

航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-467

コンデンサで終端されたロケット搭載用VHF帯
伝送線路型アンテナの研究

桜井善雄

1976年8月

航空宇宙技術研究所
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

コンデンサで終端されたロケット搭載用VHF帯 伝送線路型アンテナの研究*

桜井善雄**

Study on a Capacitor Terminated VHF Transmission-Line Rocket Antenna

By Yoshio SAKURAI

ABSTRACT

A theoretical and experimental investigation on the characteristics of the antenna has been performed in order to reduce the weight and size of a VHF rocket antenna. The antenna consists of a transmission-line terminated in a short-circuit on one end and a variable capacitor terminated at the other. The antenna is mounted on a conducting plane or conducting circular cylinder.

Theoretical and experimental results revealed that the antenna possessed the merits of light weight, an overall length of less than a quarter wavelength, good radiation patterns, tunable over a wide frequency range, with a low voltage standing wave ratio using only a variable capacitor, and providing excellent performance under the given environmental condition. These results were also very satisfactory from an engineering standpoint and were successfully applied to the design of the VHF antenna mounted on the JCR-8 rocket.

記 号			
a : アンテナ素子の半径	(m)	P_r : アンテナの放射電力	(W)
C : コンデンサの容量	(F)	R_c : アンテナの放射抵抗と損失抵抗との和	(Ω)
E_θ : 放射電界の θ 成分	(V/m)	R_0 : 同軸ケーブルの特性インピーダンス	(Ω)
E_φ : 放射電界の φ 成分	(V/m)	Z_{in} : アンテナの入力インピーダンス	(Ω)
f : 周波数	(Hz)	Z_0 : 自由空間の特性インピーダンス	(Ω)
f_0 : コンデンサが無いときのアンテナの中心周波数	(Hz)	Z_w : 伝送線路の特性インピーダンス	(Ω)
f_c : コンデンサが有るときのアンテナの中心周波数	(Hz)	x, y, z : 直角座標系	
g : 円筒導体の半径	(m)	r, θ, φ : 極座標系	
h : アンテナ素子の中心から無限平面導体(または円筒導体表面)までの高さ	(m)	ρ, φ, z : 円筒座標系	
I : アンテナ素子上の電流波腹値	(A)	ϵ, ϵ_0 : 誘電体および真空中の誘電率	(F/m)
j : 虚数		$\lambda, \lambda_0, \lambda_c$: f, f_0, f_c に対応する波長	(m)
k, k_0, k_c : $2\pi/\lambda, 2\pi/\lambda_0, 2\pi/\lambda_c$	(rad/m)	μ, μ_0 : 導体および真空中の透磁率	(H/m)
p : $f_c/f_0 = \lambda_0/\lambda_c$		π : 円周率	
		σ : 導体の導電率	(Ω/m)
		ω, ω_c : 角周波数 $2\pi f, 2\pi f_c$	(rad/s)

1. まえがき

アンテナの長さがおよそ $1/4$ 波長でその一端が短絡され他端が開放された伝送線路型アンテナは、アンテナの

* 昭和51年7月3日 受付
** 計測部

高さを波長に比べて十分低くおさえることができかつアンテナの放射電力特性を比較的無指向性に近いもののできる等種々の長所をそなえているために、従来ロケット搭載用VHF帯アンテナとして多く用いられてきた。しかしこのアンテナは周波数が低くなってくるとアンテナの長さが長くなっていくので、特に小型ロケット搭載用としては不適當になってくる。

これを軽減するために、アンテナの先端に可変コンデンサを挿入しアンテナの長さを1/4波長以下の任意の長さにするアンテナを取り上げ、このアンテナがロケット搭載用に適しているか否かを検討した。このアンテナの実用試作およびロケットによる試作アンテナの飛しょう実験の詳細についてはすでに報告してあるので、¹⁾ここでは主にその基礎的な理論と実験結果について述べる。

2. アンテナの整合

伝送線路型アンテナは一般に図 2.1 のような断面図のアンテナである。²⁾すなわち無限平面導体上に水平に張った半径 a の1本の直線状導体(以後これをアンテナ素子と呼ぶ)の両端がそれぞれ Z_1, Z_2 のインピーダンスで終端され、アンテナ素子の適当な点に給電点を持ち、 $a \ll h \ll \lambda$ (h はアンテナの高さ、 λ は波長)を満足するアンテナである。

アンテナの入力インピーダンスを給電線(同軸ケーブル)の特性インピーダンスに整合させることを以後単に“整合をとる”と略す。

Z_1, Z_2 が 0 (短絡) 又は ∞ (開放) の場合にはすでに報告してあるように、³⁾ 図 2.2 の場合にてのみ整合をとることができる。ここに $\Delta l_L, \Delta l_C$ は後述のように整合をとるために必要な微調整用のアンテナの長さである。

今図 2.2 の任意のアンテナを一つ選び、図 2.3(a) のように任意の断面 $Q-Q'$ でアンテナ素子を切り取ったと仮定し、この時 $Q-Q'$ から切り取った部分を見た伝送線路のインピーダンスを Z とする。図 2.3(b) のように切り口を新

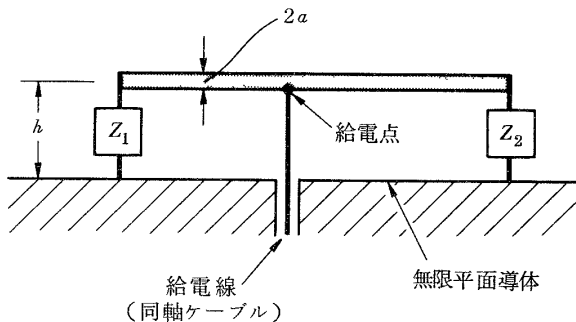
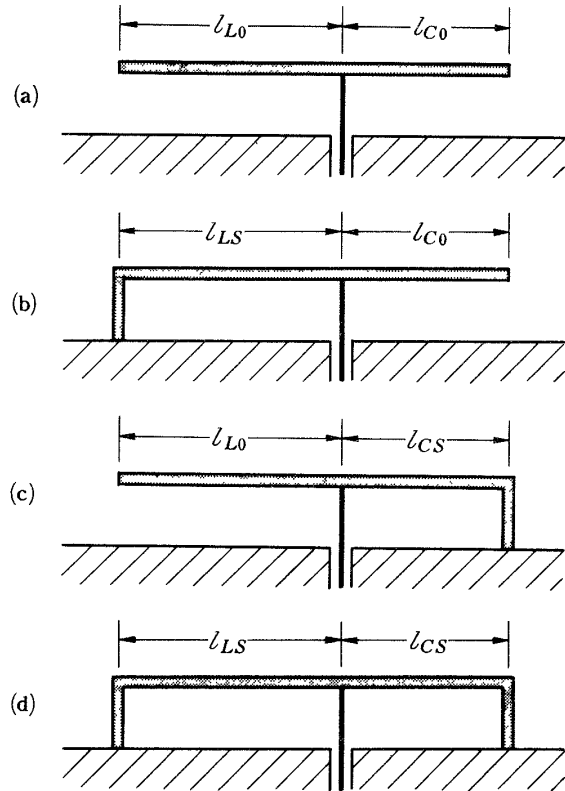


図 2.1 伝送線路型アンテナの断面図

たに集中定数 Z で終端してやると、このアンテナも図 2.2 の場合と同様に $\Delta l_L, \Delta l_C$ を適当な値に選んでやることにより整合をとることができる。

ロケット搭載用アンテナとしては小型軽量で電気的の特



$$l_{LS} = 2m \frac{\lambda_0}{4} + \Delta l_L \quad l_{CS} = (2n+2) \frac{\lambda_0}{4} - \Delta l_C$$

$$l_{L0} = (2m+1) \frac{\lambda_0}{4} + \Delta l_L \quad l_{C0} = (2n+1) \frac{\lambda_0}{4} - \Delta l_C$$

m, n は 0 または正の整数、 λ_0 は整合がとれたときの波長、 $0 < \Delta l_L, \Delta l_C \ll \frac{\lambda_0}{4}$

図 2.2 整合可能なアンテナの構成

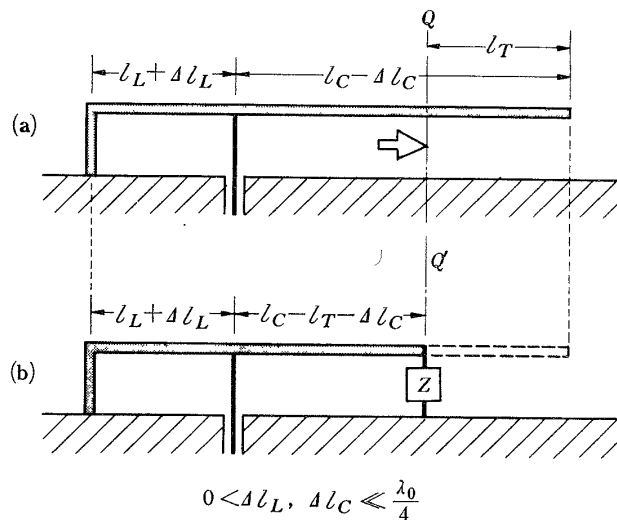


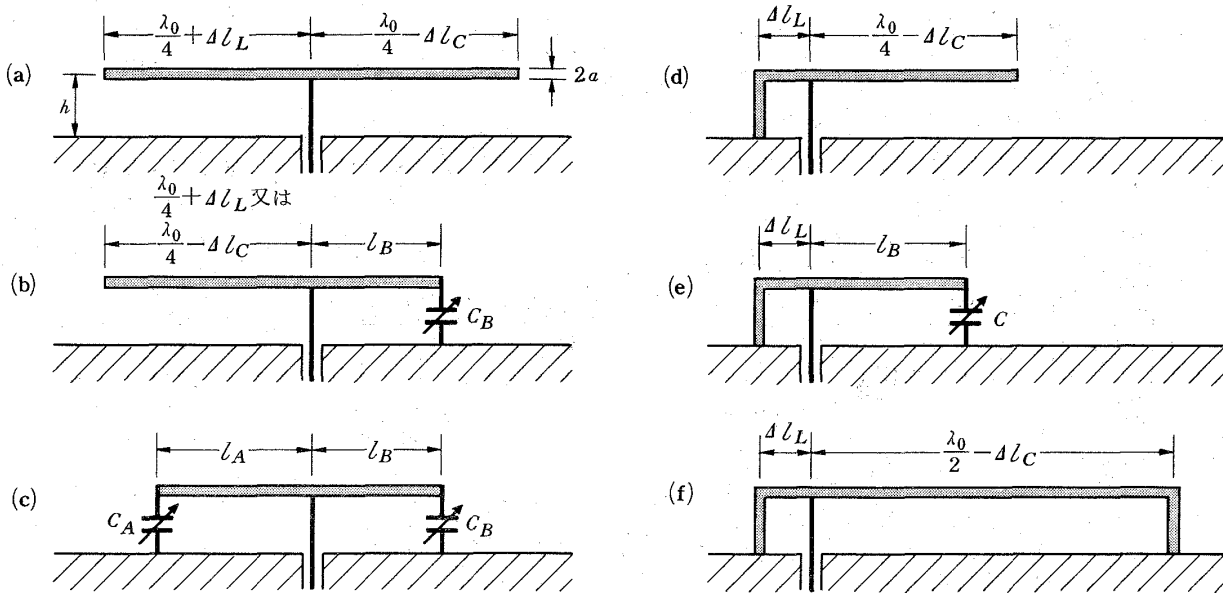
図 2.3 インピーダンス Z で終端されたアンテナ

性および耐環境特性の良好なものが望ましい。図2.1の Z_1, Z_2 は損失の少ないものが望ましいので、短絡または開放以外の Z_1, Z_2 にはコンデンサを使用するのが最も容易かつ実用的である。

このようなことからアンテナの長さが $\lambda_0/2$ 以下でか

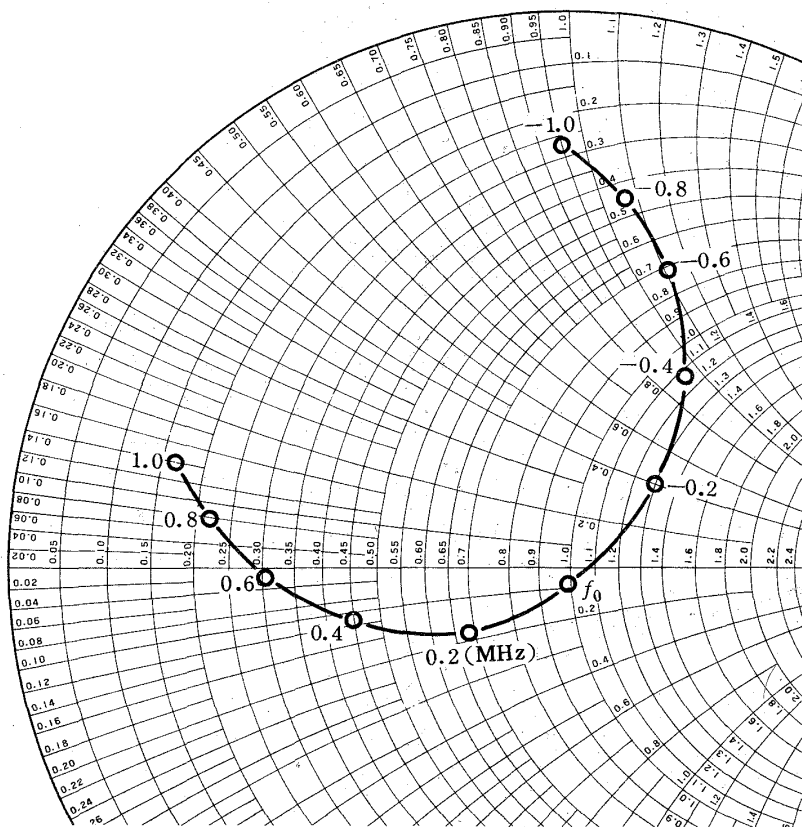
つ整合のとれるアンテナを考えると図2.4のようになる。

図2.5 a, b, cは図2.4(a), (b), (c)のそれぞれに対応するアンテナの入力インピーダンス (50Ω で規格化したもの)の実験結果である。ここにアンテナ素子(銅線)の半径 $a = 1.5\text{ mm}$, アンテナの高さ $h = 30\text{ mm}$, 平面



l_A, l_B は $\frac{\lambda_0}{4}$ 以下の任意の長さであり、 C, C_A, C_B はコンデンサの容量である。また $0 < \Delta l_L, \Delta l_C < \frac{\lambda_0}{4}$

図2.4 アンテナの長さが $\frac{\lambda_0}{2}$ 以下のアンテナ



$$f_0 = 199.86\text{ MHz}$$

$$\lambda_0 = 1500\text{ mm}$$

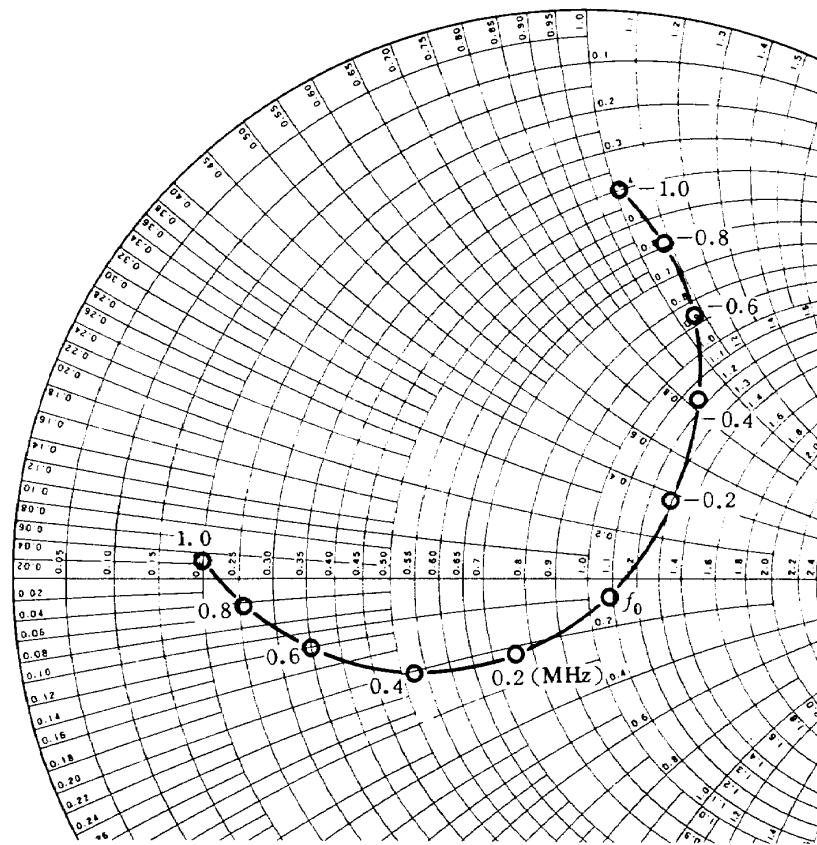
$$\frac{\lambda_0}{4} + \Delta l_L = 381\text{ mm}$$

$$= 0.254 \lambda_0$$

$$\frac{\lambda_0}{4} - \Delta l_C = 349\text{ mm}$$

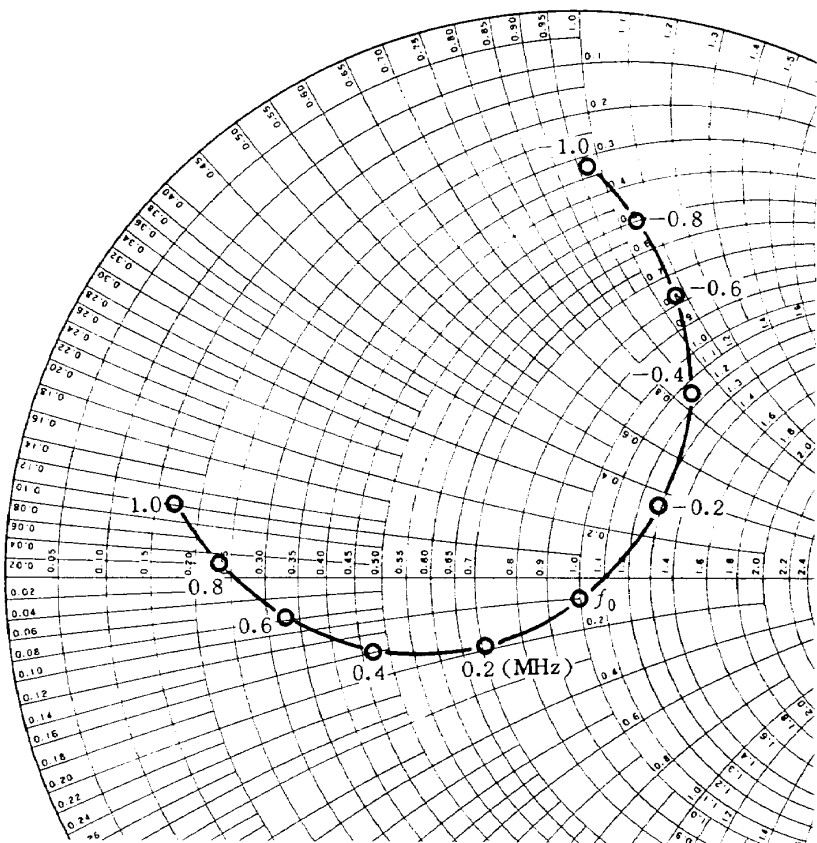
$$= 0.233 \lambda_0$$

図2.5 a 図2.4(a)の入力インピーダンス



$f_0 = 199.83 \text{ MHz}$
 $\lambda_0 = 1500 \text{ mm}$
 $\frac{\lambda_0}{4} + \Delta l_L = 381 \text{ mm}$
 $\quad = 0.254 \lambda_0$
 $l_B = 134 \text{ mm}$
 $\quad = 0.089 \lambda_0$
 $C_B = 3.9 \text{ pF}$

図 2.5 b 図 2.4(b)の入カインピーダンス



$f_0 = 200.34 \text{ MHz}$
 $\lambda_0 = 1496 \text{ mm}$
 $l_A = 166 \text{ mm}$
 $\quad = 0.111 \lambda_0$
 $l_B = 134 \text{ mm}$
 $\quad = 0.090 \lambda_0$
 $C_A = 4.0 \text{ pF}$
 $C_B = 3.9 \text{ pF}$

図 2.5 c 図 2.4(c)の入カインピーダンス

導体 (銅板) の大きさ = 180 × 264 cm, 中心周波数 $f_0 = 200$ MHz である。

図 2.4 の中でアンテナの長さを $\lambda_0/4$ 以下の任意の長さにするアンテナは(c)と(e)であるが, (c)は2つのコンデンサを調整する必要がある(e)に比べて整合をとるのが煩雑である。また(c)はロケット搭載用として考えた場合にアンテナ素子を平面導体 (ロケット胴体) に短絡している部分が無く, したがって振動, 温度等に対する耐環境特性が良くない。ロケット搭載用アンテナとしては, これに必要な種々の条件を考えると, 図 2.4 の中では(d)と(e)が適している。特に小型化を考慮した場合には(e)が最適と考えられるので, 3章以降ではこれに限定して述べる。

3. 平面導体上のアンテナの諸特性⁴⁾

3.1 放射電界

無限平面導体上のアンテナの電流分布を図 3.1 のように仮定する。すなわち無限平面導体に垂直な部分の電流分布は一定で水平な部分の電流分布は正弦波状に変化するものと仮定する。またアンテナの中心周波数を f_c とし, 特に $C=0$ のときの f_c を f_0 とする。なお f_c, f_0 に対応する角周波数および波長をそれぞれ $\omega_c, \omega_0, \lambda_c, \lambda_0$ とし, $k_c = 2\pi/\lambda_c, k_0 = 2\pi/\lambda_0, p = f_c/f_0 = \lambda_0/\lambda_c \leq 1$ とする。

無限平面導体が完全導体に近いものとするれば, アンテナの放射電界は近似的に図 3.2 のような影像 (点線部分) を考慮して求めることができる。無限平面導体は yz 平面に相当するので, 実際の放射電界は $\theta = 0 \sim \pi, \varphi = -\pi/2 \sim \pi/2$ の 2π 空間を考えればよい。以下図 3.2 を用いてアンテナから十分離れた P 点における放射電界を求める。

3.1.1 アンテナ素子部分からの放射電界

まず最初に yz 平面に水平なアンテナ素子 AB を z 軸まで平行移動し, A 点を原点 0 に一致させたと仮定する。

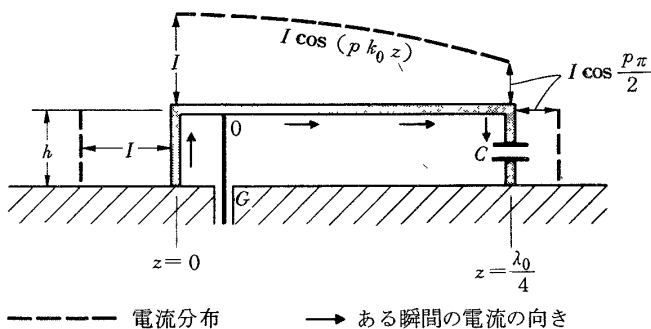


図 3.1 アンテナの電流分布

と, このアンテナ素子による放射電界の θ 成分は P 点において次のような $E_{\theta z}$ で表せる。

$$E_{\theta z} = j 30 k_c \frac{e^{-jk_c r}}{r} \sin \theta \int_0^{\lambda_0/4} I \cos(k_c z) \cdot e^{jk_c z \cos \theta} dz$$

$$= j 30 I \frac{e^{-jk_c r}}{r} \cdot \frac{1}{\sin \theta} F(\theta) \quad (3.1)$$

こゝに

$$F(\theta) = e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \left(\sin \frac{p\pi}{2} + j \cos \theta \cdot \cos \frac{p\pi}{2} \right) - j \cos \theta$$

次に AB および AB に平行な $A'B'$ からの各放射電界を P 点において合成することを考える。 $A'B'$ の電流分布は AB と同じであるが電流の向きが互に逆であるから, P 点における合成電界の θ 成分を $E_{\theta h}$ とすると $E_{\theta h}$ は(3.1)式の中の $e^{-jk_c r}$ を $j 2 e^{-jk_c r} \sin(k_c h \sin \theta \cos \varphi)$ と置き換えたものになる。

$$E_{\theta h} = -60 I \frac{e^{-jk_c r}}{r} \cdot \frac{\sin(k_c h \sin \theta \cos \varphi)}{\sin \theta} F(\theta) \quad (3.2)$$

$k_c h \ll 1$ であるから

$$E_{\theta h} \approx -60 k_c h I \frac{e^{-jk_c r}}{r} F(\theta) \cos \varphi \quad (3.3)$$

となる。なお放射電界の φ 成分は 0 である。

3.1.2 平面導体に垂直な部分からの放射電界

$0A'$ の電流分布は $A0$ の電流分布と同じであり, また電流の向きも同じであるから, x 軸上にある AA' からの P 点における放射電界は

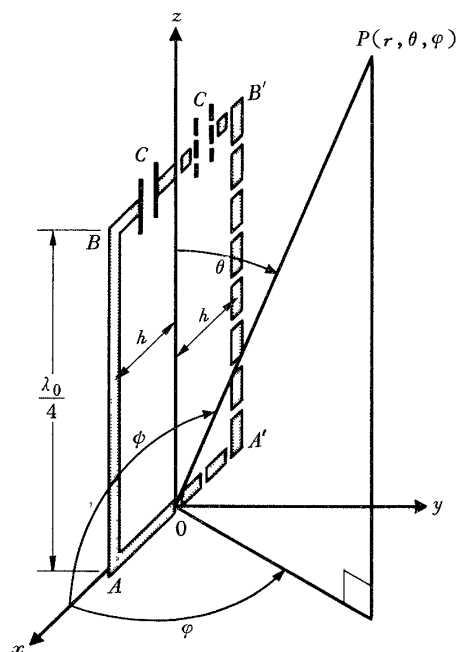


図 3.2 影像を含めたアンテナの座標

$$j 60 k_c h I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \sin \phi \quad (3.4)$$

となる。同様にして $z = \lambda_0 / 4$ を通り、 x 軸に平行な BB' からの放射電界は次のようになる。

$$j 60 k_c h (-I \cos \frac{p\pi}{2}) \frac{e^{-j k_c (r - \frac{\lambda_0}{4} \cos \theta)}}{r} \sin \phi$$

$$= -j 60 k_c h I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left(\cos \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right) \sin \phi \quad (3.5)$$

$y z$ 平面に垂直な部分からの放射電界 E_ϕ は(3.4), (3.5) をベクトル的に加えたものであるから次のようになる。

$$E_\phi = j 60 k_c h I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left(1 - \cos \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right) \sin \phi \quad (3.6)$$

E_ϕ を θ 成分と ϕ 成分に分解し、これらをそれぞれ $E_{\theta v}$, $E_{\phi v}$ とすれば $\sin \phi = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}$ であるから次のようになる。

$$E_{\theta v} = \frac{-\cos \theta \cos \varphi}{\sqrt{1 - \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}} E_\phi$$

$$= -j 60 k_c h I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left(1 - \cos \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right) \times \cos \theta \cos \varphi \quad (3.7)$$

$$E_{\phi v} = \frac{\sin \varphi}{\sqrt{1 - \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}} E_\phi$$

$$= j 60 k_c h I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left(1 - \cos \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right) \sin \varphi \quad (3.8)$$

3.1.3 合成した放射電界

アンテナの放射電界は 3.1.1, 3.1.2 で求めたものを合成したものになる。すなわち P 点における放射電界の θ 成分, ϕ 成分をそれぞれ E_θ , E_ϕ とすれば次のようになる。

$$E_\theta = E_{\theta h} + E_{\theta v}$$

$$\Rightarrow 60 k_c h I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left\{ 2 \cos \frac{p\pi}{2} \sin \left(\frac{p\pi}{2} \cos \theta \right) \cos \theta - \sin \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right\} \cos \varphi \quad (3.9)$$

$$E_\phi = E_{\phi v}$$

$$= j 60 k_c h I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left(1 - \cos \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right) \sin \varphi \quad (3.10)$$

図 3.3, 図 3.4 に実験結果 (点線) の一例を(3.9), (3.10) 式から求めた計算結果 (実線) とともに示す。こゝにアンテナ素子は銅線で、 $a = 2 \text{ mm}$, $h = 14 \text{ mm}$,

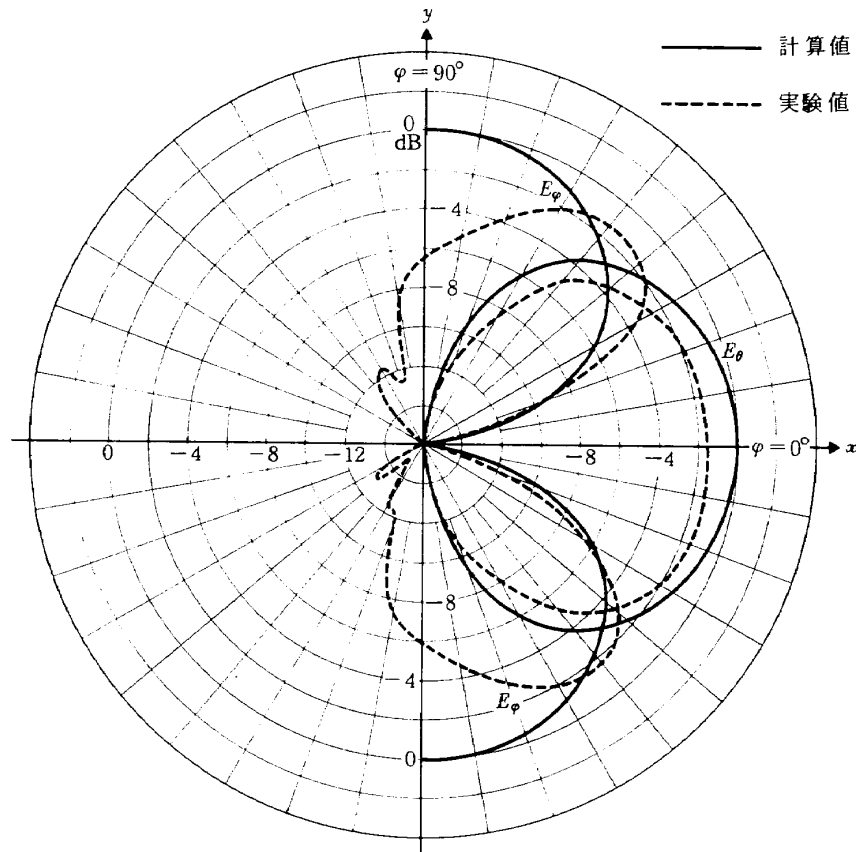


図 3.3 a $x y$ 平面の放射電界パターン ($p = 1$)

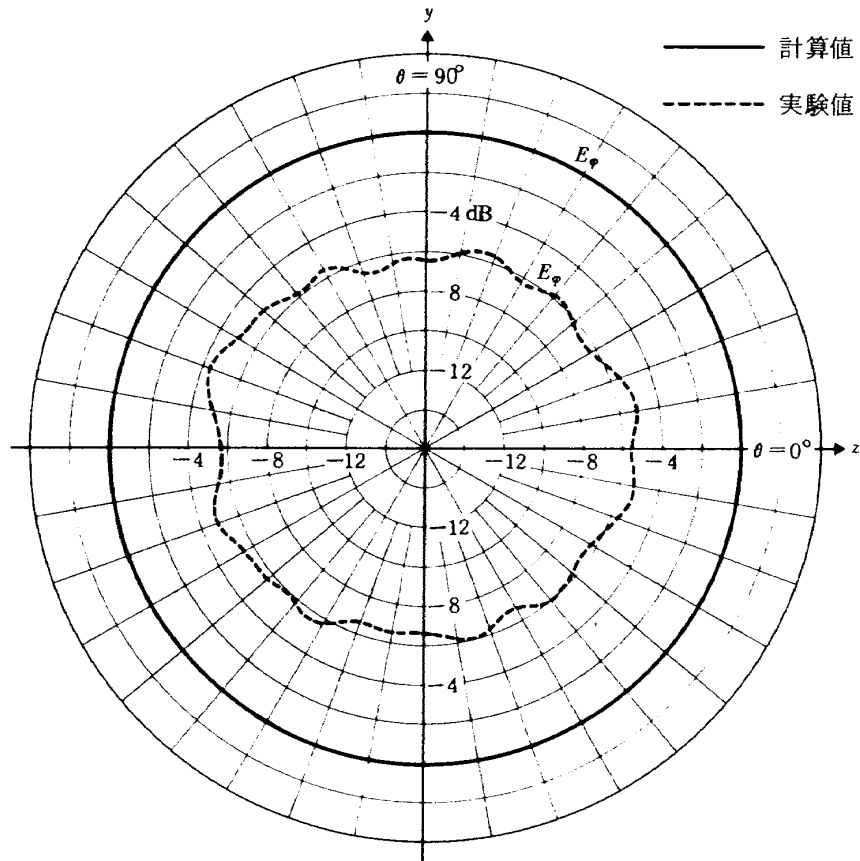


図 3.3 b yz 平面の放射電界パターン ($p=1$)

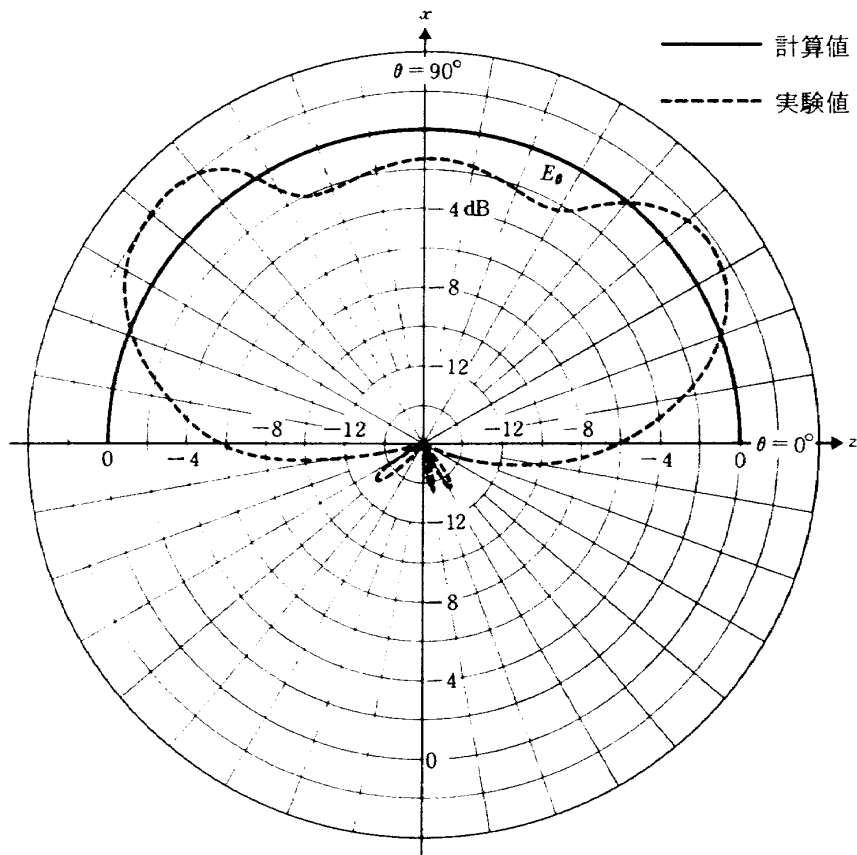


図 3.3 c zx 平面の放射電界パターン ($p=1$)

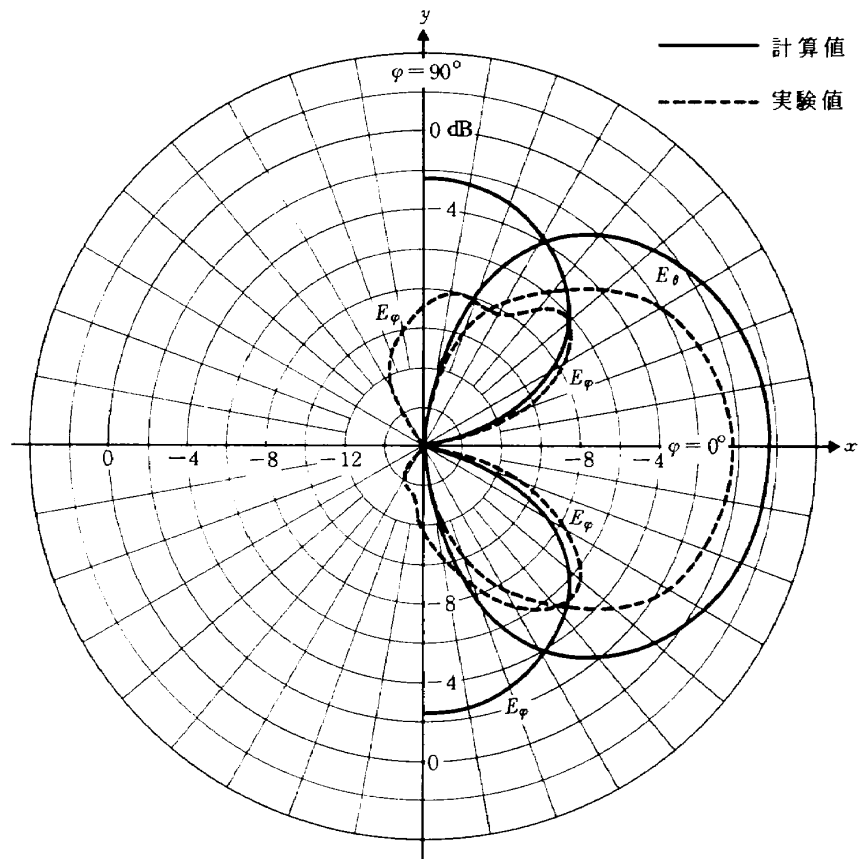


図 3.4 a xy 平面の放射電界パターン ($p=0.7$)

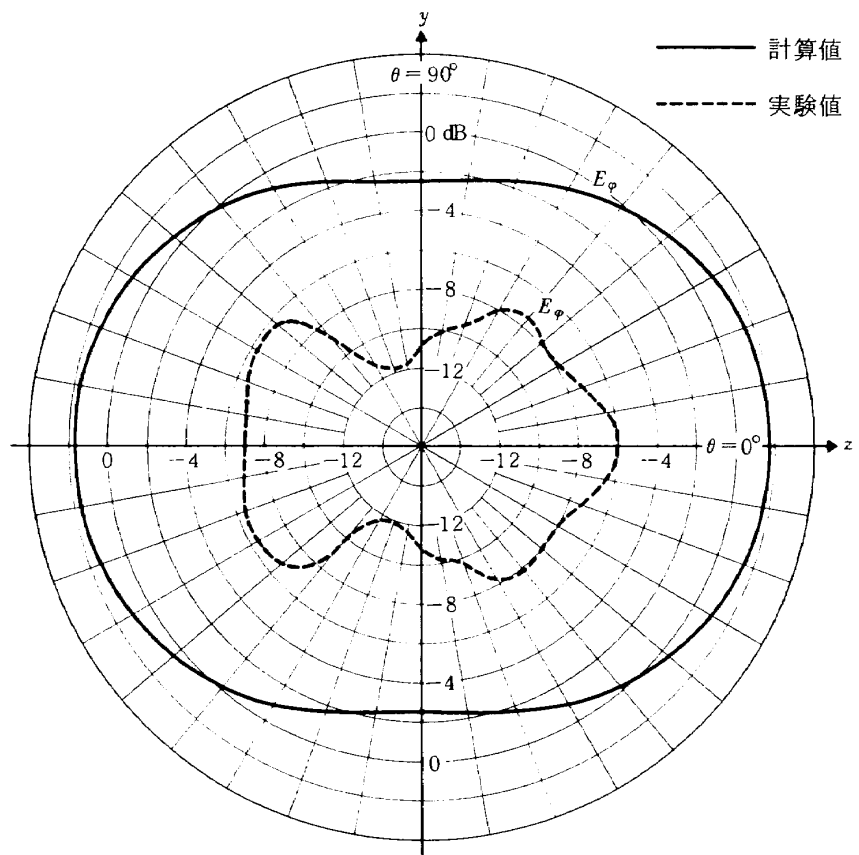


図 3.4 b yz 平面の放射電界パターン ($p=0.7$)

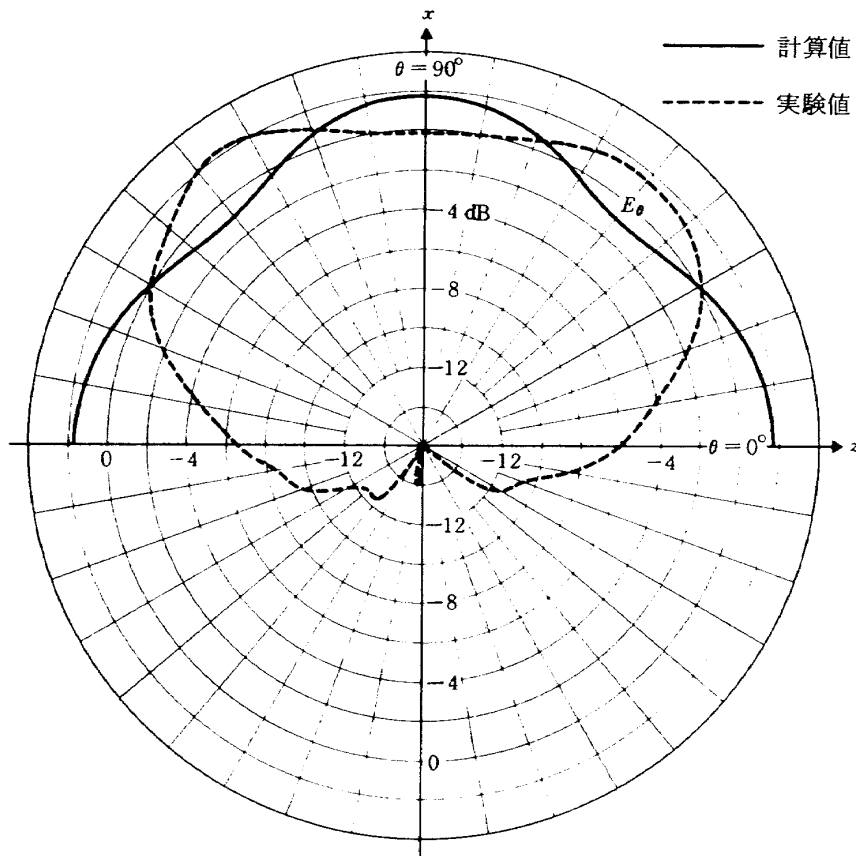


図 3.4 c $z x$ 平面の放射電界パターン ($p=0.7$)

平面導体 (銅板) の大きさ = 91×120 cm である。また図 3.3 においては $f_0 = 750$ MHz, $p = 1$ であり, 図 3.4 においては $f_c = 525$ MHz, $p = 0.7$ である。なお計算結果はアンテナの能率を 100% と仮定したものである。

図 3.3, 図 3.4 からわかるように p が小さくなると, それにつれて y 軸付近の放射電界も減少してくる。これは図 3.2 におけるアンテナの BB' 部分からの放射電界が $x y$ 平面上において AA' 部分からの放射電界を打ち消すように作用するためである。図 3.3, 図 3.4 における実験結果は $y z$ 平面付近で計算結果とかなりずれているが, これは実際の平面導体に高周波抵抗が存在し, また平面に凹凸があると, もに平面の大きさが波長に比べて十分に大きくないことが主な原因と考えられる。

3.2 放射電力

(3.9), (3.10) 式の E_θ, E_φ を用いれば放射電力 P_r は次式で求められる。

$$P_r = \frac{(\tau e^{jk_c r})^2}{Z_0} \int (|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2) d\Omega \quad (3.11)$$

ここで Z_0 は自由空間の特性インピーダンスで

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \approx 120\pi \quad (\Omega)$$

ϵ_0 : 真空中の誘電率 (F/m)

μ_0 : 真空中の透磁率 (H/m)

であり, 積分範囲は $\theta = 0 \sim \pi$, $\varphi = -\pi/2 \sim \pi/2$ の 2π 空間, Ω は立体角である。 $p = 1$ のときの放射電力は $P_r = 60 (k_0 h I)^2$ となるのでこれを基準にし, 放射電力が p によってどう変化するかを表わすために $p = 1$ のときに $K_p = 1$ とし,

$$P_r = 60 K_p (k_0 h I)^2 \quad (3.12)$$

と置けば, K_p は図 4.4(d) のような値となる。この図からわかるように p が小さくなると放射電力は急に減少することがわかる。

3.3 アンテナの損失

伝送線路型アンテナは一般に放射抵抗が小さいために, アンテナの損失が問題となることが多い。アンテナの損失には誘電体による損失, コネクタの接触抵抗による損失等があるが, 主なものはアンテナ素子の高周波抵抗による損失と考えられるので, 以下これについて述べる。

半径 a の断面を持つ円柱状導体の単位長当りの高周波抵抗 R_e は表皮効果の影響が大きいときには近似的に

$$R_e \approx \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad (\Omega/m) \quad (3.13)$$

となる。ここで ω は角周波数 (rad/s), μ および σ はそれぞれ導体の透磁率 (H/m) および導電率 (U/m) である。

図 3.1 におけるアンテナ素子の損失を P_l とすれば

$$P_l = \int_0^{\lambda_0/4} \left\{ I \cos \left(\frac{2p\pi}{\lambda_0} z \right) \right\}^2 R_e dz$$

$$= \frac{\lambda_0 R_e I^2}{8} \left(1 + \frac{\sin p\pi}{p\pi} \right) \quad \text{〔W〕} \quad (3.14)$$

となる。

3.4 入力インピーダンス

3.4.1 入力インピーダンスの求め方

図 3.1 の OG から見たアンテナのインピーダンス Z_f は近似的に図 3.5 のような集中定数回路を用いた等価回路で表すことができる。ここに R_c はアンテナの放射抵抗と損失抵抗との和である。損失としてアンテナ素子の高周波抵抗によるものだけを考えると

$$R_c = (P_r + P_l) / I^2$$

$$= 60 K_p (k_0 h)^2 + \frac{\lambda_0}{16\pi a} \sqrt{\frac{\omega_c \mu}{2\sigma}} \left(1 + \frac{\sin p\pi}{p\pi} \right) \quad \text{〔}\Omega\text{〕} \quad (3.15)$$

となる。また jX_L , $-jX_C$ は図 3.1 の伝送線路を無損失とみなしたときの、OG からそれぞれ左右を見たインピーダンスである。

周波数が f_c のときの X_L , X_C の値をそれぞれ X_{L0} , X_{C0} とすると、このとき Z_f が同軸ケーブルの特性インピーダンス R_0 に整合するためには

$$X_{L0} = \frac{R_0 R_c}{\sqrt{R_c (R_0 - R_c)}} \quad (3.16)$$

$$X_{C0} = \sqrt{R_c (R_0 - R_c)} \quad (3.17)$$

となる必要がある³⁾。

図 3.1 の OG から左右を見たアンテナの分解図をそれぞれ図 3.6(a), (b) に示す。なお f_c において図 3.6(a) の X_L は (3.16) 式を、また (b) の X_C は (3.17) 式をそれぞれ満足しているものとする。

図 3.6(a) において X_{L0} は次式のように表せ、 Δl_L が求まる。

$$X_{L0} = Z_w \tan (k_c \Delta l_L) \quad (3.18)$$

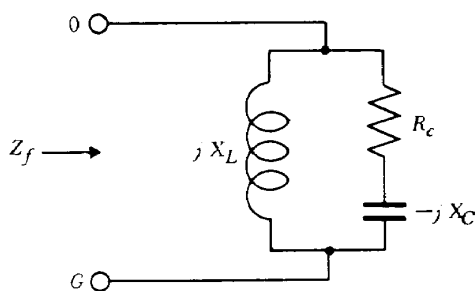


図 3.5 アンテナの等価回路

$$\therefore \Delta l_L = \frac{1}{k_c} \tan^{-1} \frac{X_{L0}}{Z_w} \quad (3.19)$$

ここに Z_w は伝送線路の特性インピーダンスで

$$Z_w = 138 \log_{10} \frac{2h}{a} \quad \text{〔}\Omega\text{〕} \quad (3.20)$$

である。周波数を一般に f とし、これに対応する波長を λ , $k = 2\pi/\lambda$ とすれば X_L は次のように求まる。

$$X_L = Z_w \tan (k \Delta l_L) \quad (3.21)$$

図 3.6(b) において、始めにコンデンサの代りに点線部分のアンテナ素子があったと仮定すると X_{C0} は次式のように表せ、 Δl_C が求まる。

$$X_{C0} = Z_w \cot \left\{ 2\pi \left(\frac{\lambda_c}{4} - \Delta l_C \right) / \lambda_c \right\}$$

$$= Z_w \tan (k_c \Delta l_C) \quad (3.22)$$

$$\therefore \Delta l_C = \frac{1}{k_c} \tan^{-1} \frac{X_{C0}}{Z_w} \quad (3.23)$$

次に $Q'Q'$ から右側 (点線の部分) を見た伝送線路のインピーダンスをコンデンサ C のインピーダンスで置き換えると次の関係を得る。

$$\frac{1}{\omega_c C} = Z_w \cot \frac{2\pi (\lambda_c - \lambda_0) / 4}{\lambda_c} = Z_w \tan \frac{p\pi}{2} \quad (3.24)$$

$$\therefore C = \frac{1}{\omega_c Z_w} \cot \frac{p\pi}{2} \quad (3.25)$$

$X_{CS} = \frac{1}{\omega C}$ と置けば

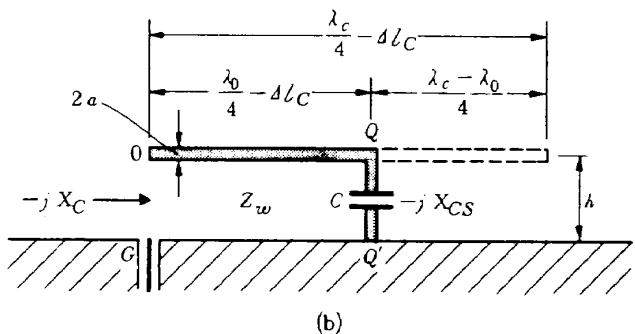
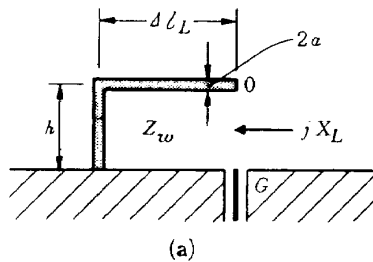


図 3.6 図 3.1 の分解図

$$X_{CS} = \frac{\omega_c}{\omega} Z_w \tan \frac{p\pi}{2} \quad (3.26)$$

となる。(3.23), (3.26) 式より Δl_C , X_{CS} が求まるので X_C は次のように求まる。

$$X_C = Z_w \frac{X_{CS} \cos kl - Z_w \sin kl}{Z_w \cos kl + X_{CS} \sin kl} \quad (3.27)$$

ここに $l = \frac{\lambda_0}{4} - \Delta l_C$ である。

したがって図 3.5 の Z_f は次式から求まる。

$$Z_f = \frac{j X_L (R_c - j X_C)}{R_c + j (X_L - X_C)} \quad (3.28)$$

アンテナの入力インピーダンスを Z_{in} とすれば, Z_{in} は近似的に図 3.7 のような Z_f で終端された伝送線路の入力インピーダンスで表すことができる。すなわち

$$\begin{aligned} Z_{in} &= R_0 \frac{Z_f \cos kh + j R_0 \sin kh}{R_0 \cos kh + j Z_f \sin kh} \\ &= R_0 \frac{Z_f + j R_0 \tan kh}{R_0 + j Z_f \tan kh} \end{aligned} \quad (3.29)$$

となる。またアンテナの入力端における電圧反射係数および電圧定在波比をそれぞれ Γ および VSWR とすれば, これらは次式から求まる。

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - R_0}{Z_{in} + R_0} \quad (3.30)$$

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.31)$$

3.4.2 整合状態とコンデンサの容量との関係

今コンデンサの容量が C_1 のときにアンテナが f_c で整合していると仮定する。このときの周波数と VSWR との関係を図 3.8 の曲線 1 に示す。次にコンデンサの容量だけを $C_1 \rightarrow C_2$ に増加させたとすると, 中心周波数は $f_c \rightarrow f_{c_2}$ に減少するとともに完全な整合はとれなくなり, 周波数と VSWR との関係は図 3.8 の曲線 1 \rightarrow 2 のように変化し, 周波数帯域幅は減少する。これとは逆にコンデンサの容量を $C_1 \rightarrow C_0$ に減少させたとすると, 中心周波数は $f_c \rightarrow f_{c_0}$ に増加し, 同様に完全な整合はとれなくなる。周波

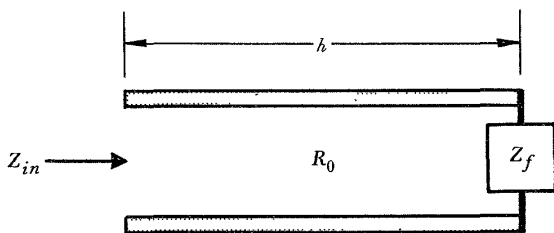


図 3.7 アンテナの入力インピーダンス

数と VSWR との関係は図 3.8 の曲線 1 \rightarrow 0 のように変化し, 周波数帯域幅は前とは逆に増加する。図 3.8 の点線の曲線は中心周波数を変化させたときに, それに応じて変化する VSWR の最小値の軌跡を示す。

アンテナは VSWR が 1 でなくてもある値以下ならば実用上支障がない。したがって図 3.8 における VSWR の最小値の軌跡が一般にどうなるかは周波数帯域幅とともに興味あることである。以下これにつき実例を上げて述べる。

アンテナの材質を銅とし, $a = 3 \text{ mm}$, $h = 25, 40 \text{ mm}$, $f_0 = 240 \text{ MHz}$, $f_c = 120, 160, 200, 240 \text{ MHz}$ としたときの VSWR の最小値の軌跡を図 3.9, 図 3.10 に示す。ここに実線はアンテナ素子の高周波抵抗による損失を考慮した場合, 点線はアンテナの損失を 0 とした場合の計算結果を示す。なお実験に用いた平面導体は銅板で, その大きさは $180 \times 275 \text{ cm}$ である。

図 3.10 における実験値が計算値と一致しない主な原因は測定誤差によるものと考えられる。すなわちアンテナの入力端子と VSWR 測定用ブリッジ端子との間は同軸ケーブルおよびコネクタを使って接続されるが, これらの間を完全に整合させることはむずかしく, そこには必ず反射が存在する。これが測定誤差を大きくする主な原因と考えられる。

図 3.8 ~ 図 3.10 からわかるように, このアンテナは給電点の位置を調整して f_c で整合をとると, 後はコンデンサの容量を加減するだけで整合状態をあまり損ねることなく中心周波数を広い範囲にわたって変えることのできる利点を持っていることがわかる。コンデンサの容量を加減してアンテナの中心周波数を変えるのは, 受信機

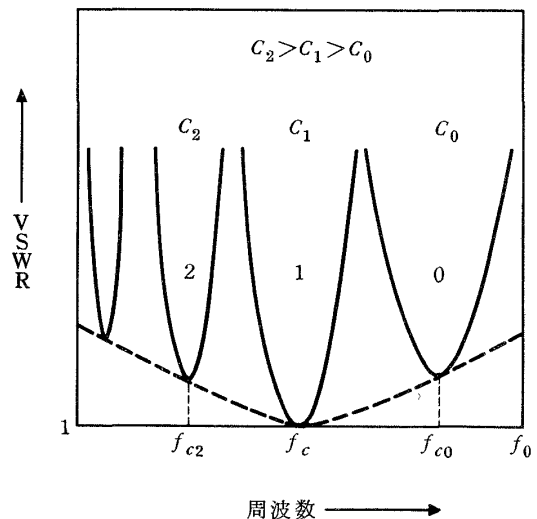


図 3.8 コンデンサの容量と VSWR との関係

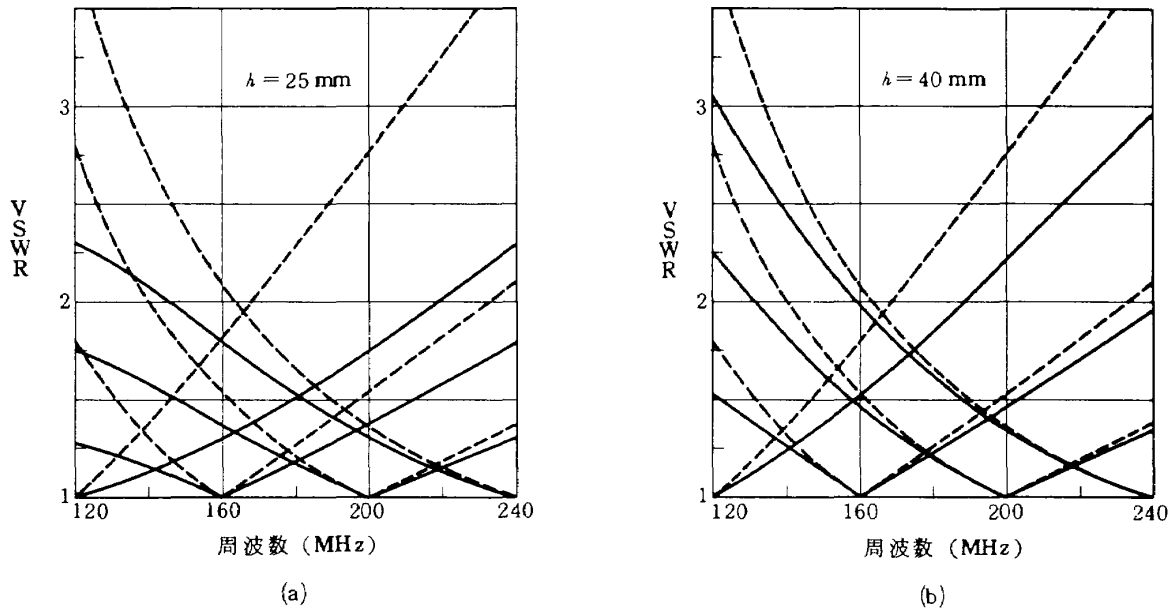


図 3.9 VSWRの最小値の軌跡

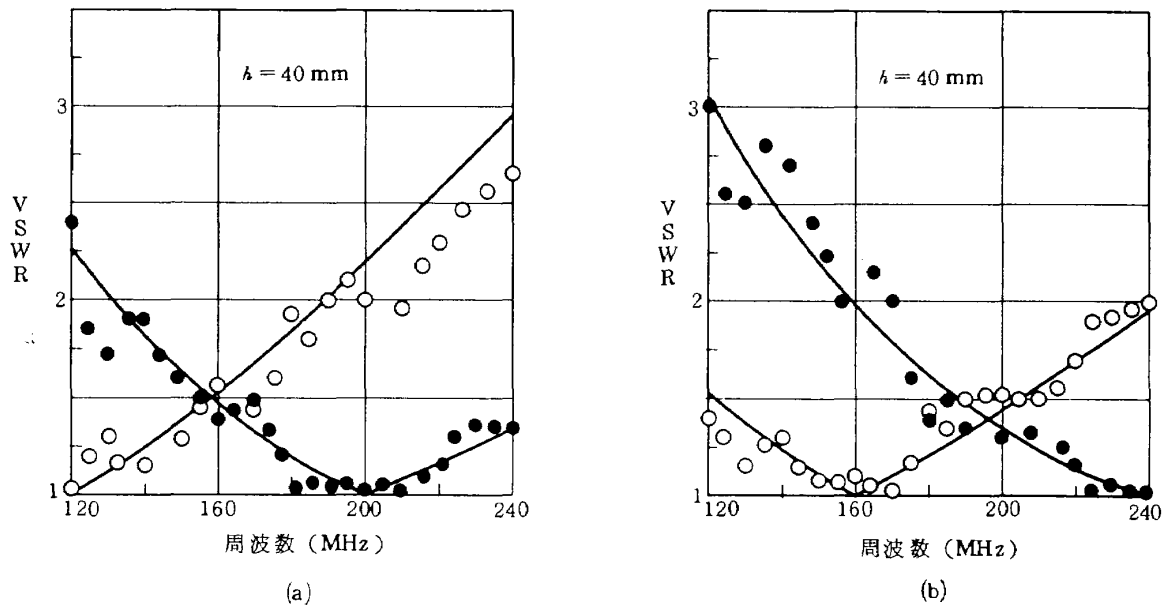


図 3.10 VSWRの最小値の軌跡 (○, ●は実験値を示す)

のバリコンの容量を加減してその同調周波数を変えるのに似ている。

図 3.11 は整合をとったときの周波数帯域幅 (VSWR = 3) の計算および実験結果とコンデンサの容量およびアンテナの能率 (アンテナ素子の高周波抵抗による損失のみを考慮した場合) の計算結果である。なおアンテナの寸法は図 3.9, 図 3.10 の場合と同じである。図 3.11 における周波数帯域幅の実験値はアンテナの高さが設計値からずれるために生ずる誤差, VSWR の測定誤差等のために計算値と完全には一致していないが、ほぼ一致してい

る。

図 3.11, 図 4.4 (d) および (3.12) 式からもわかるように $p = f_c / f_0$ が小さくなると放射電力が急減するため、帯域幅も急減することがわかる。

図 3.10 におけるアンテナの $f_c = 180 \text{ MHz}$ にした場合の入力インピーダンスを図 3.12 に、また図 3.3, 図 3.4 のアンテナの入力インピーダンスをそれぞれ図 3.13, 図 3.14 に示す。

なお図 3.12 ~ 図 3.14 の実験値は次のような誤差, すなわちアンテナの電流分布が仮定と実際とで多少異なる

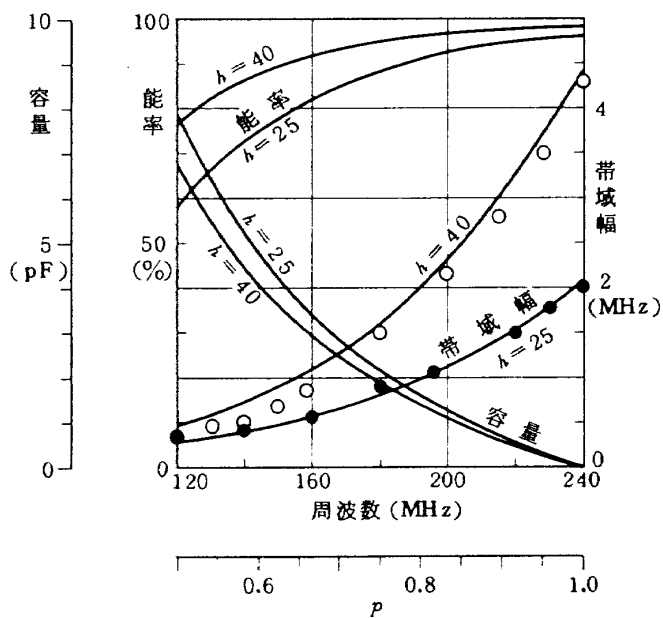


図 3.11 アンテナの諸特性 (○, ●は実験値を示す)

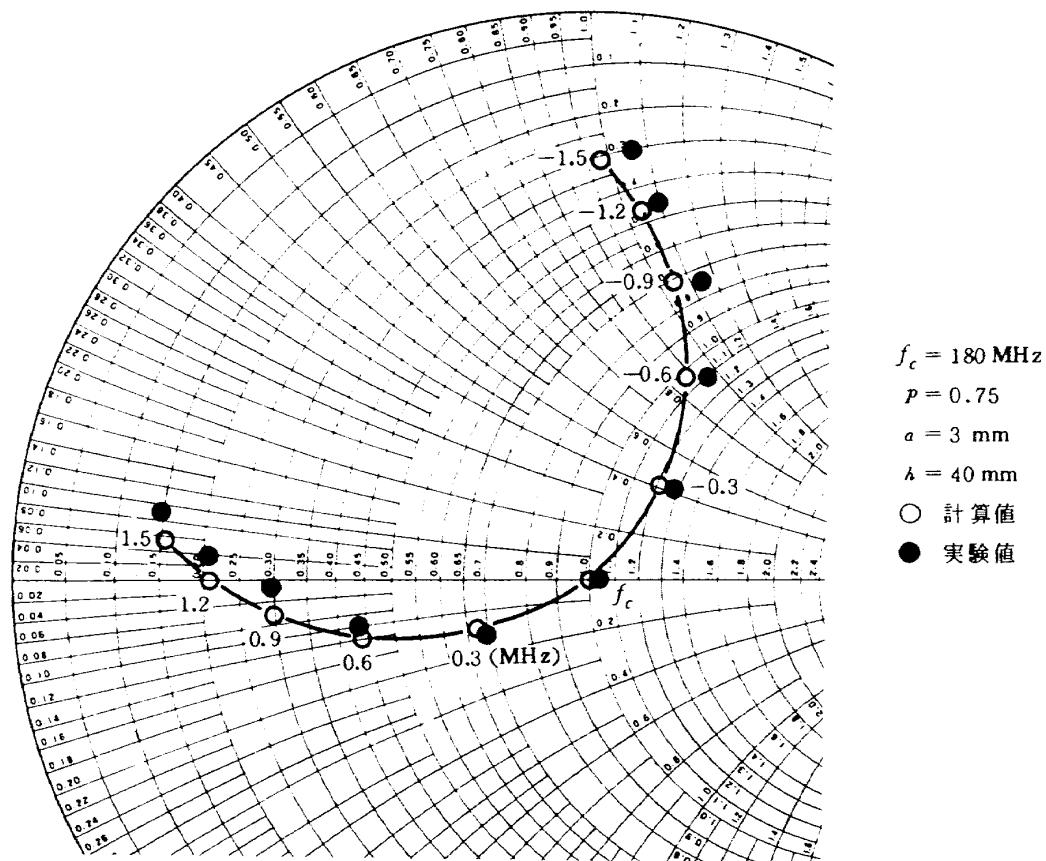


図 3.12 入力インピーダンス

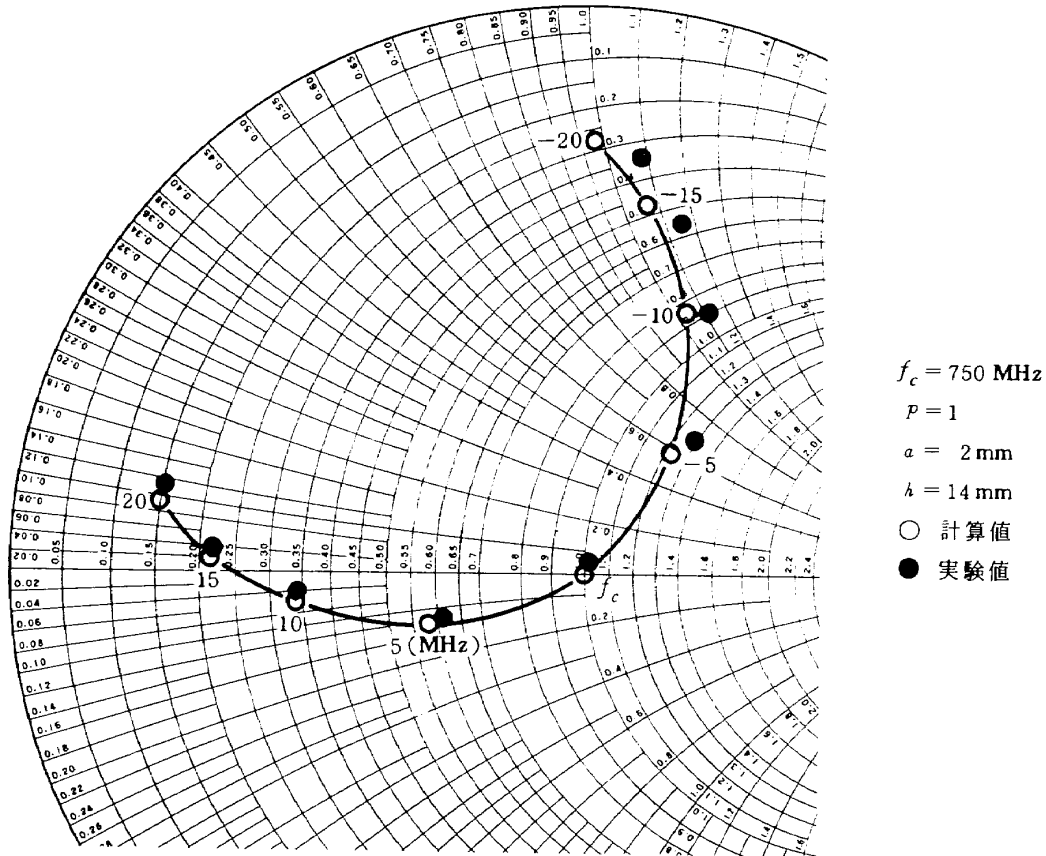


図 3.13 図 3.3 のアンテナの入力インピーダンス

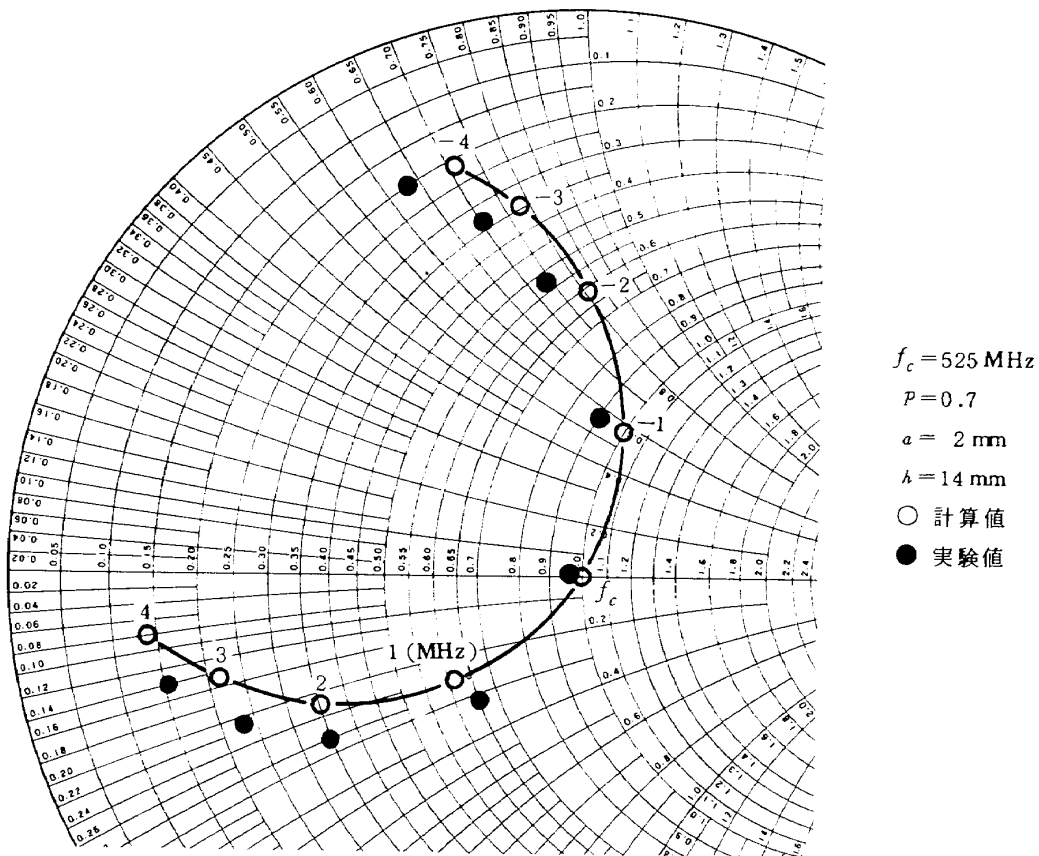


図 3.14 図 3.4 のアンテナの入力インピーダンス

ために生ずる誤差，アンテナの高さが設計値からずれるために生ずる誤差，VSWRの測定誤差等のために計算値と完全には一致していないが，ほぼ一致している。

4. 円筒導体上のアンテナの諸特性

この章では計算を簡単にするためにロケット胴体を無限長円筒導体で近似し，これに取り付けられたアンテナの諸特性を考える。

4.1 放射電界⁵⁾

アンテナの座標を図4.1のようにとる。アンテナの電流ベクトル成分が ρ 成分および z 成分のみと仮定すれば，アンテナから十分離れた $P(r, \theta, \varphi)$ 点における放射電界の θ 成分 E_θ および φ 成分 E_φ はそれぞれ次式のように表せる。⁶⁾

$$E_\theta = j 30 \frac{e^{-j k_c r}}{r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn(\varphi + \frac{\pi}{2})} \int \left\{ J_\rho k_c \cos \theta \times Z'_{n2}(k_c \rho \sin \theta) + J_z k_c \sin \theta \cdot Z_{z2}(k_c \rho \sin \theta) \right\} \times e^{j k_c z \cos \theta} dV \quad (4.1)$$

$$E_\varphi = -j 30 \frac{e^{-j k_c r}}{r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn(\varphi + \frac{\pi}{2})} \int J_\rho \frac{n}{\rho \sin \theta} \times Z_{z1}(k_c \rho \sin \theta) \cdot e^{j k_c z \cos \theta} dV \quad (4.2)$$

こゝに g : 円筒の半径

J_ρ : ρ 方向の電流密度

J_z : z 方向の電流密度

$\int () dV$: 電流密度の積分

$u = k_c \rho \sin \theta$

$u_g = k_c g \sin \theta$

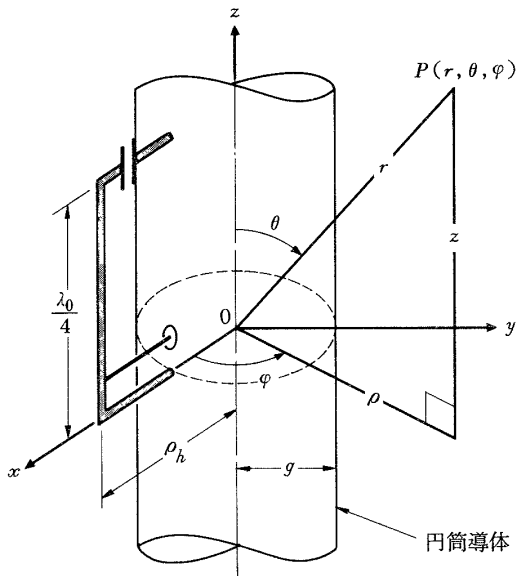


図4.1 円筒上に取り付けられたアンテナの座標

$$Z_{n1}(u) = J_n(u) - \frac{J'_n(u_g)}{H_n^{(2)}(u_g)} H_n^{(2)}(u)$$

$$Z_{n2}(u) = J_n(u) - \frac{J_n(u_g)}{H_n^{(2)}(u_g)} H_n^{(2)}(u)$$

$H_n^{(2)}$ は第2種ハンケル関数で

$$H_n^{(2)}(u) = J_n(u) - j Y_n(u)$$

であり， J_n ， Y_n はそれぞれ第1種，第2種ベッセル関数である。また J'_n ， $H_n^{(2)'}$ ， Z'_{n2} はそれぞれ J_n ， $H_n^{(2)}$ ， Z_{n2} の微分を表す。

図4.1のアンテナの電流分布を図3.1と同様に考えれば(4.1)式は次式となる。

$$E_\theta = j 30 \frac{e^{-j k_c r}}{r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn(\varphi + \frac{\pi}{2})} \times \left\{ \int_g^{\rho_h} J k_c \cos \theta \cdot Z'_{n2}(k_c \rho \sin \theta) \left(1 - \cos \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right) d\rho \right. \\ \left. + \int_0^{\lambda_0/4} I \cos(k_c z) \cdot k_c \sin \theta \cdot Z_{n2}(k_c \rho_h \sin \theta) \cdot e^{j k_c z \cos \theta} dz \right\} \\ = j 30 I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left[G(0) + \frac{\sin \frac{p\pi}{2}}{\sin \theta} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \times \sum_{n=1}^{\infty} Z_{n2}(u_h) \cdot \left\{ e^{jn(\varphi + \frac{\pi}{2})} + (-1)^n \cdot e^{-jn(\varphi + \frac{\pi}{2})} \right\} \right] \quad (4.3)$$

こゝに

$$G(0) = \frac{Z_{02}(u_h)}{\sin \theta} \left\{ \left(\sin \frac{p\pi}{2} + j \cos \frac{p\pi}{2} \cdot \cos \theta \right) \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} - j \cos \theta \right\} \\ \rho_h = g + h \\ u_h = k_c \rho_h \sin \theta$$

また(4.2)式は次式となる。

$$E_\varphi = -j 30 I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left(1 - \cos \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right) \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{n}{\sin \theta} \cdot e^{jn(\varphi + \frac{\pi}{2})} \int_{u_g}^{u_h} \frac{Z_{n1}(u)}{u} du \\ = -j 30 I \frac{e^{-j k_c r}}{r} \left(1 - \cos \frac{p\pi}{2} \cdot e^{j \frac{p\pi}{2} \cos \theta} \right) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n}{\sin \theta} \times \left\{ e^{jn(\varphi + \frac{\pi}{2})} - (-1)^n \cdot e^{-jn(\varphi + \frac{\pi}{2})} \right\} \int_{u_g}^{u_h} \frac{Z_{n1}(u)}{u} du \quad (4.4)$$

アンテナが2つ以上の場合の放射特性は重ねの理を用いて(4.3)，(4.4)式から求めることができる。

図4.2，図4.3に実験結果(点線)の一例を(4.3)，(4.4)式から求めた計算結果(実線)ととも示す。こゝにアンテナ素子はアルミニウム合金(2017-T4)で，

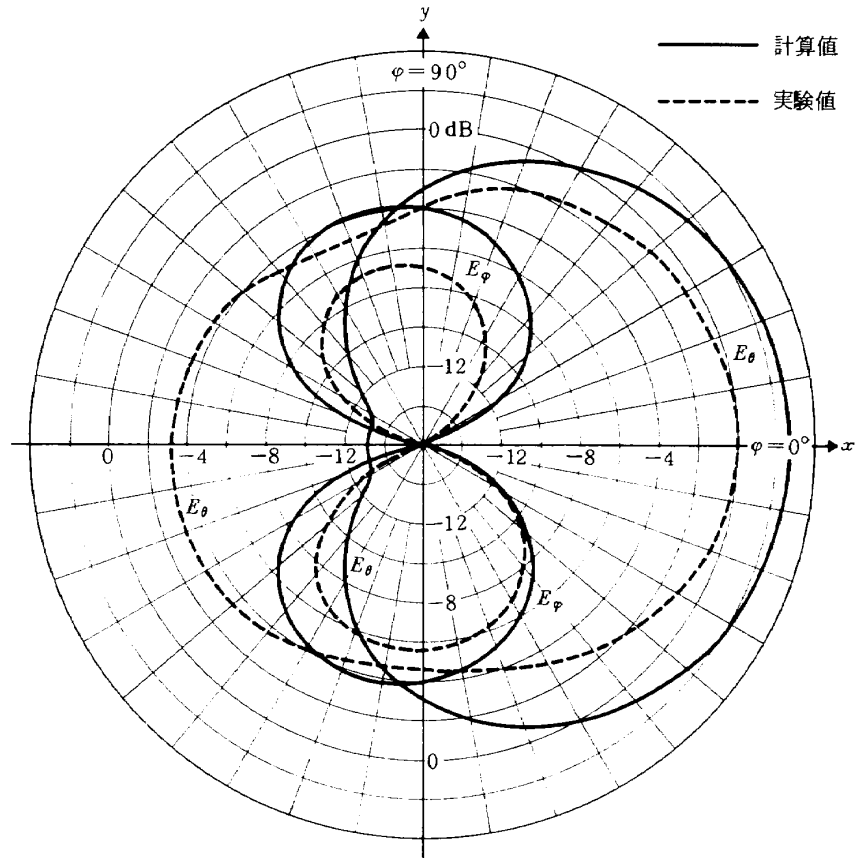


図 4.2 a xy 平面の放射電界パターン (アンテナ単体の場合)

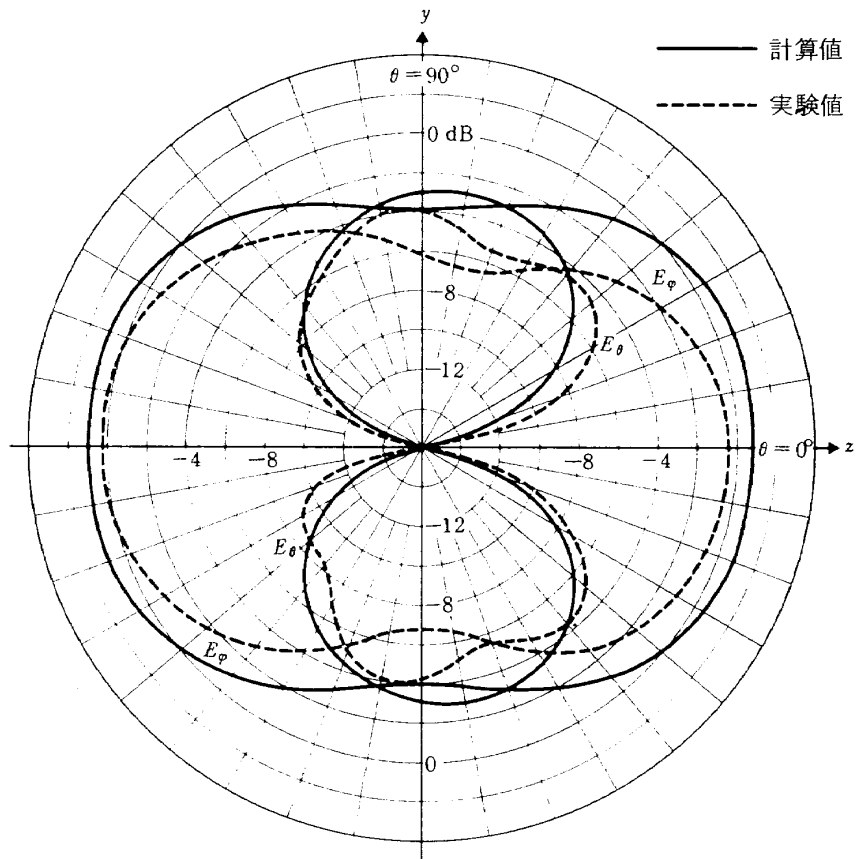


図 4.2 b yz 平面の放射電界パターン (アンテナ単体の場合)

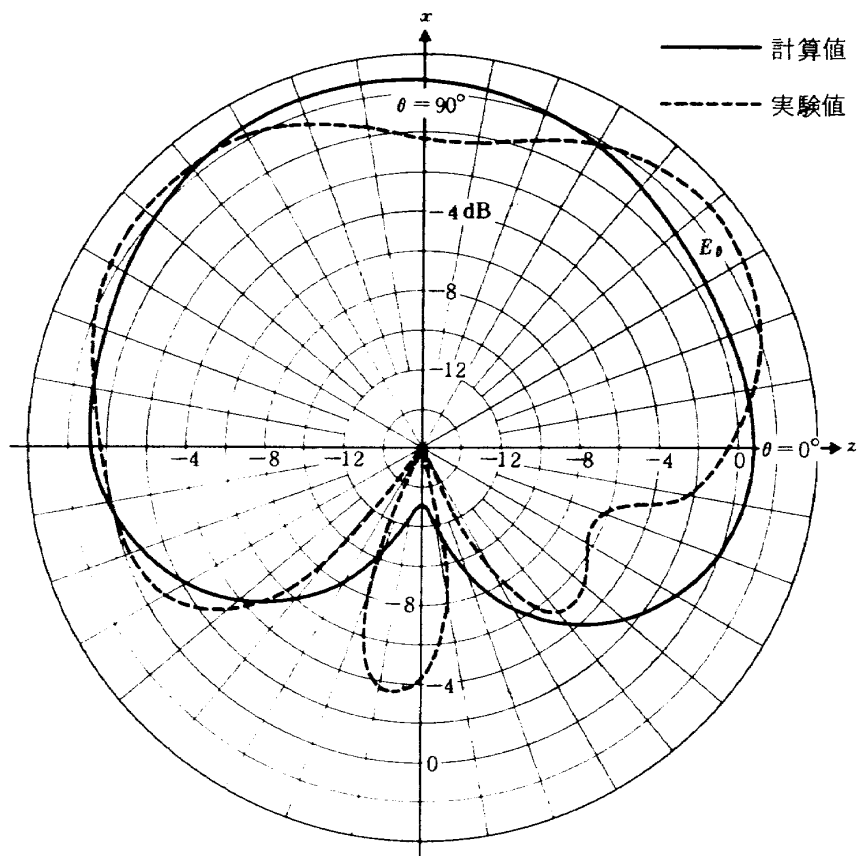


図 4.2 c $z x$ 平面の放射電界パターン (アンテナ単体の場合)

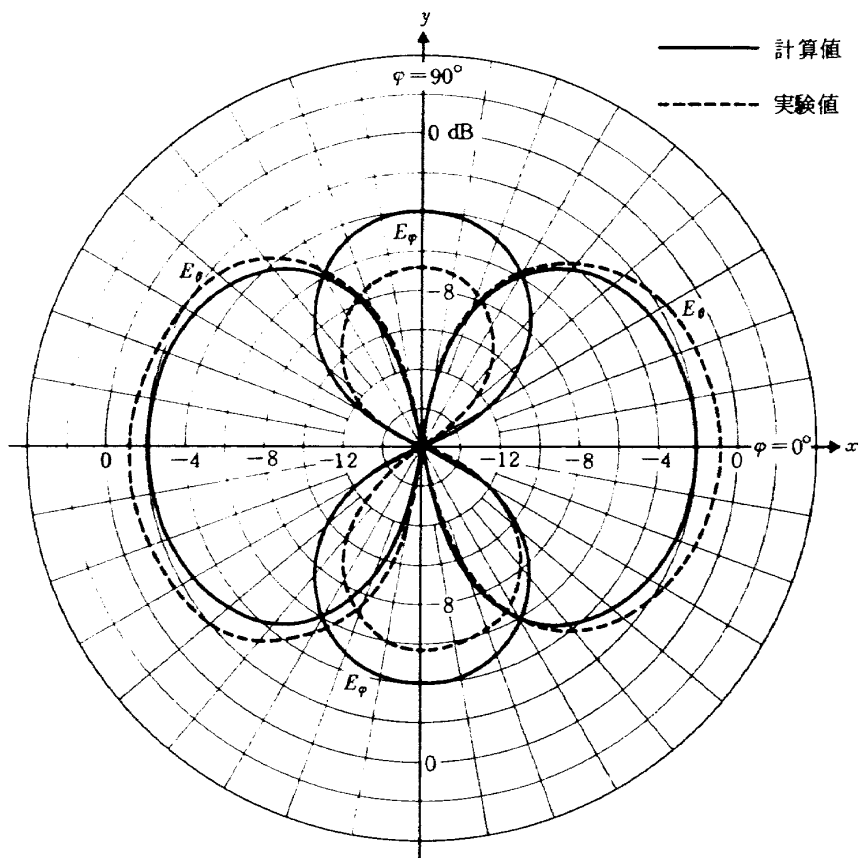


図 4.3 a $x y$ 平面の放射電界パターン (逆相給電の場合)

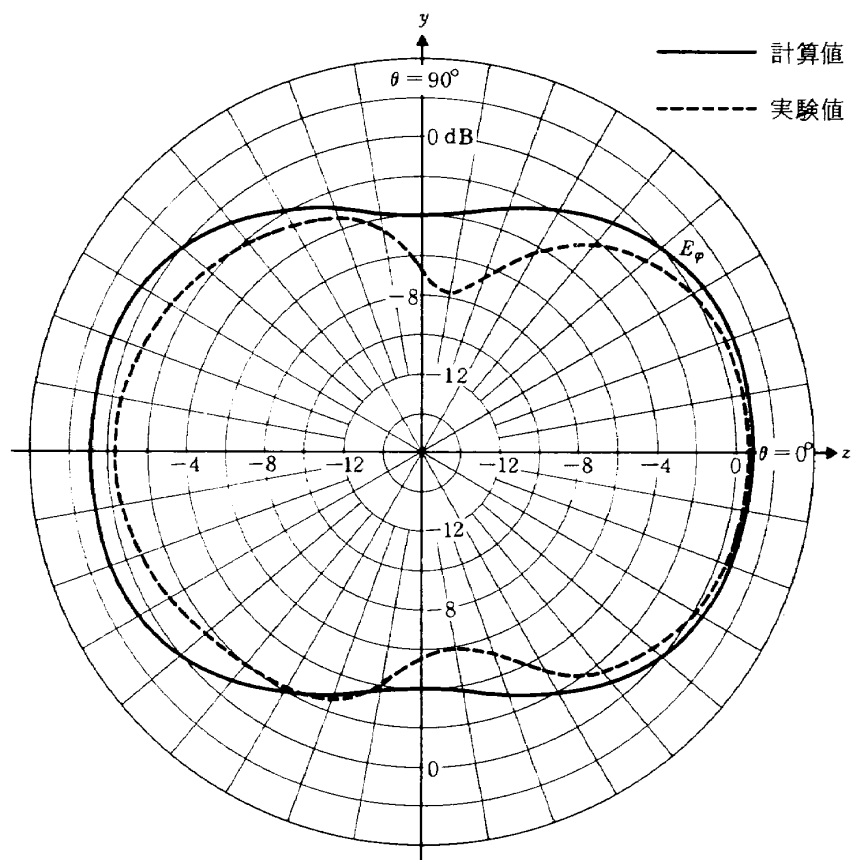


図 4.3 b yz 平面の放射電界パターン (逆相給電の場合)

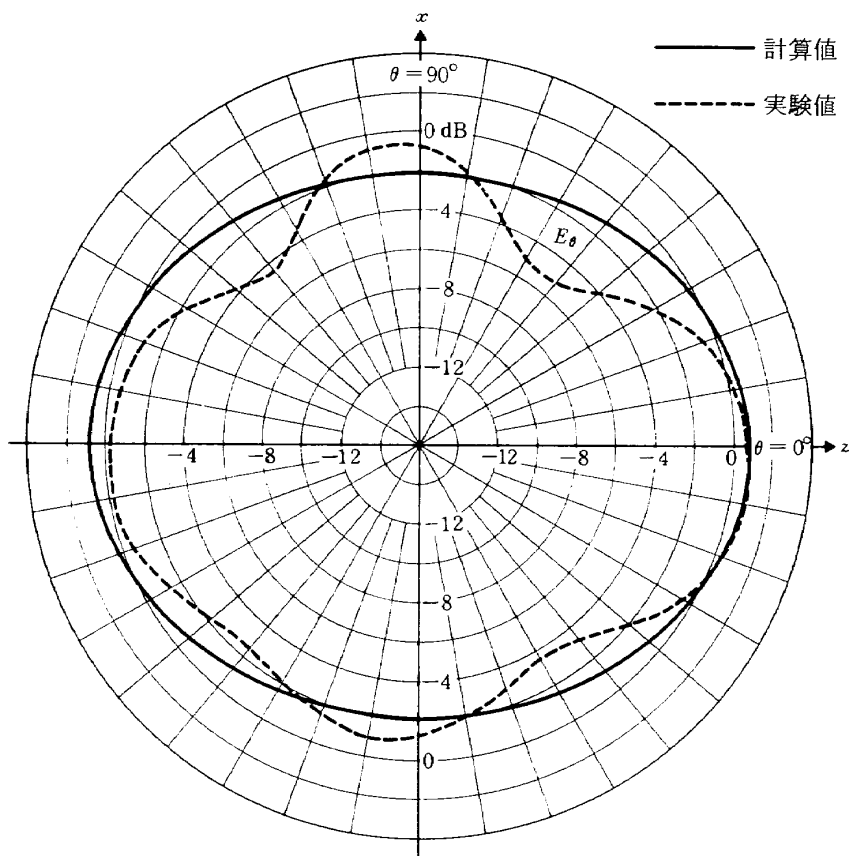


図 4.3 c zx 平面の放射電界パターン (逆相給電の場合)

$a = 3 \text{ mm}$, $h = 40 \text{ mm}$, また円筒導体(鉄板)の全長は $2,226 \text{ mm}$ でその半径 $g = 210 \text{ mm}$, $f_c = 170 \text{ MHz}$, $p = 0.7$ である。なお図 4.3 は図 4.2 のアンテナの裏側(- x 軸側)にもう一つ同形のアンテナを取り付け、互に逆相で給電した場合である。

図 4.2, 図 4.3 の計算結果は無限長無損失の円筒導体および無損失アンテナを仮定して求められたものである。一方実際に実験で使用された円筒導体は有限長であり幾何学的に完全な円筒ではなく、またこれには高周波抵抗

による損失もある。さらに実際のアンテナには損失があり、また実際の電流分布も仮定とは多少ずれていると考えられる。したがって測定誤差および上述のような原因から計算結果と実験結果とは必ずしもよく一致していないが、その傾向はほぼ一致している。

4.2 放射電力と損失

放射電力 P_r は 3.2 章と同様にして、(4.3), (4.4) 式を (3.11) 式に代入することにより求めることができる。但しこの場合の積分範囲は 4π 空間となる。(3.12) 式を

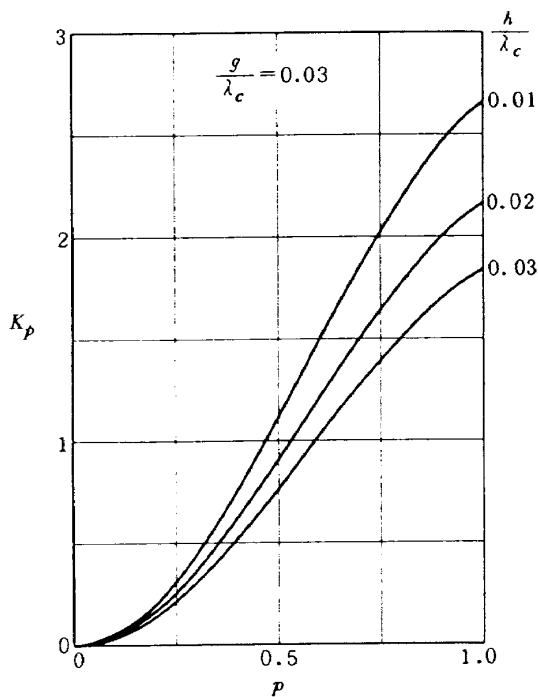


図 4.4 (a)

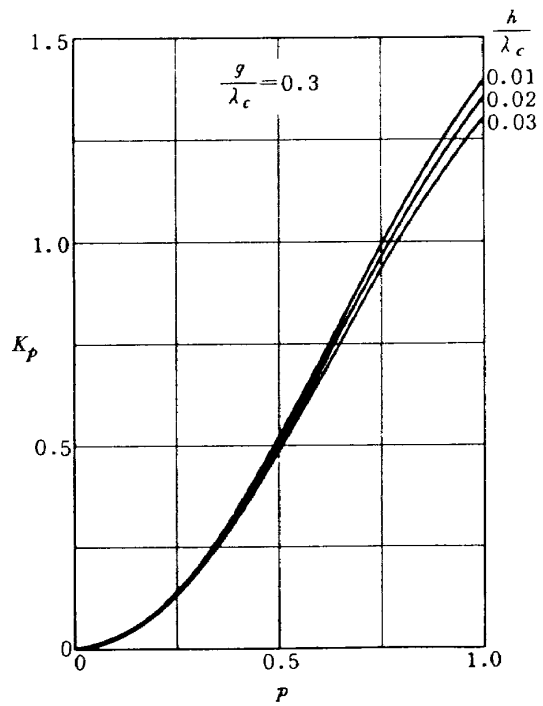


図 4.4 (c)

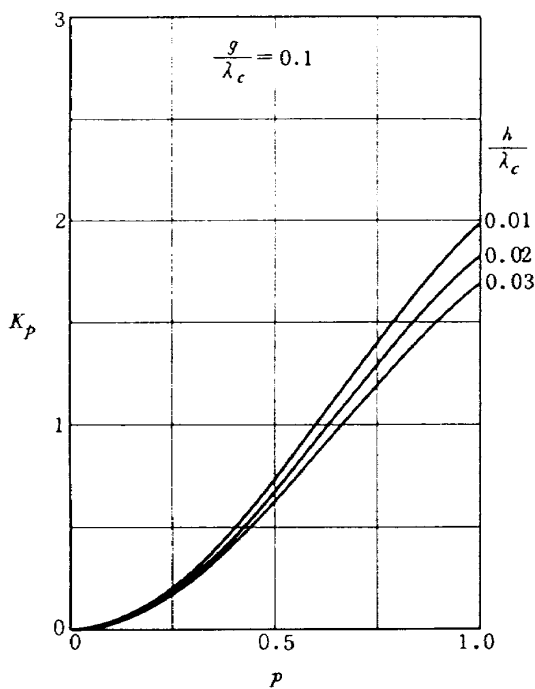


図 4.4 (b)

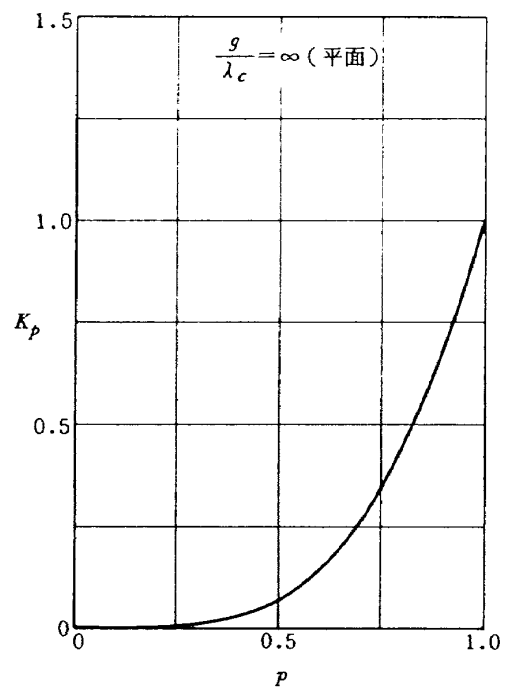


図 4.4 (d)

図 4.4 K_p の値

円筒導体の場合にまで拡張して

$$P_r = 60 K_p (k_0 h I)^2 \tag{4.5}$$

と置けば K_p は図 4.4 のような値となる。なお図 4.4(d) における K_p はアンテナが平面導体に取り付けられた場合の (3.12) 式の K_p と同じである。

(4.5) 式および図 4.4 からわかるように、アンテナの形状および f_c を一定にして考えると、円筒導体が太くなるほど放射抵抗 (P_r/P^2) は小さくなることわかる。

アンテナの損失は平面導体の場合とほぼ同じと見なすことができる。

4.3 入力インピーダンス

アンテナの入力インピーダンスの計算方法は K_p , Z_w を除けば 3 章に述べた平面導体の場合と同じである。 K_p

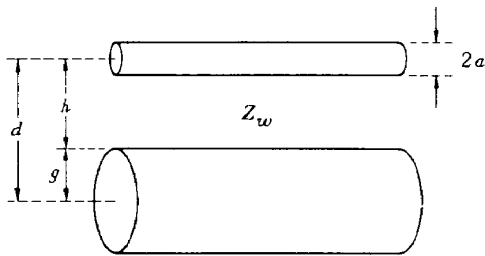


図 4.5 伝送線路の寸法

についてはすでに述べたので、以下 Z_w について述べる。

図 4.5 のような無限長伝送線路の特性インピーダンス Z_w は次式のように表せる。⁷⁾

$$Z_w = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cosh^{-1} \frac{d^2 - (a^2 + g^2)}{2ag}$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \frac{d^2 - (a^2 + g^2) + \sqrt{d^4 - 2(a^2 + g^2)d^2 + (a^2 - g^2)^2}}{2ag} \tag{4.6}$$

特に $a/g \rightarrow 0$, すなわち平面導体の場合には

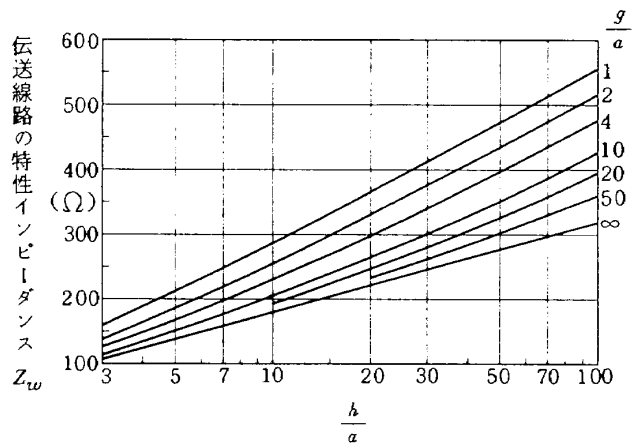
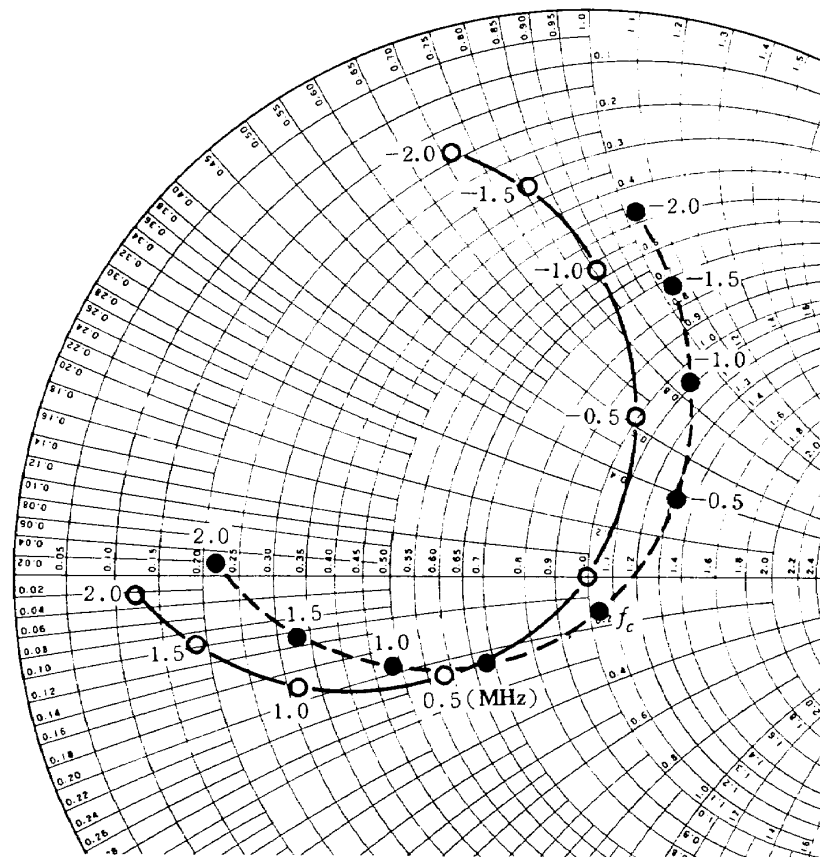


図 4.6 図 4.5 の特性インピーダンス Z_w の値



$f_c = 170 \text{ MHz}$
 $p = 0.7$
 $a = 3 \text{ mm}$
 $g = 210 \text{ mm}$
 $h = 40 \text{ mm}$
 ○ 計算値
 ● 実験値

図 4.7 図 4.2 のアンテナの入力インピーダンス

$$Z_w = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \frac{h + \sqrt{h^2 - a^2}}{a} \quad (\Omega) \quad (4.7)$$

となる。ここで $a \ll h$ の場合を考えると

$$Z_w \approx 138 \log_{10} \frac{2h}{a} \quad (\Omega) \quad (4.8)$$

となり、(3.20) 式を得る。

図 4.6 に (4.6) 式から求めた Z_w の値を示す。

以上の結果を用いて求めた入力インピーダンスの計算結果の一例(図 4.2 のアンテナの場合)を実験結果とともに図 4.7 に示す。なお図 4.7 の実験値は次のような誤差、すなわち電流分布および円筒導体が仮定と実際とで多少異なるために生ずる誤差、周波数が f_c で完全に整合がとれていないために生ずる誤差、VSWR の測定誤差等のために計算値と必ずしも一致していないが、その傾向はほぼ一致している。

5. アンテナの実用化

本アンテナをロケット搭載用アンテナとして実用化するに当たっては 3 章、4 章からもわかるように、 p をあまり小さく選ばない限りアンテナの指向性および能率に関

してはあまり問題なく、またアンテナの周波数帯域幅も実用上十分な場合が多い。最も問題になるのは振動および温度変化に対するコンデンサの容量の変動である。なぜならばコンデンサの容量の変動はアンテナの中心周波数の変動を意味し、一般のアンテナに比べて狭帯域幅である本アンテナにとっては致命的となるからである。

筆者は特に耐震耐熱特性を考慮した図 5.1 のような断面構造を持つ可変コンデンサを考案し、これによって上述の問題を解決することを試みた。⁸⁾ 図 5.1(a)において円柱状のアンテナ素子①の右先端部分には円筒状の誘電体②が被せられ、さらにその外側に円筒状の導体を有する③が②のかなりの部分を被い、①と③は②を通して同軸型のコンデンサを形成している。板状の導体④は導体⑤により③と一体になっている。一方ロケットの胴体表面⑥に固定された板状の導体⑦の上を④は左右に摺動し、適当な位置でネジにより⑦に半固定できるような構造になっている。このことによって①と③との相対する面積が変えられ、コンデンサの静電容量が連続的に変えられる。なお⑧は円板状の導体で、スプリング⑨により②を左方向に押さえ付ける働きをするとともに、コンデンサの一部となっている。(b)においては④を左右に摺動する代わりに⑥に固定し、内部円筒形導体⑩を外部円筒形導体③に沿って回転移動することによりコンデンサの容量が連続的に変えられる。その他の部分は(a)と同様である。これらのコンデンサは②に負の温度係数を持つ誘電体を使用することにより、温度上昇に伴う①の伸びを利用してコンデンサの温度補償が可能である。以下これについて述べる。

コンデンサの寸法を図 5.2 のようにとればコンデンサの容量 C は

$$C = \frac{2\pi \epsilon s}{\ln \frac{a_c}{b}} + C_0 \quad (F) \quad (5.1)$$

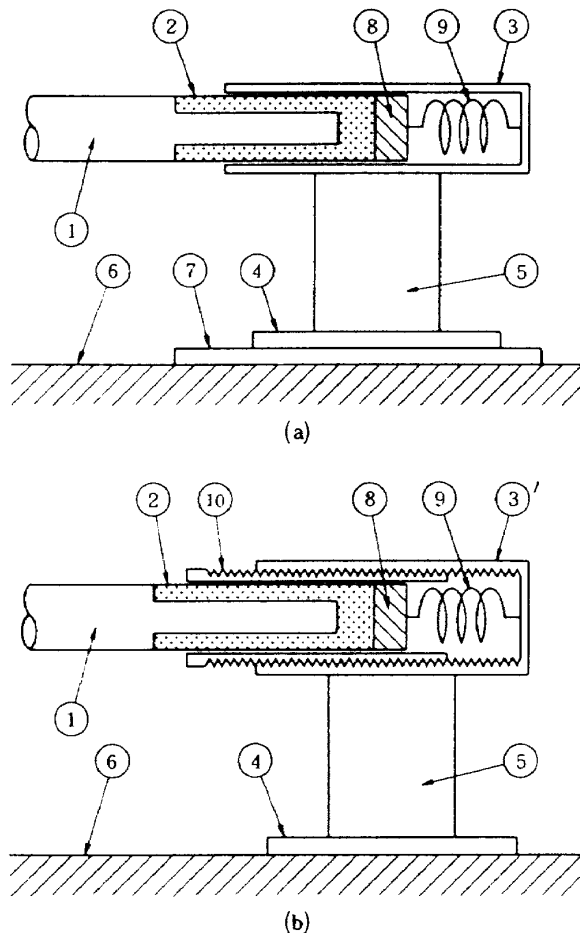


図 5.1 可変コンデンサの断面図

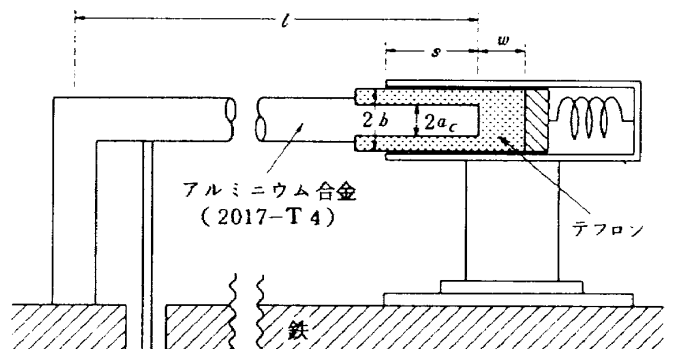


図 5.2 アンテナの断面図

となる。こゝに ϵ は誘電体の誘電率、 C_0 は s に無関係の容量である。コンデンサの容量は温度が変われば一般に変化する。この最も大きな原因はこの場合アンテナ素子の伸びによる s の変化と誘電体の誘電率の変化によるものである。今温度が $t^\circ\text{C}$ 上昇したときに s が $s + \Delta s$ に変化したとすれば

$$\Delta s = (\alpha_e - \alpha_g) l t \quad (5.2)$$

となる。こゝに α_e 、 α_g はそれぞれアンテナ素子および平面導体（ロケット胴体）の線膨張率である。また温度が $t^\circ\text{C}$ 上昇したときに ϵ は $\epsilon + \Delta\epsilon$ に変化し、このとき $\Delta\epsilon$ が次式のように表せるものと仮定する。

$$\Delta\epsilon = \beta \epsilon t \quad (5.3)$$

こゝに β は常数である。

コンデンサの容量の変化分を ΔC とすれば

$$\Delta C = \frac{2\pi\epsilon s \left(\frac{\Delta s}{s} + \frac{\Delta\epsilon}{\epsilon}\right)}{\ln \frac{b}{a_c}} + C_0 \frac{\Delta\epsilon}{\epsilon} \quad (5.4)$$

となる。(5.1) 式の第1項が第2項に比べて十分大きくなるようにすれば、(5.4) 式の第2項は省略できる。したがってコンデンサ容量が温度に無関係になるようにするためには近似的に s を次のように選ばばよい。

$$s = -\frac{\Delta s}{\Delta\epsilon} \epsilon = \frac{\alpha_e - \alpha_g}{-\beta} l \quad (5.5)$$

図 5.3 はアンテナの VSWR の温度特性を実験的に求めたもので、(a) は温度補償が十分に行われていない場合、(b) は温度補償が行われている場合を示す。なお図 5.3 に使用したアンテナ素子はアルミニウム合金 (2017-T4)、平面導体は鉄、コンデンサの誘電体はテフロン（四ふっ化エチレン樹脂）である。

図 5.3 において

$$\begin{aligned} \alpha_e &= 24 \times 10^{-6} \quad (1/^\circ\text{C}) \\ \alpha_g &= 11 \times 10^{-6} \quad (1/^\circ\text{C}) \\ \beta &= -2.7 \times 10^{-4} \quad (1/^\circ\text{C}) \\ l &= 286 \quad (\text{mm}) \end{aligned}$$

とすると、(5.5) 式より $s \approx 14 \text{ mm}$ となり、(b) の実験値にたいへん一致する。

飛しょう中におけるアンテナの温度上昇は主にアンテナの空力加熱によるものと考えられ、ロケット胴体のアンテナ取り付け付近の温度上昇はアンテナ素子の温度上昇に比べてずっと少ないのが普通である。したがってコンデンサの温度補償を考える場合には (5.5) 式の α_g を無視すればよい。

6. むすび

従来用いられてきたロケット搭載用伝送線路型アンテナの小型軽量化を図ることを目的として、これに適合しそうないくつかのアンテナタイプについて検討を加え、この中から最適と思われるものを1つ選出した。

まず最初選出したアンテナが平面導体上に取り付けられた場合を考え、このときのアンテナの基礎的な電気的諸特性を明らかにした。次にこのアンテナをロケット胴体を模擬した円筒導体に取り付けて検討した結果、このアンテナがロケット搭載用アンテナとして必要な電気的諸特性を満足していることが判明した。

このアンテナを実用化するに当たって最も問題になるのが耐振耐熱性のある可変コンデンサの実現である。そこでロケットの環境条件に対して十分満足するような可変コンデンサを考案し、温度試験を行った結果良好な結果

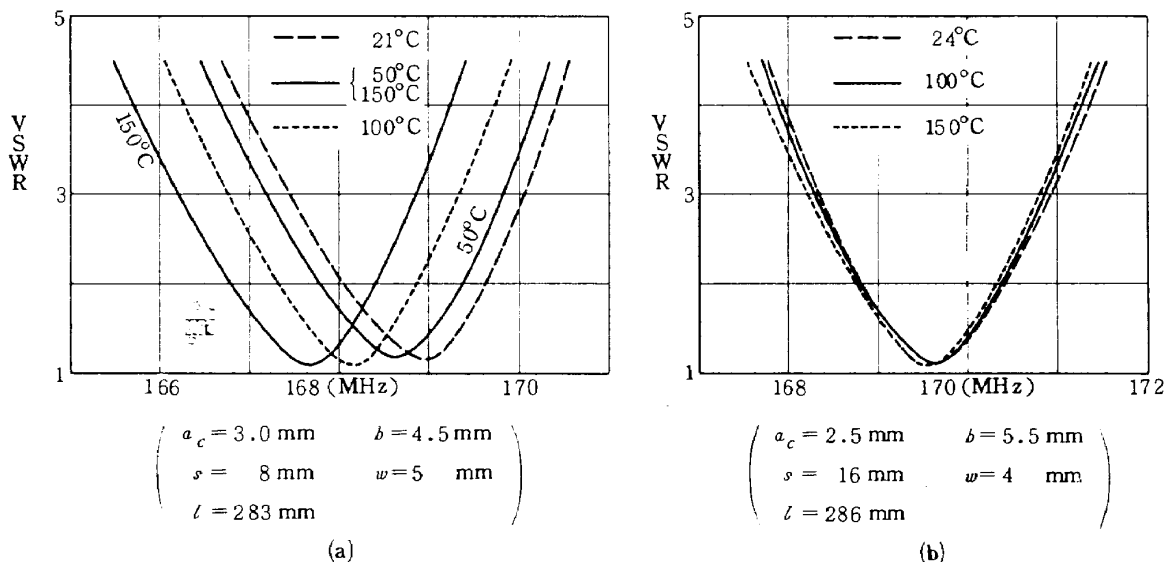


図 5.3 アンテナの温度特性

を得た。

こゝで得られた結果は JCR 型 ロケット搭載用実用試作アンテナの設計に応用され、好結果を得た。¹⁾

文 献

- 1) 桜井, 佐木, 他; ロケット搭載用 VHF 帯アンテナの研究報告, 航技研資料 TM-267 (1974/11)
- 2) Ronold King, et al.; Transmission-Line Missile Antennas, IRE Transactions on Antennas and Propagation Vol.8, No.1(1960/1)pp.88-90
- 3) 田畑, 桜井, 三浦, 他; ロケット搭載用伝送線路型アンテナの解析, 航技研報告 TR-186 (1969/12)
- 4) 桜井; コンデンサで終端された伝送線路型アンテナの特性, 電気関係学会四国支部連合大会 (昭和48) pp.65-66
- 5) 桜井; 円筒導体上における伝送線路型アンテナの放射特性, 電子通信学会全国大会 (昭和45) p.364
- 6) 関口利男, 稲垣直樹; 円筒構造を持つ空中線系の指向性について, 電気通信学会アンテナ研究会資料 (1963/12)
- 7) 小林夏雄; 通信線路伝送理論, (昭和46) pp.66-71, 電子通信学会
- 8) 桜井; ロケット搭載用 VHF 帯アンテナ, 航技研ニュース No.177 (1974/2)

航空宇宙技術研究所報告467号

昭和51年8月発行

発行所 航空宇宙技術研究所
東京都調布市深大寺町1880
電話武蔵野三鷹(0422)47-5911(大代表)〒182

印刷所 株式会社 共 進
東京都杉並区久我山4-1-7(羽田ビル)
