



Title	エネルギー密度アンテナ用薄型空洞スロットアンテナ
Author(s)	柏木, 道朗; 伊藤, 精彦; 松本, 正
Citation	北海道大学工学部研究報告, 59, 23-33
Issue Date	1971-03-10
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/41030
Type	departmental bulletin paper
File Information	59_23-34.pdf



エネルギー密度アンテナ用薄型空洞スロットアンテナ

柏 木 道 朗* 伊 藤 精 彦*
松 本 正*

(昭和 45 年 9 月 30 日受理)

Shallow-Cavity-Backed Slot Antenna for Energy Density Antenna

Michio KASHIWAGI Kiyohiko ITOH

Tadashi MATSUMOTO

Department of Electronic Engineering, Faculty of Engineering,
Hokkaido University, Sapporo, Japan

(Received September 30, 1970)

Abstract

In order to reduce the effect of signal fading of a mobile radio field the authors proposed a different type of energy density antenna proposed by Pierce. This antenna receives the E field with a unipole antenna and the H field with a slot antenna instead of a loop antenna.

In this report a slot antenna backed by a rectangular cavity was devised in such a way as to be made smaller inasmuch as the shallow-cavity-backed slot antenna is favorable for a paste-on or flush-mounted-type receiver to be mounted on a mobile vehicle.

The experimental results of the input impedance characteristics of the above mentioned slot antennas are also described.

1. ま え が き

移動無線における定在波によるフェージング軽減用のエネルギー密度アンテナとして、磁界をループアンテナで受信する方式は既に Pierce らにより発表されている。しかし、磁界を磁流アンテナ、すなわちスロットで受信する方式は文献 1 以外はまだ発表されていない。文献 1 にはスロット・ユニポールの組合せによるアンテナがエネルギー密度アンテナとして原理的に可能であることを示したが、Kraus 型の screening cavity では自動車搭載用をしてはあまりに大きすぎるので、ここでは空洞付スロットアンテナの小型化が可能かどうか特に薄くすることが可能かどうか検討した。ここで、薄くすることに主目的を置いた理由は、

- (1) 車載用として美観上良い
- (2) 電界アンテナ (ユニポール) と磁界アンテナ (スロットアンテナ) とができるだけ相互に影響を与えることなく存在するためには、スロットとユニポールは Fig. 1 のように組合せられるのが一番適当と思われる。したがって cavity ができるだけ薄い方がユニポールアンテナをスロットアンテナに組み込みやすい

の 2 点である。

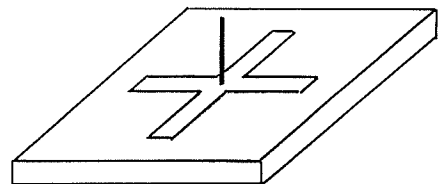


Fig. 1 Slot-unipole antenna system

* 電子工学科 電波伝送工学講座

2. スロット上の伝搬モードと伝搬定数

以下問題を Fig. 2 のように単一のスロットにかぎり cavity を薄くする問題を取りあつかうことにする。スロットの切っている方向を伝搬方向としてみた場合に、スロット上を伝搬する主モードとしては文献2に示された $H_{\text{slot},0}$ mode (leaky wave) と考

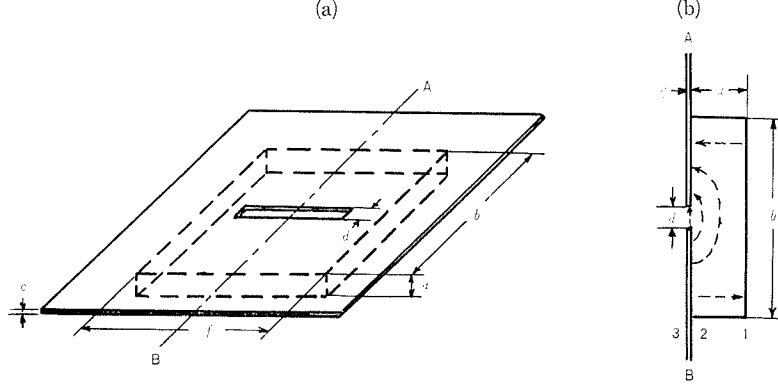


Fig. 2 Cavity-backed slot as a leaky wave structure

えられる。したがって、スロットの切っていない部分においては電磁界は急激に減衰し、スロットの共振を決定するパラメータはかかる共振器の b, a であり、 f は l よりある程度長ければ良い。したがって Fig. 2(b) のような断面を有する leaky wave structure のスロット上を伝搬する伝搬定数をまず決定する。伝搬定数の決定法は文献2等の横共振法によった。

Fig. 2(b) のような断面でみた横共振は $a > b$ であつスロットでの界の乱れが後方の壁面に達しないなら文献2より、 $H_{\text{slot},0}$ 波の伝搬定数は求まる。すなわち、Fig. 2(b) の2より左方をみた規格化アドミタンス $\bar{Y}$ は

$$\bar{Y} = j \left\{ \frac{\kappa b}{\pi} \ln \left(\frac{\pi e}{\gamma \kappa d} \right) + \kappa c \frac{b}{d} \right\} + \frac{\kappa b}{2} \quad (1)$$

右方をみたアドミタンス $\bar{Y}$ は

$$\bar{Y} = -j \cot \kappa a + j \frac{\kappa b}{\pi} \ln \left(\csc \frac{\pi d}{2b} \right) \quad (2)$$

となる。

したがって、伝搬定数 $\dot{\beta} = \beta_z - j\alpha$ を求めるべき横共振式は

$$\bar{Y}_{\text{slot}} = \bar{Y} + \bar{Y} = 0 \quad (3)$$

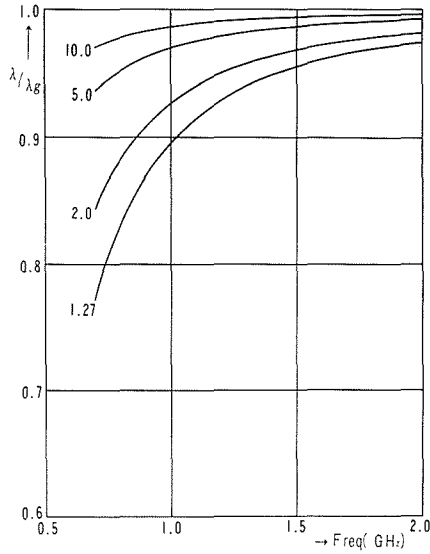
となる。ここで

$$\dot{\kappa} = \sqrt{k^2 - \dot{\beta}^2}$$

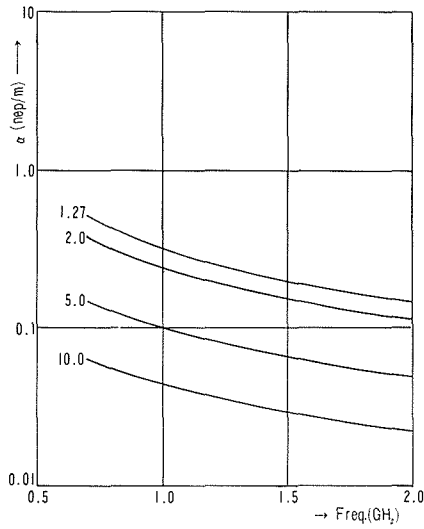
である。

次に、スロットの界の乱れが後方の壁に達するほど薄い場合には2より内側をみた規格化アドミタンス $\bar{Y}$ は文献3等より

$$\begin{aligned} \bar{Y} &= \frac{jB}{Y_0} \\ &= j\kappa a \sum J_0^2 \left(n\pi \frac{d}{2b} \right) \frac{\coth |\kappa_n| a}{|\kappa_n| a} - j \cot \kappa a \\ &\left[\simeq j\kappa a \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} J_0^2 \left(n\pi \frac{d}{2b} \right) \frac{\coth |\kappa_n| a}{|\kappa_n| a} + \frac{1}{3} \right\} - j \frac{1}{\kappa a} \right] \\ |\kappa_n| &= \sqrt{\left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 - \kappa^2} \\ Y_0 &= \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot \frac{\kappa}{k} \end{aligned} \quad (4)$$

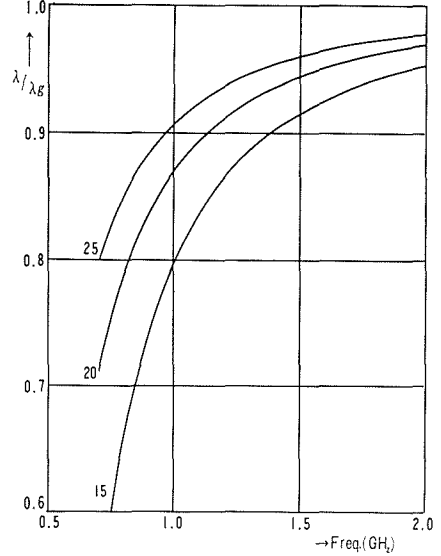


(a) Phase constant

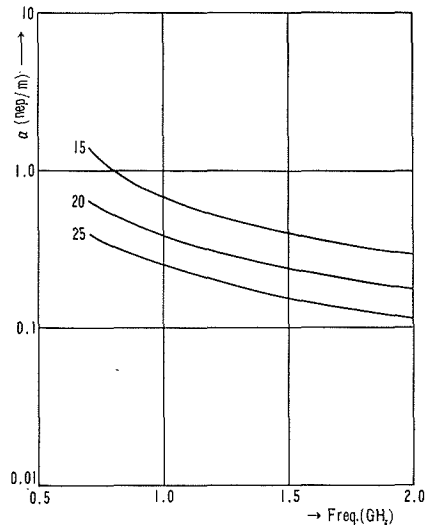


(b) Attenuation constant

Fig. 3 Propagation constant
 $b = 25$ cm, $c = 0.0$ cm, $d = 0.4$ cm
 parameter : a (cm)



(a) Phase constant



(b) Attenuation constant

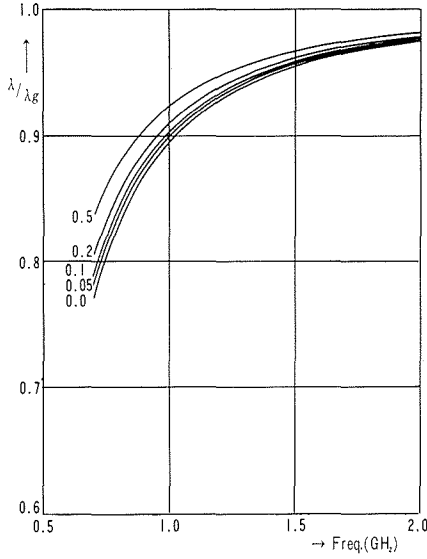
Fig. 4 Propagation constant
 $a = 1.27$ cm, $c = 0.0$ cm, $d = 0.2$ cm
 parameter : b (cm)

となる。したがって横共振式は

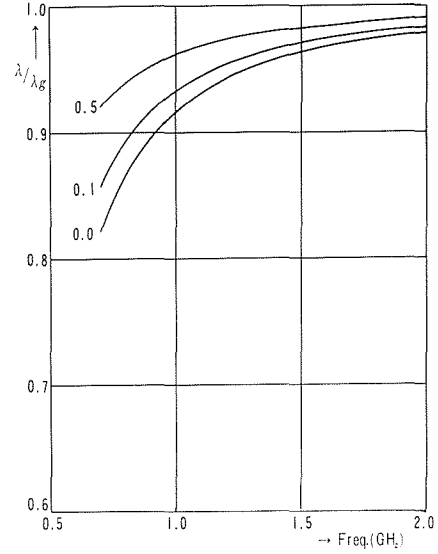
$$\begin{aligned}
 \vec{Y}_{\text{slot}} &= \vec{Y} + \vec{Y} \\
 &= -j \cot \kappa_0 a + j \kappa_0 a \left\{ \sum J_0^2 \left(n \pi \frac{d}{2b} \right) \frac{\coth |\kappa_n| a}{|\kappa_n| a} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{b}{a n} \ln \left(\frac{n e}{r} \cdot \frac{1}{\kappa d} \right) \right\} + \frac{\kappa b}{2} = 0
 \end{aligned} \tag{5}$$

ここで

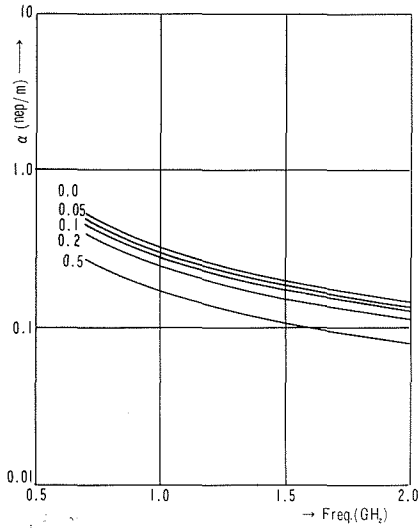
$$e = 2.718, \quad r = 1.781$$



(a) Phase constant

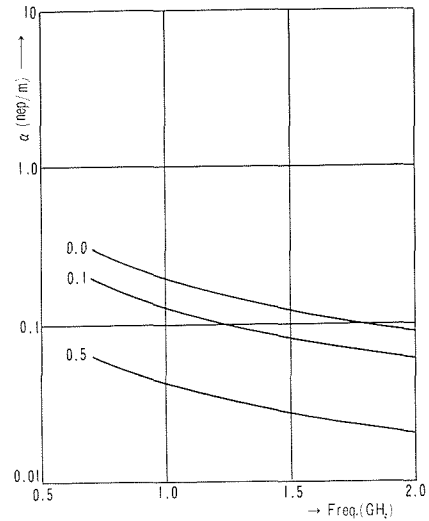


(a) Phase constant



(b) Attenuation constant

Fig. 5 Propagation constant
 $a = 1.27$ cm, $b = 25$ cm, $d = 0.4$ cm
 parameter: c (cm)



(b) Attenuation constant

Fig. 6 Propagation constant
 $a = 1.27$ cm, $b = 25$ cm, $d = 0.1$ cm
 parameter: c (cm)

また, $2a < b$ すなわちさらに cavity が薄くなった時には文献 4 より

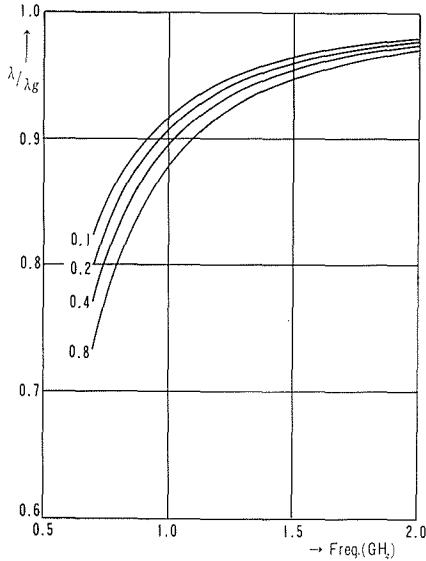
$$\vec{Y} = -j\frac{1}{\kappa a} + j\kappa a \cdot \frac{b}{a} \left\{ \frac{1}{\pi} \ln \frac{4a}{\pi d} + \frac{1}{12} \frac{b}{a} \right\} \quad (6)$$

したがって横共振式は

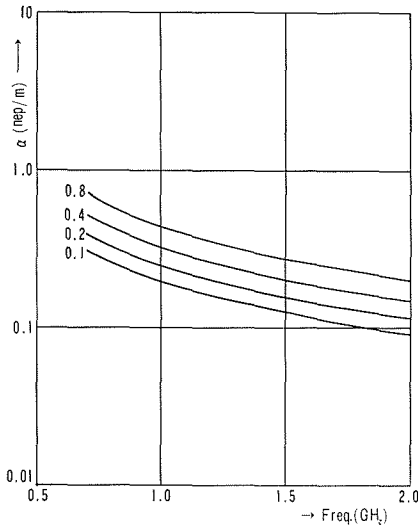
$$\vec{Y}_{\text{slot}} = \vec{Y} + \vec{Y} = 0$$

となる。

ここで(4)式の $\vec{Y}$ は級数和を含んでいるため計算は複雑となるが, a と b の大小関係は問わず一般式であるので, 伝搬定数の計算は(5)式に基づいて行った。計算結果は Fig. 3~7 に示し



(a) Phase constant



(b) Attenuation constant

Fig. 7 Propagation constant
 $a = 1.27$ cm, $b = 25$ cm, $d = 0.1$ cm
 parameter : c (cm)

前節で求めた規格化入力アドミタンスは $1/Y_0 \cdot H_z/E_y$ である。したがって入力アドミタンス I/V は単位長毎に

$$Y = \frac{I}{V} = \frac{1}{b} Y_0 \cdot \vec{Y} \quad (9)$$

となる。ゆえに、

$$Y = \frac{1}{b} \cdot Y_0 \cdot \left[-j \cot \kappa a + j \kappa_0 a \left\{ \sum J_0^2 \left(n \pi \frac{d}{2b} \right) \frac{\coth |\kappa_n| a}{|\kappa_n| a} \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{\pi e}{\gamma} \cdot \frac{1}{\kappa d} \right) \right\} + \frac{\kappa b}{2} \right] \quad (10)$$

である。

図からわかるように

○ a を小, すなわち空洞を薄くすること

○ b を小とすること

○ d を大, すなわちスロットの幅を大きくすること
 等はいずれもスロット上の伝搬波長を大きくする。したがって半波長共振長が大きくなる。したがって薄くするためには b を大とするか, d を小とすることが必要である。

今, $b = 25$ cm, $d = 0.4$ cm とし, スロットの半波長共振長を 1000 MHz で 16.7 cm 程度とすると (ただし, 実際の半波長共振長は次節からわかるように, 入力点の容量 C_0 のためにさらに短くなる), a は 1.27 cm 程度まで薄くすることは可能である。

3. スロットアンテナの入力インピーダンス

3.1 はじめに

無限大導体平板上に切られたスロットの入力インピーダンス Z_{slot} は, スロットの部分の導体帯としたダイポールアンテナの入力インピーダンスを Z_{dipole} とすると

$$Z_{\text{slot}} \cdot Z_{\text{dipole}} = \frac{\zeta_0^2}{4} \quad (7)$$

$$\zeta_0 = 120 \pi \text{ オーム}$$

となる。したがって, back cavity が十分大きい時は

$$Z_{\text{slot}} = \left(\frac{\zeta_0^2}{4} \cdot \frac{1}{Z_{\text{dipole}}} \right) \times 2 \quad (8)$$

として back cavity を有するスロットアンテナの入力インピーダンスは計算される。ただし, 本問題のように back cavity を小さくしてゆく場合にはスロット上の伝搬するモードの波数が k からずれるために入力インピーダンスも上記の値からずれることが十分予測される。以下 back cavity を有するスロットアンテナの入力インピーダンスの求め方の概略を示す。

3.2 スロットからみた等価回路

$$\begin{aligned}
\therefore Y_{\text{slot}} &= j \left[-\frac{1}{\mu a b \omega} + \frac{\kappa}{\omega \mu} \cdot \frac{\kappa a}{b} \left\{ \frac{1}{3} + \sum J_0^2 \left(n \pi \frac{d}{2b} \right) \frac{\coth |\kappa_n| a}{|\kappa_n| a} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{\pi e}{\gamma} \cdot \frac{1}{\kappa d} \right) \right\} \right] + \frac{\kappa^2}{2} \cdot \frac{1}{\omega \mu} \\
&= \frac{1}{j \omega L} + \left(\frac{\kappa}{k} \right)^2 j \omega C + G_r
\end{aligned} \quad (11)$$

と書ける。

ここで

$$\left. \begin{aligned} L &= \mu a b \\ C &= \frac{a}{b} \cdot \epsilon_0 \left[\frac{1}{3} + \sum J_0^2 \left(n \pi \frac{d}{2b} \right) \frac{\coth |\kappa_n| a}{|\kappa_n| a} + \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{\pi e}{\gamma} \cdot \frac{1}{\kappa d} \right) \right] \\ G_r &= \frac{\kappa^2}{2} \cdot \frac{1}{\omega \mu} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

また、前節の伝搬定数を用いて、スロットアンテナ上の電圧を次の如く正弦波分布と仮定する。

$$V(Z) = \begin{cases} V(0) \frac{\sin \beta_z(l-Z)}{\sin \beta_z l} & (Z > 0) \\ V(0) \frac{\sin \beta_z(l+Z)}{\sin \beta_z l} & (Z < 0) \end{cases} \quad (13)$$

(Fig. 8 参照)

したがって、このスロットアンテナのまわりに
たくわえられる

全電気エネルギーを W_E

全磁気エネルギーを W_H

全輻射電力を P

とすると入力アドミタンスは次式として与えられる。

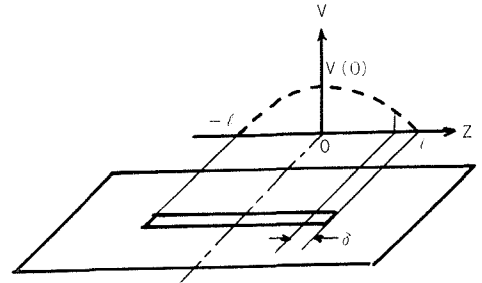


Fig. 8 Voltage distribution on slot

$$Y_{\text{feed}} = \frac{P + 2j\omega(W_E - W_H)}{\frac{V^2(0)}{2}} = G_{\text{feed}} + jB_{\text{feed}} \quad (14)$$

文献5より前述等価回路定数 G_r , C を使って

$$\left. \begin{aligned} G_{\text{feed}} &= G_r \frac{2\beta_z l - \sin(2\beta_z l)}{2\beta_z \sin^2(\beta_z l)} \\ B_{\text{feed}} &= -\frac{2C}{\sqrt{\epsilon \mu_0}} \frac{\beta_z}{k} \cot(\beta_z l) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

として求められる。

したがって入力インピーダンスは

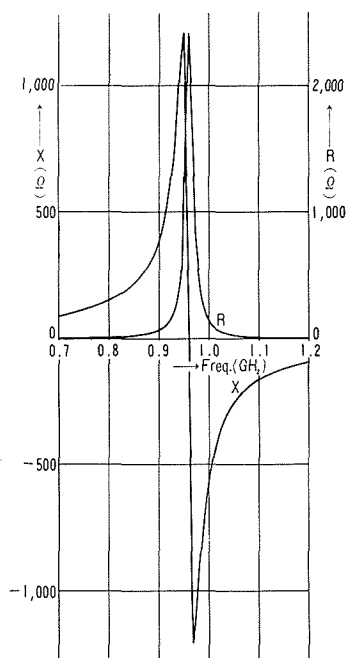
$$Z_{\text{feed}} = R_{\text{feed}} + jX_{\text{feed}} \quad (16)$$

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{feed}} &= G_{\text{feed}} / (G_{\text{feed}}^2 + B_{\text{feed}}^2) \\ X_{\text{feed}} &= -B_{\text{feed}} / (G_{\text{feed}}^2 + B_{\text{feed}}^2) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

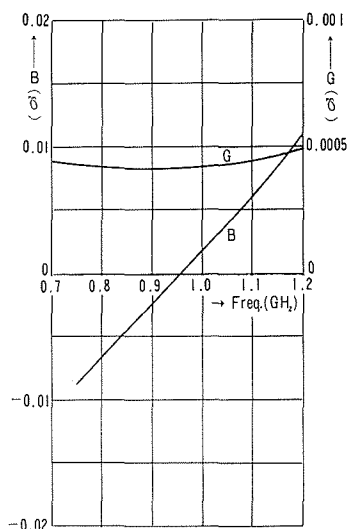
となる。入力インピーダンス、入力アドミタンスの計算結果は Fig. 9~13 に示してある。

3.3 オフセット給電

上記の中心給電の入力抵抗はFig. 9~13 からわかるように 1000 Ω 以上にも達するのに対して、給電線は同軸 (50 Ω 系) を使用しているので整合が困難である。したがってオフセット給電を行わなければならない。



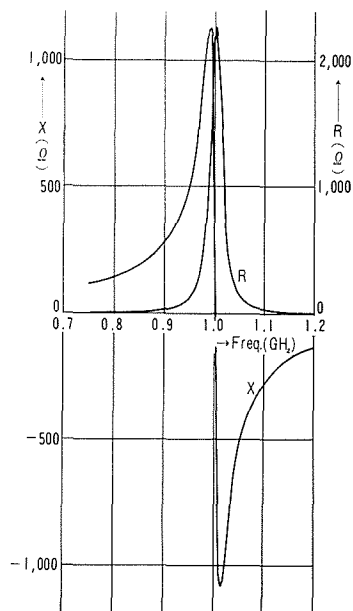
(a) Input impedance



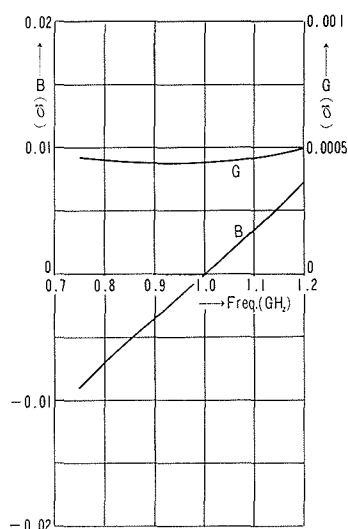
(b) Input admittance

Fig. 9 Input impedance and admittance

$a = 1.27$ cm, $b = 25$ cm, $c = 0.05$ cm,
 $d = 0.2$ cm, $l = 8.62$ cm



(a) Input impedance



(b) Input admittance

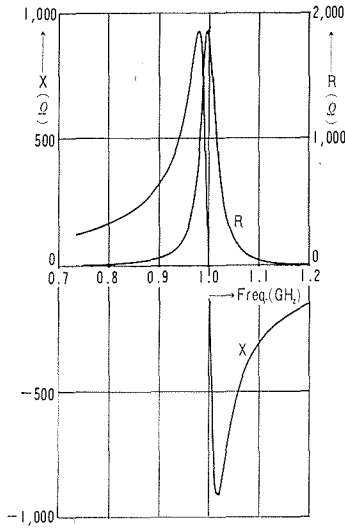
Fig. 10 Input impedance and admittance

$a = 1.27$ cm, $b = 25$ cm, $c = 0.05$ cm,
 $d = 0.4$ cm, $l = 8.325$ cm

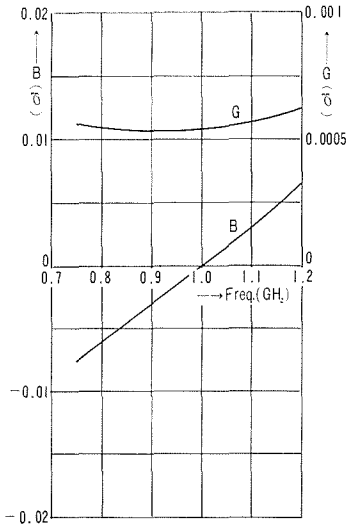
今、中央給電点の電圧を $V(0)$ 、入力インピーダンスを $Z_{\text{feed}}(0)$ とし、スロットの端から δ だけ離れた点の電圧を $V(\delta)$ としてこの点より見たインピーダンスを $Z(\delta)$ とすると

$$Z(\delta) = \left(\frac{V(\delta)}{V(0)} \right)^2 Z_{\text{feed}}(0) = n^2 \cdot Z_{\text{feed}}(0) \quad (18)$$

とかける。ここに n は (13) 式を用いて



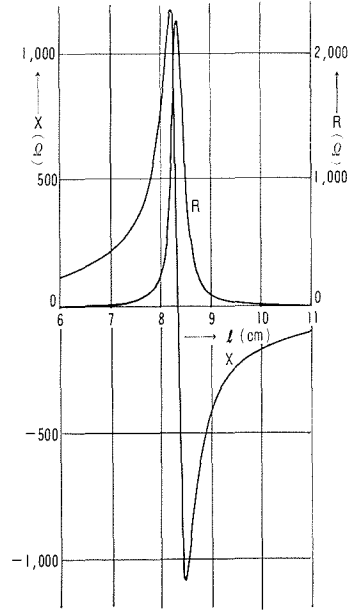
(a) Input impedance



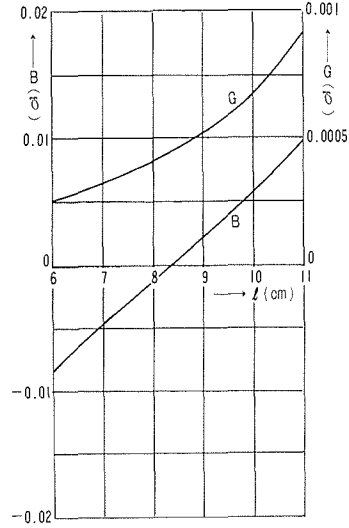
(b) Input admittance

Fig. 11 Input impedance and admittance

$a = 1.27$ cm, $b = 25$ cm, $c = 0.0$ cm,
 $d = 0.8$ cm, $l = 8.55$ cm



(a) Input impedance



(b) Input admittance

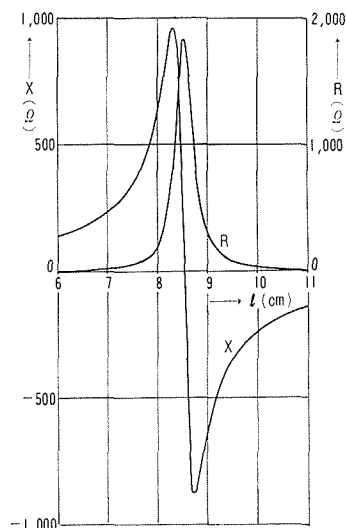
Fig. 12 Input impedance and admittance

$a = 1.27$ cm, $b = 25$ cm, $c = 0.05$ cm,
 $d = 0.4$ cm, Freq. = 1 GHz

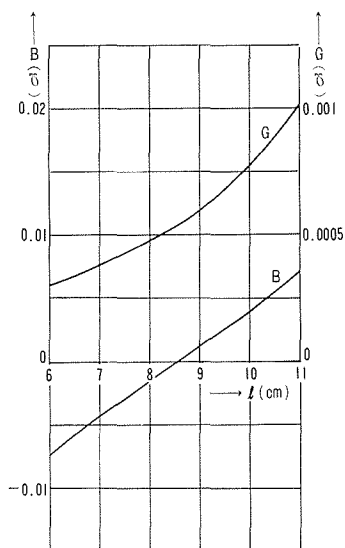
$$\frac{V(\delta)}{V(0)} = \frac{\sin \beta_z \delta}{\sin \beta_z l} \equiv n \quad (19)$$

とにおいてある。

また給電点は Fig. 14(a) の如くスロットアンテナと同軸が結合している。したがって給電点付近の界の乱れを何らかの回路定数で評価しなければならない。いま、A点より見こんだ等価回路として Fig. 14(b) を採用することとする。したがってA点より見こんだスロットアンテナの



(a) Input impedance



(b) Input admittance

Fig. 13 Input impedance and admittance

$a = 1.27 \text{ cm}$, $b = 25 \text{ cm}$, $c = 0.0 \text{ cm}$,
 $d = 0.8 \text{ cm}$, Freq. = 1 GHz

C_0 が入ったために、並列共振点 ($B = B_{\text{feed}} \cdot 1/n^2 + B_{c_0} = 0$ の点) は低周波へずれる。したがって、 L_0 がなければ測定値における抵抗の最大値はこの並列共振点の値として与えられるであろう。しかし L_0 があるために測定値はスミスチャート上で Fig. 15(b) のように X_{L_0} だけ上平面にずれる。(ただし、抵抗値の最大点の位置は変化しない。Fig. 15 は同軸端子から見たアンテナの入力インピーダンスで、(b)図は測定値をスミス図上にプロットしたもの、(c)図は抵抗部で、(d)図はリアクタンス部である。(b)図の a, b, c, d はそれぞれ (c), (d) 図の a~d に対応している。) したがって、測定値より Z_{rs} の点を求めると、その点におけるリアクタンス成分が L_0 を与え

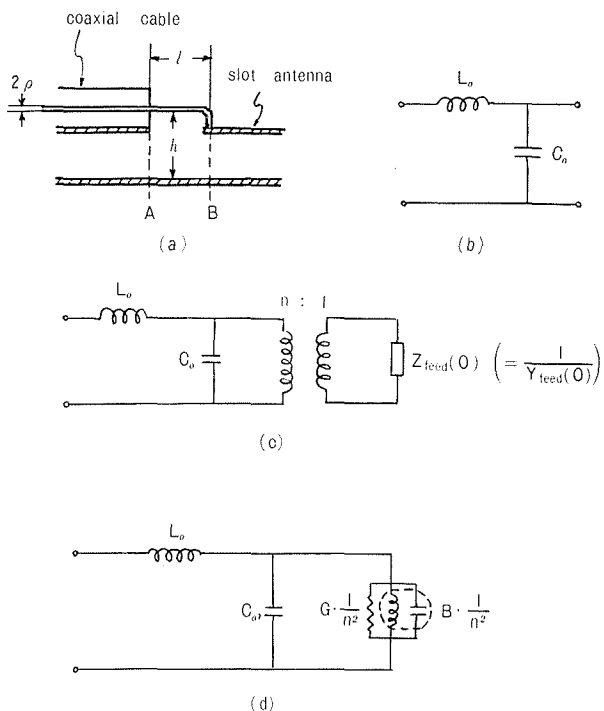


Fig. 14 Feeding structure and its equivalent circuits

入力インピーダンスは Fig. 14(c) の如くなり、スロットが半波長付近では Fig. 14(d) の如くなる。

ここで L_0 は AB 間の同軸内導体のもつインダクタンスであるから、単位長毎のインダクタンス

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2h}{\rho} \quad \text{H/m}$$

を用いて

$$L_0 = l \cdot L$$

として求められる。

C_0 は依然未知のままであるが、前述文献5のごとく、 C_0 を測定で求められた共振点に一致させるように適当に選ぶことにより、(実験的に) 決定することは可能である。

3.4 測定値と L_0 , C_0 , Y_{feed} , Z_{feed} との関係

測定値と各回路パラメータとの関係を以下に説明する。

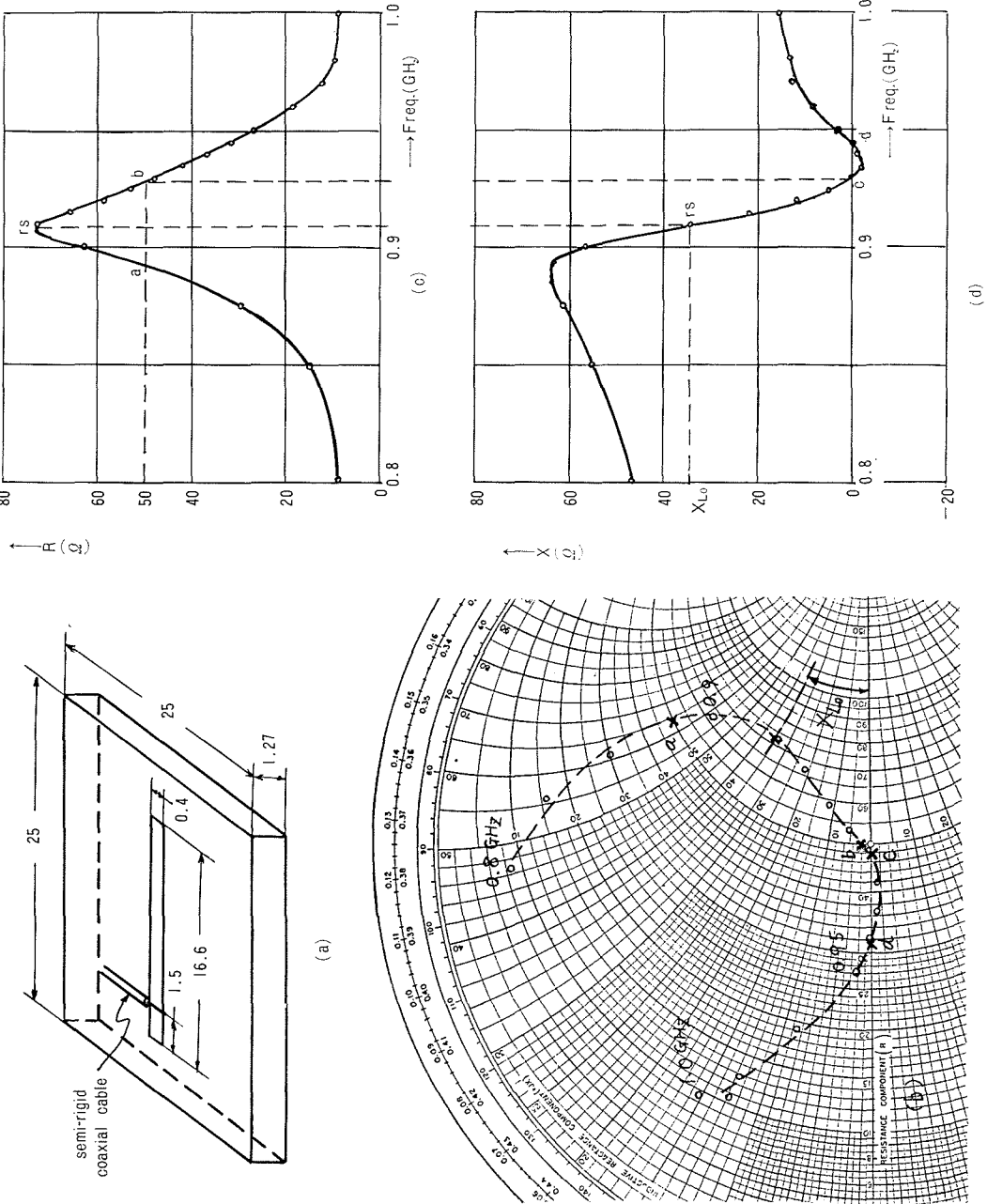


Fig. 15
(a) : Structure of the shallow-cavity-backed slot whose impedance was measured. Dimensions are in centimeters.
(b)~(d) : Measured impedance

るし、またその周波数より、 $B_{c_0} = -B_{\text{feed}} \cdot 1/n^2$ として C_0 の値を決定することは可能である。

3.5 おわりに

以上、入力インピーダンスの計算の概要を述べたが、最終的には L_0 , C_0 等 (とくに C_0) については実験値より決定するしかない。しかし、実験的には C_0 , L_0 をあらかじめ決定することは可能であるので設計上はあまり問題とはならないであろう。

また Fig. 14(c) のようにモデルを設定することにより、次のようなことが可能となる。

すなわち、Fig. 15 からわかるように、スロットアンテナを同軸で励振する場合にはスロットとは L -Couple で結合されているので、共振点 rs 付近では L のため 50Ω 整合はかなり困難に思われるので共振点からずれた b に整合点がくるようにオフセット δ , すなわち n を決定すれば良い。

4. 結 論

スロット・ユニポール結合エネルギー密度アンテナを車載用として実用化するため、特に空洞付スロットアンテナの小型化について考察を行ない、その空洞の厚さを 1 cm 程度までは薄くすることが可能であることがわかった。

また、offset 給電法によってスロットアンテナと 50Ω 給電線との整合をとりうることがわかった。

謝辞 ご討論下さった電々公社電気通信研究所・野村卓也氏に感謝いたします。

文 献

- 1) 伊藤精彦, 松本 正: “移動無線用エネルギー密度アンテナの新方式の提案,” 北大工学部研究報告第 53 号, (昭和 44-3).
- 2) 伊藤精彦, 鈴木道雄, 松本 正: “軸方向スロットを切った方形導波管の Leaky Wave について,” 信学誌, Vol. 53-B, No. 5.
- 3) L. O. Goldstone and A. A. Oliner: “Leaky Wave Antenna,” Polytechnique Inst. of Brooklyn, (May, 1957).
- 4) 藤沢和男: “磁電管の Side Resonator の細隙から見た入力アドミタンス及びその L, C 等価回路について,” 信学誌, 昭和 26 年 2 月, p. 91.
- 5) 藤沢和男: “円筒スロットアンテナの給電点インピーダンス,” 信学誌, 昭和 30 年 2 月, p. 103.