be operated at two frequencies with a separation of 3 MHz or more (295 MHz and 298 MHz) simultaneously. Mechanical characteristics of the new antenna are also discussed.

1. ま え が き

ロケット搭載用テレメータアンテナとして従来から使用されている伝送線路逆Lアンテナ(胴体フック型アンテナ)は指向性、機械強度、排気炎の影響、給電線の短縮など、多くの点でそれ以前に使用されていた吹流しホイップアンテナに比べて勝っており、K-8型以来広く使用されて来た。[1] しかし、このアンテナには周波数帯域がきわめて狭いという難点があり、そのため調整がかなり困難な作業となり、特にM型ロケットの場合にはアンテナ素子数が8本であるためアンテナ調整にかなりの時間を要してきた。また、2周波共用(295 MHzと298 MHz帯)として用いる場合に、現用のアンテナでは両周波数においてSWR(定在波比)を2以下にすることはほとんど不可能であった。

今回、この狭帯域性を改善し、また合せて機械的強度についても改善を加えることを目

標として新しいアンテナの開発を行なった。主要な改良点は、アンテナ高を5 mm 高くし、それとともに伝送線路部分の幅を広くしたことで、これにより周波数帯域を従来型の約2倍に広げることができた。また、機械的強度についても従来のアンテナに比べて改善がなされた。

2. 伝送線路逆Lアンテナの原理

図1に300 MHz帯で使用しているロケット用テレメータアンテナの原理図を示す。以下に述べる解析を容易にするため、図ではアンテナ素子を直径 $2a$ の棒状としている。また、 $b/2$ を以下、アンテナ高と呼ぶ。

このアンテナの等価回路は伝送線路を用いて図2のように表現できる。但し、終端には一般性を持たせるためにインピーダンス Z_s および Z_0 を接続している。

図2の等価回路において平行線路の電流 I_1 および I_2 はそれぞれ次式で与えられる。
[2]

$$I_1(Z) = -I_g \left\{ \frac{\cos h(\gamma S_2 + \theta_s) \sin h(\gamma Z + \theta_0)}{\sin h(\gamma S + \theta_0 + \theta_s)} \right\} \quad 0 \leq Z \leq S_1 \quad (1)$$

$$I_2(W) = I_g \left\{ \frac{\cos h(\gamma S_1 + \theta_0) \sin h(\gamma W + \theta_s)}{\sin h(\gamma S + \theta_0 + \theta_s)} \right\} \quad 0 \leq W \leq S_2 \quad (2)$$

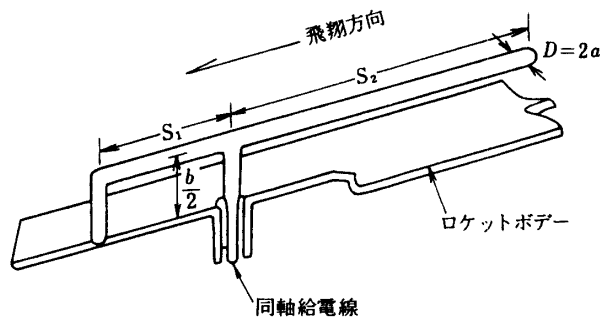


図1 ロケットテレメータアンテナ原理図

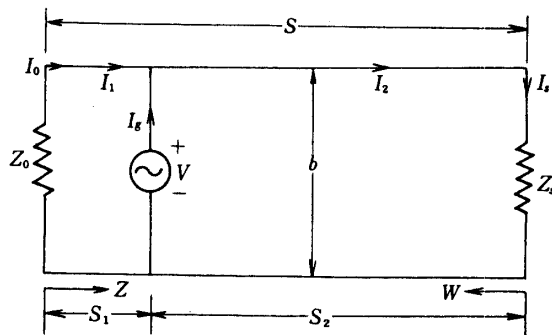


図2 アンテナ等価回路

$$\text{ここで, } \theta_i = \rho_i + j\Phi_i = \cos h^{-1}(Z_i/Z_c) \text{ なお } i=0 \text{ or } S \quad (3)$$

Z_c は伝送線路の固有インピーダンス, γ は伝搬定数 ($\gamma = \alpha + j\beta$) である. 線路の損失が十分小さければ

$$\theta_0 \doteq j\Phi_0, \quad \theta_s \doteq j\Phi_s, \quad \gamma = j\beta \quad \text{となる.}$$

(1), (2)式より遠方界のベクトルポテンシャルを求めることができ, それからポインティングベクトルが計算される. ポインティングベクトルを全球面で積分することにより全放射電力が得られるがこれを $I_0^2/2$ で割ったものは放射抵抗 R_e となる. このような手順で放射抵抗を計算した結果は次式のようなになる. [3], [4]

$$R_e = 30\beta^2 b^2 \left[\frac{1}{2} \left\{ 1 + \left(\frac{K_0}{\sin \Phi_0} \right)^2 + \left(\frac{K_s}{\sin \Phi_s} \right)^2 \right\} - \left\{ K_0 \frac{\sin \beta S_1}{\beta S_1} + K_s \frac{\sin \beta S_2}{\beta S_2} \right\} - \left(\frac{K_0}{\sin \Phi_0} \right) \left(\frac{K_s}{\sin \Phi_s} \right) \cos(\Phi_0 + \Phi_s) \frac{\sin \beta S}{\beta S} \right] \quad (4)$$

ここで

$$\left(\frac{K_0}{\sin \Phi_0} \right) = \frac{\cos(\beta S_2 + \Phi_s)}{\sin(\beta S + \Phi_0 + \Phi_s)} \quad (5)$$

$$\left(\frac{K_s}{\sin \Phi_s} \right) = \frac{\cos(\beta S_1 + \Phi_0)}{\sin(\beta S + \Phi_0 + \Phi_s)} \quad (6)$$

本テレメータアンテナの場合には, 図1に示すように $Z_s = \infty$, $Z_0 = 0$ であるので

$$\theta_s \doteq j\Phi_s = \cot h^{-1} \left(\frac{\infty}{Z_c} \right) \quad \therefore \Phi_s = 0 \quad (7)$$

$$\theta_0 \doteq j\Phi_0 = \cot h^{-1} \left(\frac{0}{Z_c} \right) \quad \therefore \Phi_0 = \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

したがって (7), (8) 両式を (4) 式に代入することにより, 放射抵抗 R_e は次式となる.

$$R_e = \frac{30\beta^2 b^2}{\cos^2 \beta S} \left[\frac{1}{2} \left\{ \cos^2 \beta S + \sin^2 \beta S_1 + \cos^2 \beta S_2 \right\} - \cos \beta S \cdot \cos \beta S_2 \frac{\sin \beta S_1}{\beta S_1} \right] \quad (9)$$

上式よりアンテナ高 ($b/2$) を高くすることにより放射抵抗 R_e が増大し, その結果, Q が下がり周波数帯域が広がることが予測される.

次にアンテナの入力リアクタンスについて調べると, 図2から明らかなように, 入力リ

リアクタンスは2つの伝送線路の入力リアクタンスの並列結合である。すなわち、入力リアクタンス X_{in} は

$$X_{in} = \frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2} \quad (10)$$

$$\text{ここで } X_1 = -Z_c \cot(\beta S_1 + \Phi_0) \quad (11)$$

$$X_2 = -Z_c \cot(\beta S_2 + \Phi_s) \quad (12)$$

伝送線路の特性インピーダンスは次式で表される。

$$Z_c = \frac{\zeta_0}{\pi} \ln \left[\frac{b}{2a} \left\{ 1 + \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{b} \right)^2} \right\} \right] \quad (13)$$

ζ_0 は自由空間の固有インピーダンスであり 120π (Ω) に等しい。

アンテナの入力インピーダンス Z_{in} は式 (9) および (10) を用いて

$$Z_{in} = R_e + j \left(\frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2} \right) \quad (14)$$

となる。

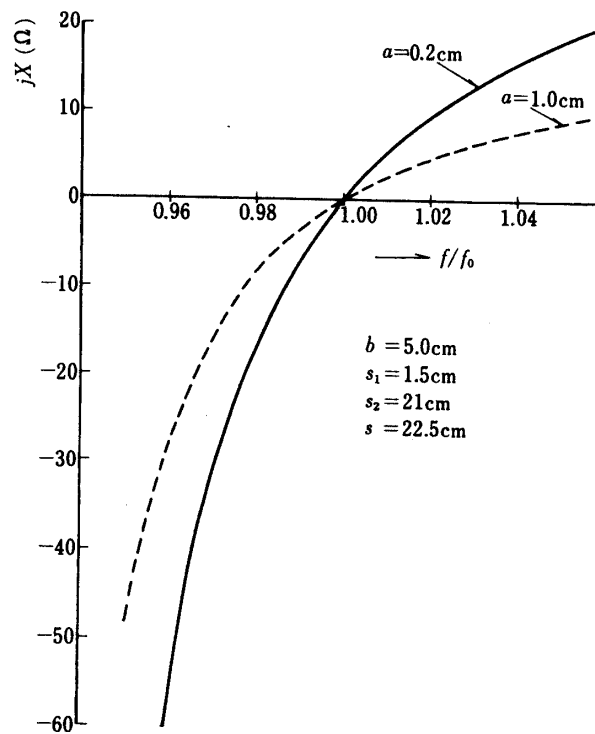


図3 リアクタンスの周波数特性

本方式のアンテナの周波数特性を急峻にしている原因の一つは線路の呈する大きなリアクタンスである。したがってリアクタンスを小さくすることも周波数帯域を広げることに寄与するであろうことが予想される。

(10), (11), (12) 式において, 可変のパラメータは Z_c , S_1 , および S_2 である。 S_1 と S_2 は通常給電線との整合を取るために最適な長さに固定される。したがって任意に変えるのは Z_c のみである。

特性インピーダンス Z_c は, $b \gg a$ のとき次式のように近似される。

$$Z_c \doteq 120 \ln \frac{b}{a} \quad (15)$$

これからアンテナ素子の直径 $2a$ を大きくすることによって Z_c を減少させる, すなわちアンテナの入力リアクタンスを減少させることがわかる。図3にリアクタンスの周波特性の計算例を示す。アンテナ素子の直径が 0.4 cm の場合と 2.0 cm の場合とを計算したものである。なお周波数軸はリアクタンスが零となる周波数 f_0 で正規化してある。

3. 試験用アンテナによる実験

前節に述べたように, アンテナ素子の太さおよびアンテナ高を増すことによって周波数帯域が広がるであろうことが示された。そこで, 試験用のアンテナを製作し, 周波数特性の測定を行なった。アンテナ高に関しては, ロケットの運動に影響を及ぼさないための空気力学的な限界があり, 今後の設計では現用のアンテナ高 20 mm を 5 mm 高くするに留めた。また, アンテナ素子の直径を単純に増すことは重量の増大につながるため, 図4に示すようにアンテナ伝送線路部の幅 (W) を広くすることによって等価的な直径を増すこととした。実験にあたっては, 試験用アンテナを図4に示すように円筒 (直径 D , 長さ L) に取り付け, 周波数対 SWR 特性を測定した。また, 比較のために従来からのテレメータアンテナについても同様の測定を行なった。測定の結果を図5および図6に示すが, これらはいずれも理論的な予想を実証したものとなっている。図5はアンテナ高を増すことによる効果を示すものである。装着した円筒の直径は 36 cm である。図に示されている

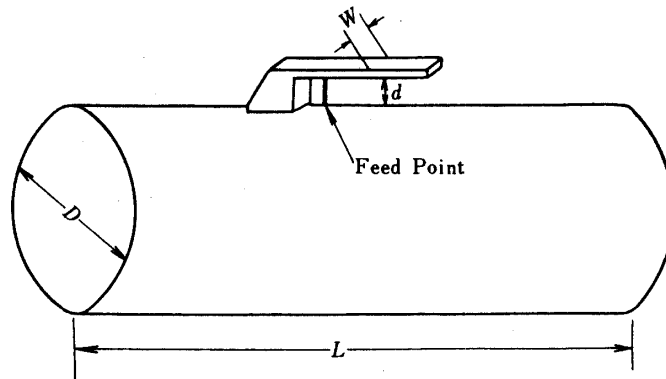


図4 試験用アンテナ

$D=36\text{cm}$ $L=74\text{cm}$ の円筒に装着
 $W=9\text{mm}$

—— $d=25\text{mm}$
 - - - - $d=20\text{mm}$ (従来型アンテナ)

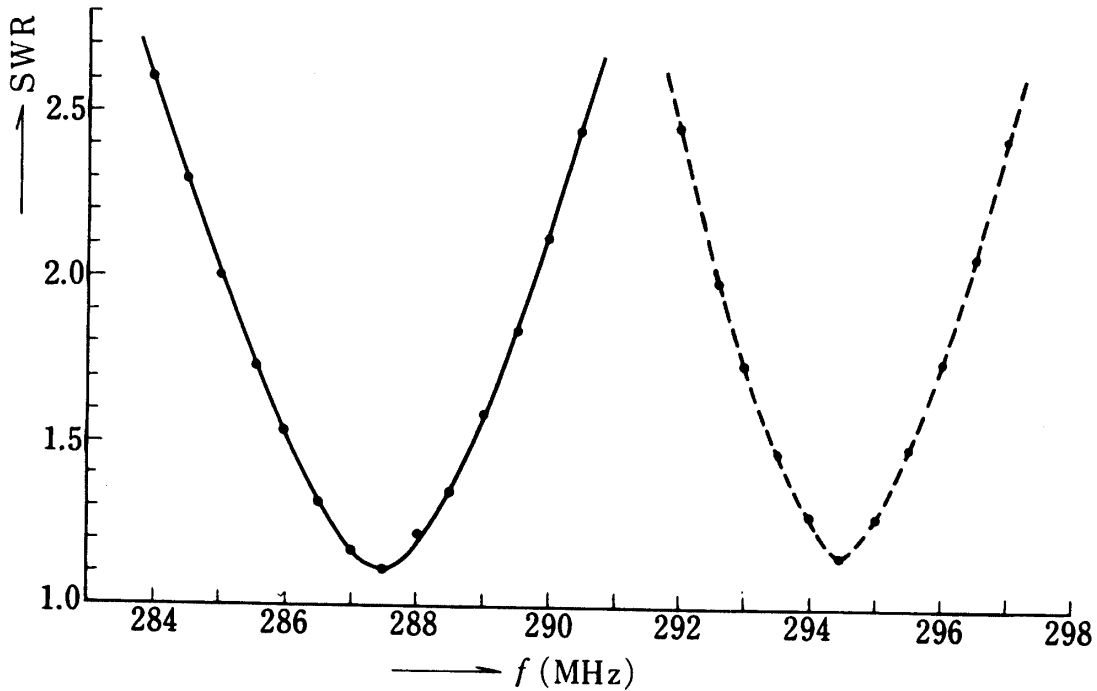


図5 アンテナ高による周波数特性の変化

ように高さを5 mm 高くしたことにより SWR 2.0 以下の帯域幅が 3.7 MHz から 4.7 MHz へと約 1 MHz 広がっている。図6は、アンテナの伝送線路部分の幅を広げることによって周波数帯域が広がる様子を示したものである。従来からのテレメータアンテナの SWR 2.0 以下の帯域が 3.5 MHz であるのに対し、新しいアンテナ(高さも 25 mm としてある)の帯域は、幅 $W=25\text{mm}$ の場合 5.2 MHz, $W=30\text{mm}$ の場合 6 MHz, $W=35\text{mm}$ の場合 6.6 MHz となっている。

4. 搭載用モデルアンテナの試作

以上に述べた実験結果を基に、ロケット搭載用アンテナのモデルを試作した。外観を図7に、構造寸法を図8に示す。前節に述べたようにアンテナ高をあまり高くするとロケットの運動性能に対する空気力学的な影響が無視できなくなるため、現用のアンテナに対して5 mm 高くするのみに留めた。すなわち、現用のアンテナ高 20 mm に対して新しいアンテナの高さは 25 mm である。また、線路部の幅についても同様の考慮から 30 mm とした。

$D=86\text{cm}$ $L=100\text{cm}$ の円筒に装着

----- $W=9\text{mm}$ (従来型アンテナ $d=20\text{mm}$)
 ----- $W=25\text{mm}$ } $d=25\text{mm}$
 ———— $W=30\text{mm}$ }
 - - - - - $W=35\text{mm}$ }

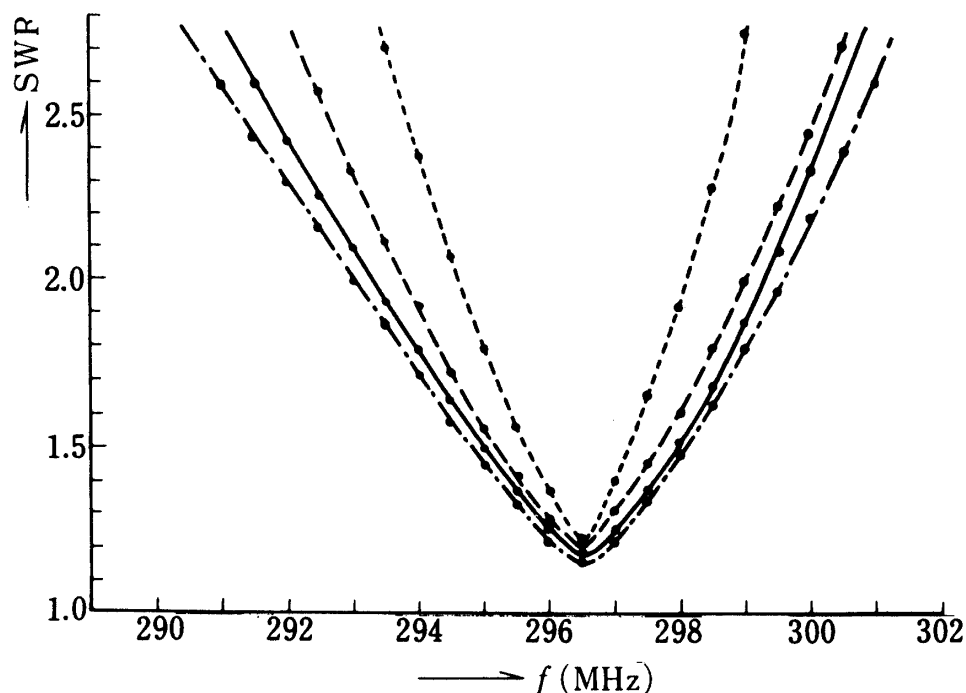


図 6 伝送線路部の幅 (W) による周波数特性の変化

さらに、アンテナの機械的強度を増すため線路部にセンターリブを入れ、重量を軽くするため線路部とアンテナベース部にくり貫きを入れた。モデルアンテナを直径 86 cm の円筒に装着したときの SWR 対周波特性を図 9 に示す。SWR 2.0 以下の帯域は 6.2 MRz となっている。

5. 環境試験

新アンテナの試作モデルと従来型アンテナに対してロケット搭載用機器の単体試験の強度で振動試験を行なった。図 10 に振動試験の様子を示す。アンテナ先端と基部にセンサーが取り付けられている。表 1 に示す加振強度で振動試験を行なった結果、アンテナに異常がないことを確認した。図 11 には、加振強度 1 G で加振したときの第 1 共振周波数付近でのアンテナ先端に取り付けたセンサーによる加速度を示してある。また、第 1 共振周波数でのアンテナ素子の振動の様子を図 12、図 13 に示す。

これらの振動試験の結果は新アンテナが十分な機械的強度をもつことを示すものであ

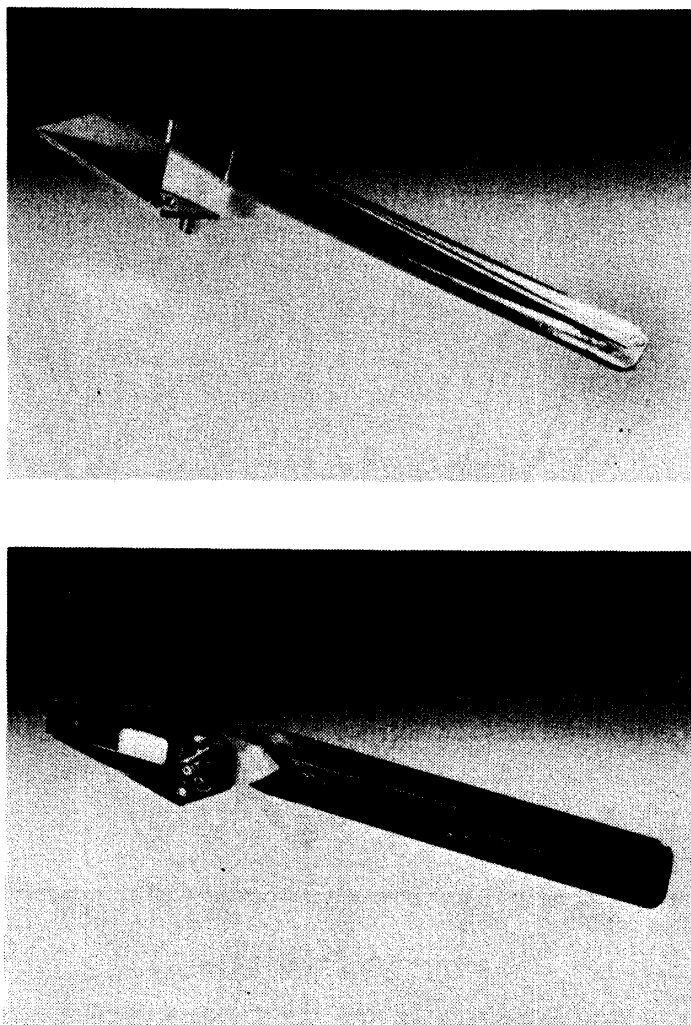


図7 搭載用モデルアンテナ

る。図11が示すように従来のテレメータアンテナの第1共振周波数が73 Hzであるのに対し、新アンテナのそれは151 Hzであり約2倍に高くなっている。また、共振周波数でのアンテナ素子の振れも図12、図13に示すように従来型アンテナが約4 mmなのに対し新アンテナは約1 mmである。

6. む す び

従来から使用されてきた300 MHz帯テレメータアンテナの狭帯域性（インピーダンス特性）を改善するため、アンテナ高を5 mm高くし、伝送線路部分の幅を広げた結果、従来からのアンテナの約2倍の周波数帯域を持つアンテナを製作することができた。これによりアンテナの整合調整が容易になり、2周波共用（295 MHz帯と298 MHz帯）アンテナ

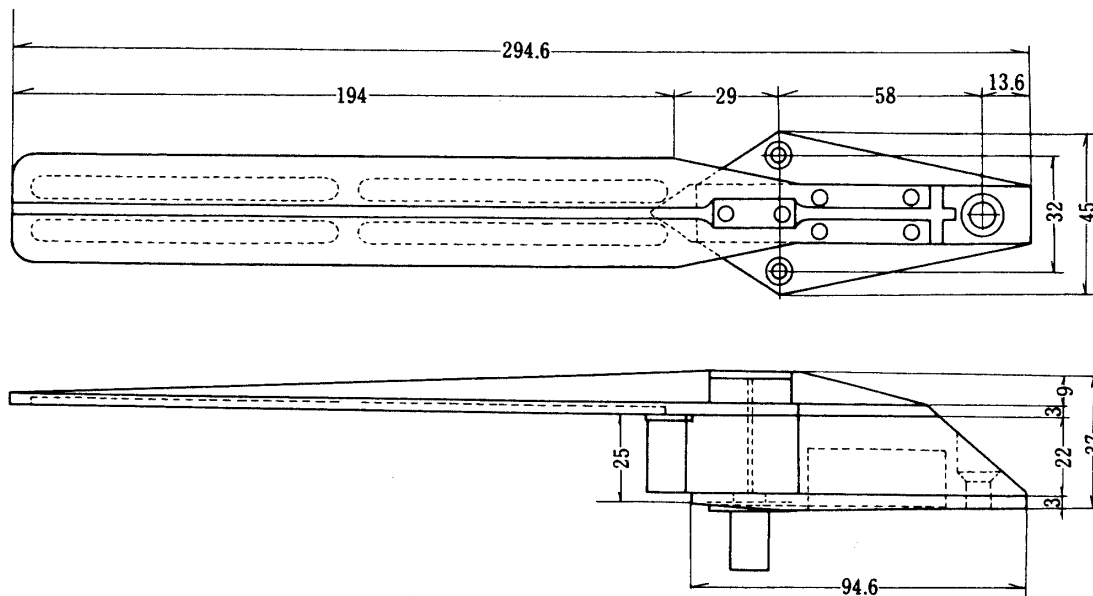


図 8 搭載用モデルアンテナ構造図

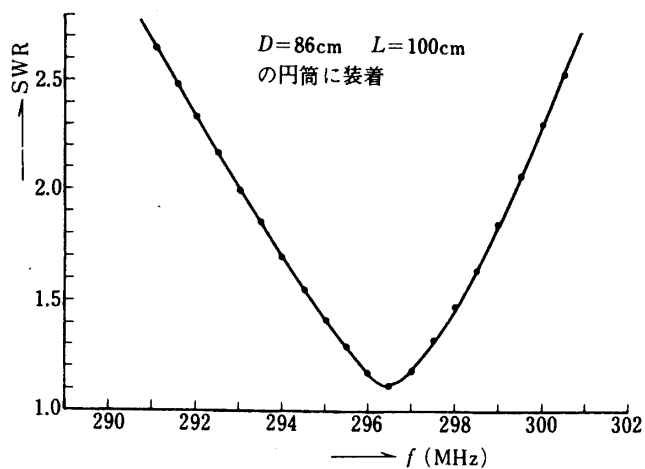


図 9 搭載用モデルアンテナの SWR 特性

表 1 振動試験の加振強度

加振周波数	加振強度
10~ 30 Hz	± 0.5 mm
30~ 500 Hz	2.5 G
500~2000 Hz	5 G

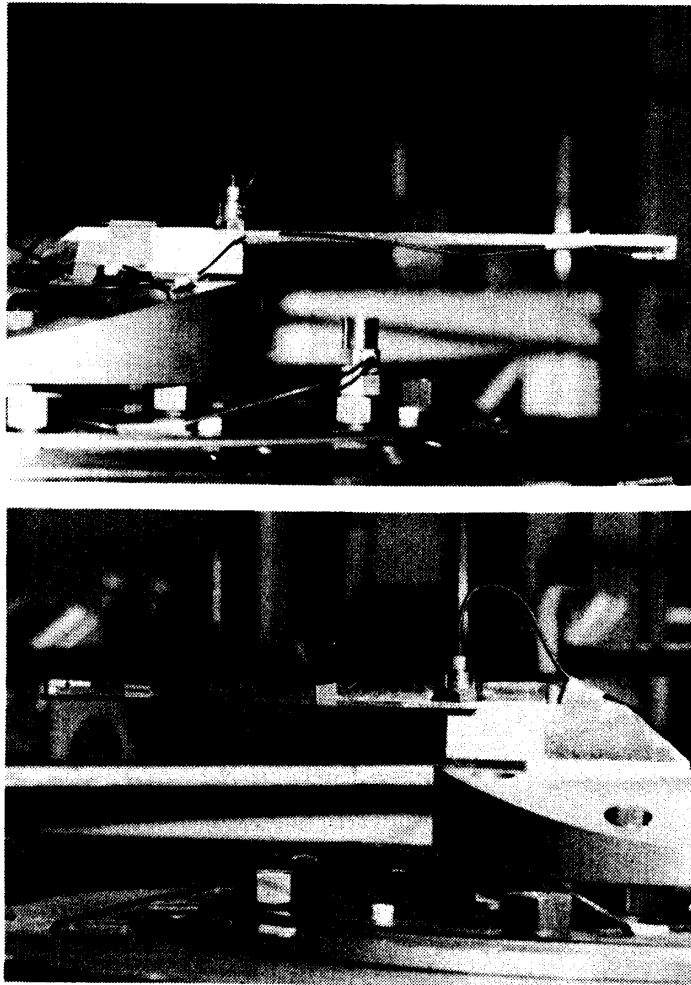


図 10 振動試験 (センサー付)

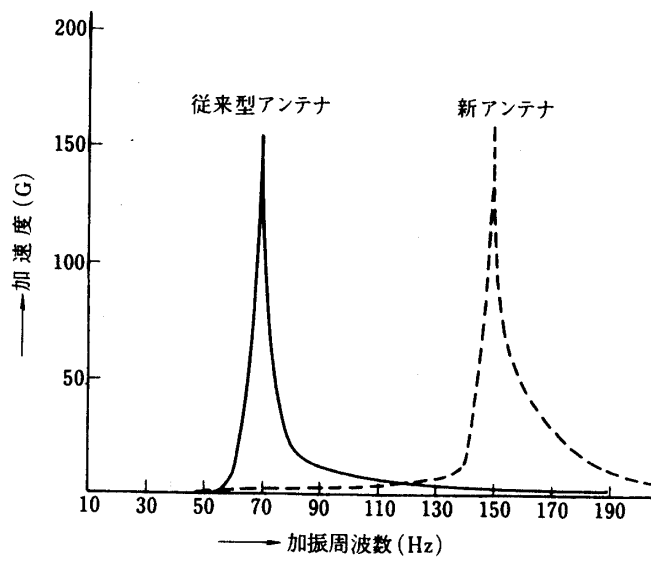


図 11 加速度対加振周波数特性 (第1共振点)

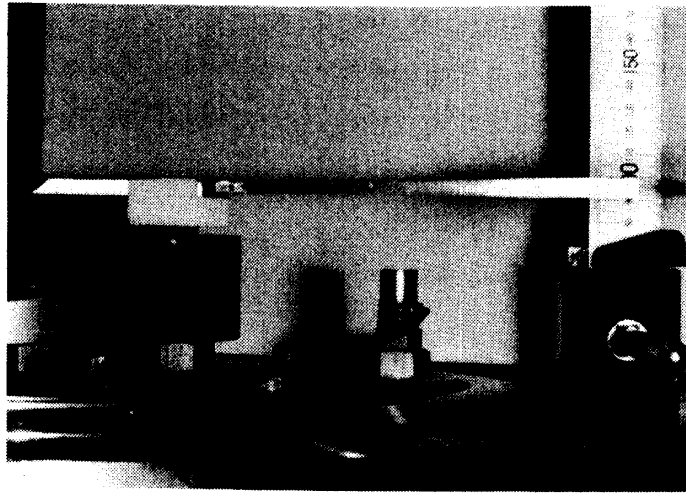


図 12 従来型アンテナの第1共振周波数 (73 Hz) での振動の様子

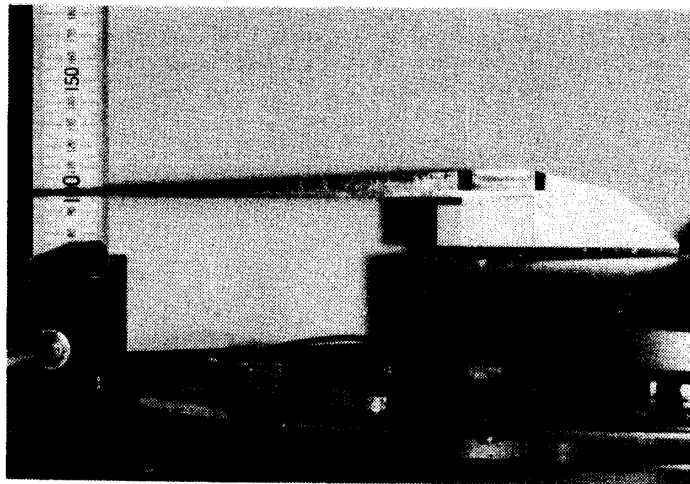


図 13 新型アンテナの第1共振周波数 (151 Hz) での振動の様子

ナとして使用される場合にも十分な周波数帯域をもつこととなる。機械的強度についても従来型アンテナよりも優れており、ロケット搭載用アンテナとして十分耐え得るものと思われる。なお、アンテナの表面積が従来型アンテナよりも大きくなるため空気力学的には従来型アンテナよりも影響の大きいものとなるが、M ロケットなどの大型ロケットの場合にはほとんど問題にならないので今後の M ロケット搭載用テレメータアンテナとして活用できるものと考えられる。

終りに本テレメータアンテナに関して空気力学的な面で御検討頂いた難田助教授、振動試験をお願いした森研究室中田技官に厚く感謝するとともに、本アンテナの製作を担当されたユシヤ製作所の関係各位に謝位を表わす次第である。

参考文献

- [1] 山下不二雄, 稲嶺洋右, “テレメータ用ロケットアンテナ”東大生産研究 Vol. 15, No. 7, 1963.
- [2] Ronold King, C.W. Harrison and D.H. Denton, “Transmission-Line Missile Antennas,” IRE Trans. on AP, Vol. 8, January 1960.
- [3] J.E. Storer and R.W.P. King, “Radiation resistance of a two-wire line,” PROC. IRE, Vol. 39, November 1951.
- [4] Edward A. Wolff “Antenna Analysis,” 1966 by John Wiley & Sons, Inc.