HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	エネルギー密度アンテナ用装荷ユニポールアンテナ
Author(s)	伊藤, 精彦; 渡辺, 隆市; 中岡, 快二郎 他
Citation	北海道大學工學部研究報告, 71, 103-114
Issue Date	1974-06-25
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/41211
Type	departmental bulletin paper
File Information	71_103-114.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

エネルギー密度アンテナ用装荷ユニポールアンテナ

伊藤精彦* 渡辺隆市* 中岡快二郎* 松本 正*

(昭和48年10月31日受理)

Base-Loading-Antenna for a Slots-unipole Antenna System

Kiyohiko ITOH, Ryuichi WATANABE, Kaijiro NAKAOKA,
Tadashi MATSUMOTO

(Received October 31, 1973)

Abstract

Radio signal received by moving vehicles in mountainious regions or in cities with high buildings may exhibit violent amplitude flucluations because of the existence of standing-wave patterns. An Energy density antenna system which samples the electromagnetic energy density was suggested as a means for coping with this spatial fading phenomenon.

One of the authors has proposed a unipole and crossed slots combination as a new and universal energy density antenna system. It was also reported that a shallow-cavity-backed slot antenna is convenient as the slot for the above mentioned slot and unipole combination system.

This report deals with the mechanism of a unipole antenna, at the base of which a rectangular cavity is located, and it was clarified that the unipole antenna is suitable for mounting on a mobile unit because it is possible to shorten its height by means of using the shallow-cavity as a inductance.

The measured and calculated results of the shortening and the matching at a feeding point are also described.

1. まえがき

自動車等の移動体に搭載した受信アンテナが，山間部や都会のビルの間を走る場合には，電波の陰となる不感地帯の存在によるフェージングの他に，ビル等による電波の多重反射波相互による干渉，または，それらの反射波と基地局よりの入射波とが干渉した，いわゆる定在波によるフェージングが存在する。

この移動通信における定在波によるフェージング軽減装置として，磁界をスロットアンテナで，電界をユニポールアンテナで受信する，エネルギー密度アンテナが提案された[1]。

その後，車載用の目的から，装置の小型化が進められ，スロットアンテナ部については種々の検討が行なわれ，誘電体装荷による装置の小型化が報告されている[2,3]。

今回，このシステムのユニポールアンテナ部の小型化につき検討を行ない，スロット部に付随する shallow-cavity を，適当な条件で利用し，loading-coil と同様な効果を得，アンテナ長の短縮が可能であることが判明した。

電子工学科 電波伝送工学講座

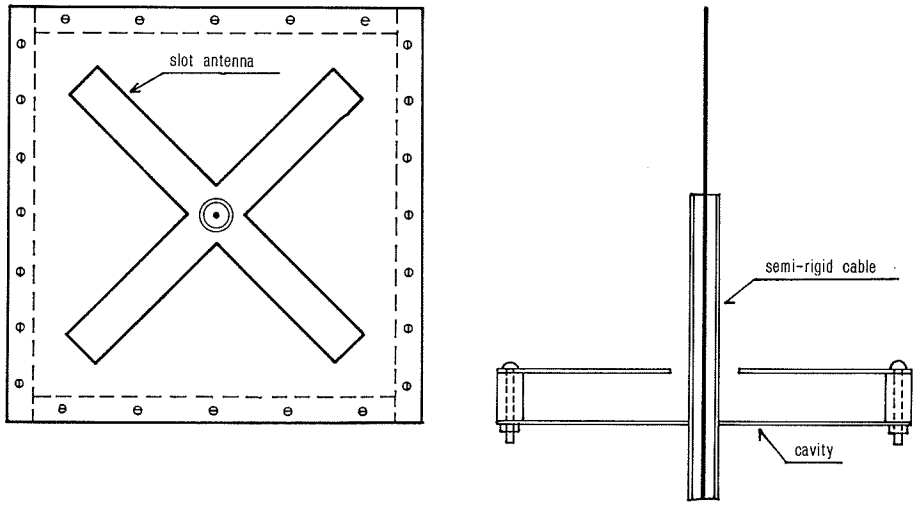
上記の小型化に際し，種々の実験と計算を行なったので報告する。

2. スロットとユニポールの shallow-cavity の共有の可能性

2.1 は じ め に

slots-unipole antenna system は，Fig. 1 に示されるような構造になっている。

この様な構造で，このシステムを使用する場合，ユニポール部とスロット部の結合が，憂慮される。この場合，可能な結合は，次の二つが考えられる。第一に，ユニポールアンテナとスロットアンテナ相互の直接の結合，次に，スロットアンテナに付随した shallow-cavity を媒介にした結合である。



(a) Top view (b) Side view

Fig. 1 Structure of the slots-unipole-antenna system

2.2 アンテナ間の独立

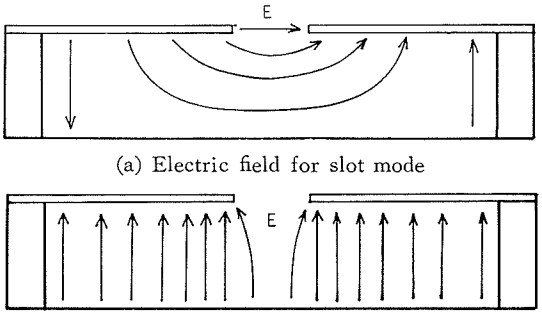
この結合は，ユニポールアンテナが，Fig. 1 に示された crossed slots の中央部に位置する場合，ユニポールアンテナにより励振され地導体（ここでは，スロットを切った面）上を帰還する電流は，スロット軸と平行に流れスロット軸を横切ることがない。故に，その電流は，スロットを励振することがなく，両アンテナのモードは相互に直交関係にあり，結合は基本的に存在し得ないことが分かる。

2.3 空胴モード間の独立性

Fig. 1 から知られる様に，ユニポールアンテナ下部が，スロットに付随する shallow-cavity に交差しており，このユニポールアンテナを励振した場合，この交差部分が空胴を励振し空胴内部に，電磁界モードを生じる。

一方，スロットアンテナも，shallow-cavity を励振し空胴内部に電磁界モードを生ずる。

この二つの電磁界モードは，今，最低次モードを考えると，Fig. 2 に示すようになる。



(a) Electric field for slot mode

(b) Electric field for unipole mode

Fig. 2 Electromagnetic field

図に示されたように，二つの電磁界分布は，直交関係にあり相互に独立である。よって，空胴モードを媒介とした，両アンテナ間の結合は存在しないことが分かる。

ただし，ここでユニポールによる空胴モードは，方形空胴共振器の最低次モード TE_{011} としている。又，スロットアンテナに対する空胴の効果は，スロットアンテナとしての共振が，スロット付導波管の最低次モード $H_{slot,0}$ 波で行なわれることである。

2.4 空胴の共有性について

以上，スロットユニポール両アンテナ間の結合は存在せず，また，空胴モードにおいても同様に，結合のないことが明らかとなった。すなわち，空胴は，スロットとユニポール両方のアンテナに対して有効に働く。

そこで今，スロットアンテナ部の特性改善のため使用している shallow-cavity を，ユニポール部分の小型・軽量化に利用することを考えた。このユニポールアンテナを，base-loading-antenna と呼び，以下においてその動作原理を述べる。

3. Base-Loading-Antenna の動作原理

3.1 動作原理の概略

前に述べた様に，空胴内のモード間の結合がない事から，空胴を多重モードで使用し，スロット部に付随する shallow-cavity をユニポール部の小型化に，積極的に利用することが考えられる。小型化のメカニズムは次の様になる。ユニポール下部により空胴部分に励振される電磁界モードは，空胴の共振モードに等しく，この空胴を空胴共振器と等価と考えることができる。次に，空胴共振系は適当な励振周波数により，その入力インピーダンスが容量性，又は，誘導性を示す。今，これを，適当な誘導性を示す周波数帯で使用した場合，この空胴は，ユニポール下部に付随する loading-coil と同じ役目を果すことが分かる。又，一方，ユニポールアンテナは，そのアンテナ長が 1/4 波長より短かくなると，その入力インピーダンスに容量性部分を持つ。今，このアンテナの入力インピーダンスの容量を，前記空胴の誘導量で打ち消すと，実質的にアンテナ長を短縮する事が可能となる。

3.2 空胴の誘導量の評価

前述の理由から，空胴を共振器とし，問題を簡単にするために空胴上にスロットは存在せず，空胴厚が薄いとし，その座標成分に関する界の分布はないとする。このとき，空胴の共振周波数は (1) 式で与えられる。今，空胴の形状を方形 $(x=z)$，モードを最低次 $(l=m=1)$ に選んでやる

$$f_{0(GHz)}=\frac{3}{2}\sqrt{\left(\frac{l}{x}\right)^2+\left(\frac{m}{z}\right)^2} \tag{1}$$

と (2) 式になる。又，この空胴共振器の入力インピーダンスは，これを並列共振とし集中定数で

$$f_{0(GHz)}=\frac{3}{\sqrt{2}x} \tag{2}$$

表わすと (3) 式となる。ただし $\omega_0^2=1/LC$

$$Z_{in}=\frac{1}{G+j\omega C+\frac{1}{j\omega L}}=\frac{G-j\omega_0 C\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}{G^2+\omega_0^2C^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}\simeq -j\left[\omega_0 C\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]^{-1}\quad(\because G\simeq 0) \tag{3}$$

又，(4) 式を適用すると，入力インピーダンスは，$\omega>\omega_0$ で容量性，$\omega>\omega_0$ で誘導性となる。すなわち，この場合は，空胴の共振周波数以下で入力インピーダンスは誘導性を示し，適当な周波数で使用することにより，任意の誘導量を得ることができる。

$$\left.\begin{aligned}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)>0 \quad \omega>\omega_0\\ \left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)<0 \quad \omega<\omega_0\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

3.3 ユニポールアンテナの容量の評価

ユニポールアンテナの地導体部分から給電した場合の，入力インピーダンスは，(5) 式で与えられる[4]。ここで，$R_{rad.}$, $X_{rad.}$ はアンテナの放射抵抗，放射リアクタンス，第三項は，放射がない

$$Z_{in}=R_{rad.}+jX_{rad.}-jZ_0\cot\beta l \tag{5}$$

$$Z_0=60\left[ln\frac{2l}{\rho}-1\right] \tag{6}$$

（ただし，$\beta=2\pi/\lambda$, l: アンテナ長，ρ: アンテナ半径）

いときの線路理論による入力インピーダンスである。今，アンテナ長を 1/4 波長以下の適当な値にすると，第三項は大きな負値になり，$(X_{rad.}-Z_0\cot\beta l)$ は負の任意の値を取ることが可能になる。すなわち，ユニポールの入力インピーダンスは，適当なアンテナ長で，任意の容量を持たせることができる。

3.4 アンテナ長の短縮

3.3 節で述べたアンテナの任意な容量 $(X_{rad.}-Z_0\cot\beta l)$ を，空胴による誘導量 (3) 式で打ち消すことにより，実質的にアンテナ長の短縮が行なわれる。このときの入力インピーダンスは (7) 式のようになる。

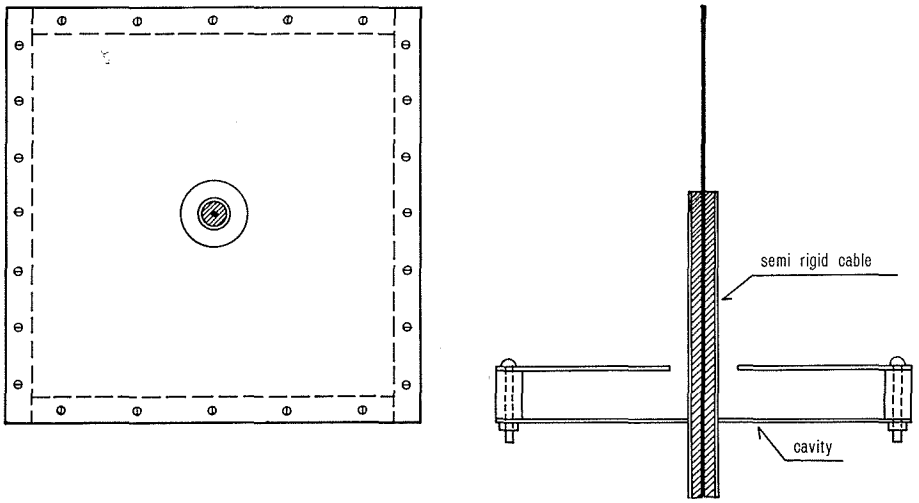
$$Z_{in}=R_{rad.}+j(X_{rad.}-Z_0\cot\beta l+X_{cav.}) \tag{7}$$

（ただし $X_{cav.}$ は空胴の入力端から見た誘導量）

4. Base-Loading-Antenna の短縮長の計算

4.1 短縮長の計算

空胴装荷によるアンテナの短縮長を計算することは，次の様に行なわれる。まず，実験結果から base-loading-antenna の共振周波数に対応するユニポール換算アンテナ長 ($l_{ori.}$) を求める。こ



(a) Top view (b) Side view

Fig. 3 Structure of the base Loading antenna

Table 1 Experimented value

Volume of Cavity (m^3)	tesonant freq. of cavity (GHz)	resonant freq. of B.L. ant. (GHz)	antenna length (cm)	shortened length (cm)	rate of shortened (%)
0.25×0.25×0.02	0.838	0.605	12.40	3.40	27.42
0.22×0.22×0.02	0.959	0.618	12.14	3.14	25.86
0.19×0.19×0.02	1.100	0.626	11.98	2.98	24.87
0.16×0.16×0.02	1.314	0.636	11.80	2.80	23.73
0.13×0,13×0.02	1.584	0.642	11.70	2.70	23.08

の長さ $l_{ori.}$ と実際のアンテナ長 $l_{pra.}$ の差 $(l_{ori.}-l_{pra.})$ が短縮長を与える。

実験は Fig. 3 で示される装置で，アンテナ長 $l_{pra.}=9.0$ cm のユニポールアンテナに対して，5種類の空胴体積について行ない，結果は Table 1 に示されている。

4.2 短縮長における放射リアクタンス対応長の分離

4.1 節の短縮長は，(8) 式により空胴リアクタンスのみならず，放射リアクタンス打ち消し短縮

$$l=\frac{1}{\beta}\cot^{-1}\frac{X_{rad.}+X_{cav.}}{Z_0} \tag{8}$$

長 $(l_{rad.})$ を含む。今，短縮長から放射リアクタンス対応長 $(l_{rad.})$ と空胴リアクタンス対応長 $(l_{cav.})$ を分離し，空胴の効果のみによる短縮長を求める。

始めに，放射リアクタンス値を求める。共振時には，アンテナの入力リアクタンスが零となる条件から (8) 式を用いて，放射リアクタンスが (9) 式で与えられる。

$$X_{rad.}=Z_0\cot\beta l-X_{cav.} \tag{9}$$

次に，二つの対応短縮長の分離を行なう。(5) 式と同様な方法で，空胴対応長の効果を含めた場合と，除いた場合の入力インピーダンスが，それぞれ (10), (11) 式で与えられる。(Fig. 4 に示した位置の入力インピーダンス)。(10) 式と (11) 式の差が空胴の誘導量効果に等く下記に示した 1/4 波長の条件を使うと (12) 式が成立する。(12) 式から，空胴の効果を取り除いた短縮長が，

$$Z_{in,\,l_{ori.}}=(R_{rad.})_{ori.}+j(X_{rad.})_{ori.}-jZ_0\,(l_{ori.})\cot\beta\,l_{ori.} \tag{10}$$

$$Z_{in,\,non\text{-}cav.}=(R_{rad.})_{non\text{-}cav.}+j(X_{rad.})_{non\text{-}cav.}-jZ_0(l_{non\text{-}cav.})\cot\beta l_{non\text{-}cav.} \tag{11}$$

$$X_{cav.}=-Z_0(l_{ori.})\cot\beta l_{ori.}+Z_0(l_{non\text{-}cav.})\cot\beta l_{non,cav.}=Z_0(l_{non\text{-}cav.})\cot\beta l_{non\text{-}cav.} \tag{12}$$

$(\because\ l_{ori.}=\lambda_{ori.}/4$ で $\cot\beta l_{ori.}=0$ となる)

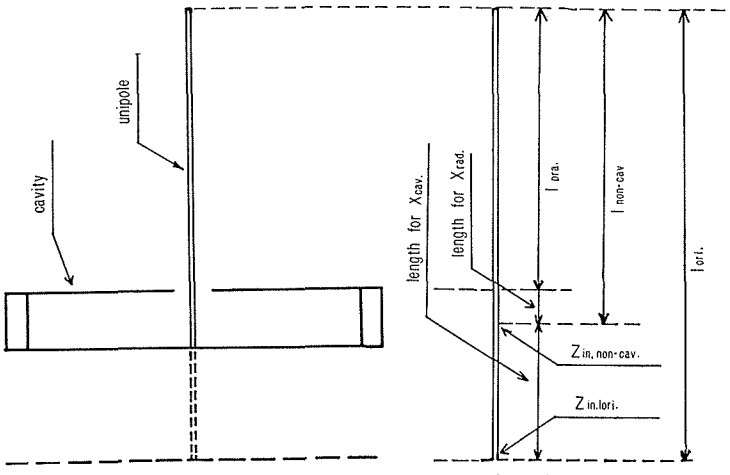


Fig. 4 Structure of shortened length

Table 2 Experimented value

Volume of Cavity (m^3)	reactance of only cavity (ohm)	radiation reactance (ohm)	original antenna leng. (cm)	shortened leng. for cavity (cm)	shortened leng. for rad. react. (cm)
0.25×0.25×0.02	90.0	44.6	10.05	2.35	1.06
0.22×0.22×0.02	87.0	39.0	9.91	2.23	0.91
0.19×0.19×0.02	83.0	37.8	9.88	2.10	0.88
0.16×0.16×0.02	78.0	36.4	9.84	1.95	0.84
0.13×0.13×0.02	74.0	36.6	9.84	1.84	0.84

(13) 式で与えられる。(14) 式中，$Z_0(l_{non\text{-}cav.})$ は，決定できない。今，放射リアクタンスによる短

$$l_{non\text{-}cav.}=\frac{1}{\beta}\tan^{-1}\frac{Z_0(l_{non\text{-}cav.})}{X_{cav.}} \tag{13}$$

縮効果が小さいとして (14) 式を仮定すると，(15) 式によって $l_{non\text{-}cav.}$ が計算できる。この長さを用い，空胴リアクタンス対応短縮長が，(16), (17) 式で求まる。4.1 節の実験結果から，これらの

$$\left.\begin{aligned} l_{pra.} &\simeq l_{non\text{-}cav.} \\ Z_0(l_{pra.}) &\simeq Z_0(l_{non\text{-}cav.}) \end{aligned}\right\} \tag{14}$$

$$l_{non\text{-}cav.}=\frac{1}{\beta}\tan^{-1}\frac{Z_0(l_{pra.})}{X_{cav.}} \tag{15}$$

式を用いて求めた短縮長等を，Table 2 に示す。

$$\begin{aligned} l_{cav.} &= l_{ori.}-l_{non\text{-}cav.} \\ &= \frac{\lambda_{ori.}}{4}-\frac{1}{\beta}\tan^{-1}\frac{Z_0(l_{pra.})}{X_{cav.}} \end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned} l_{rad.} &= l_{non\text{-}cav.}-l_{pra.} \\ &= \frac{1}{\beta}\tan^{-1}\frac{Z_0(l_{pra.})}{X_{cav.}}-l_{pra.} \end{aligned} \tag{17}$$

ただし，空胴リアクタンス ($X_{cav.}$) は，別途実験により，値を定めた。

Table 2 で，各空胴体積で放射リアクタンスが異なるのは，(9) 式で異なる共振周波数を用いているからである。

(ただし，$Z_0(l_{ori.})$, $Z_0(l_{non\text{-}cav.})$, $Z_0(l_{pra.})$, は各場合のそれぞれの特性インピーダンス。)

5. Base-Loading-Antenna の整合

base-loading-antenna の給電点での整合は，Fig. 5 で示す様な同軸ケーブルの外部導体の移動により可能となる。このときの給電点インピーダンスは，計算で次の様に与えられる。

base-loading-antenna の電流分布は，ユニポール部分で正弦分布，空胴部分は短縮部分の全ての電流の集中を考え，全体として Fig. 5 で示す分布を仮定する。ただし，界の乱れは全く考慮しない。このとき，ユニポール最下点 ($z=a$) と給電点 ($z=z+a$) における電力は (18), (19) 式で与えられ，エネルギー保存則から，両式を等置すると (20) 式で，給電点インピーダンスが与えられる。

$$P_0=R_0I^2\cos^2\beta(l_{ori.}-l_{pra.}) \tag{18}$$

$$P_{feed}=R_{feed}I^2\cos^2\beta(Z+l_{ori.}-l_{pra.}) \tag{19}$$

$$R_{feed}=R_0\frac{\cos^2\beta(l_{ori}-l_{pra.})}{\cos^2\beta(Z+l_{ori}-l_{pra.})} \tag{20}$$

(ただし R_0 は $z=a$ での放射抵抗，$a=l_{ori.}-l_{pra.}$ である。)

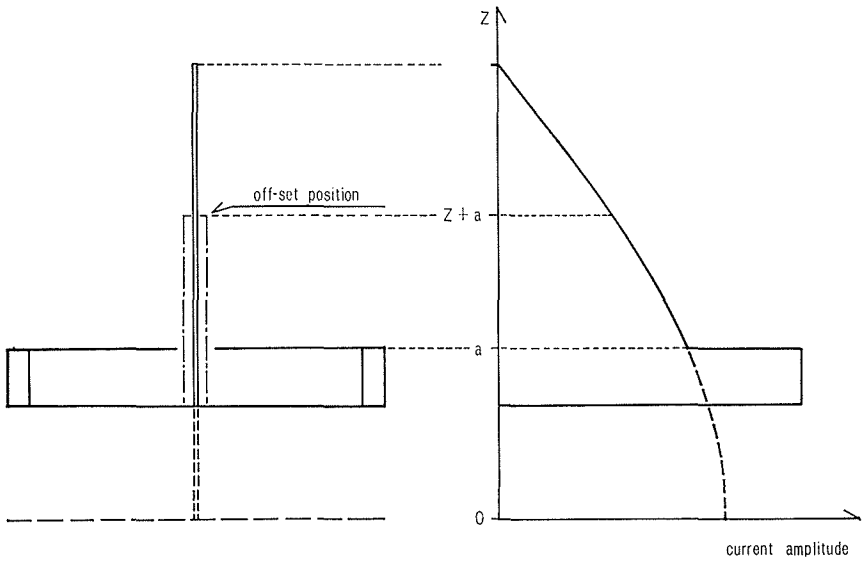


Fig. 5 Current distribution for the base loading antenna

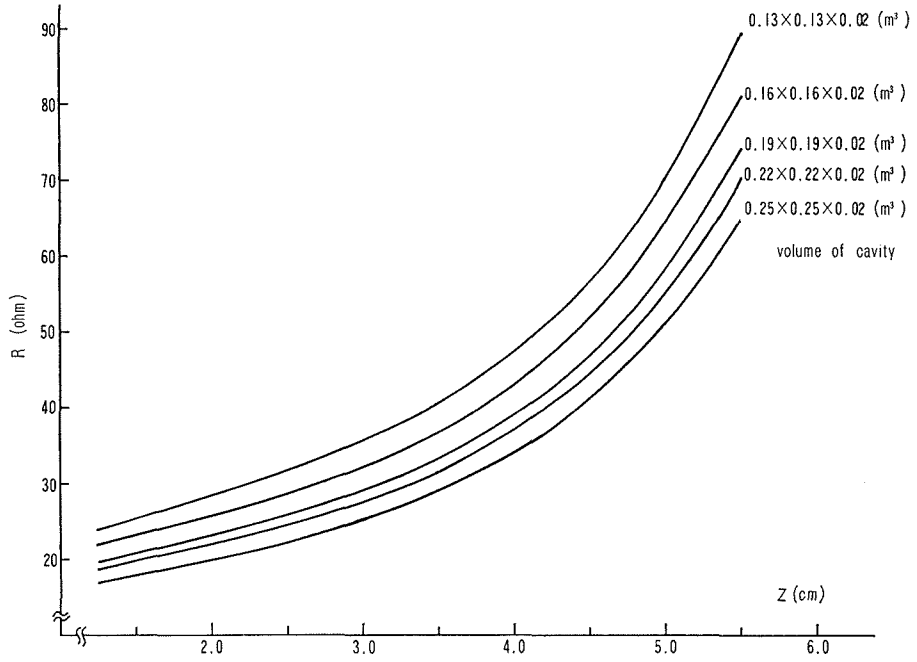


Fig. 6 In-put impedence for the position of off-set (z)

5種類の空胴体積に対する給電点インピーダンスが，(20) 式により計算され，Fig. 6 に示される。

実験は，$0.25 \times 0.25 \times 0.02\ m^3$ の空胴について行ない，給電点位置 (z) に対する給電点インピーダンス，及び，共振周波数変化を，Fig. 7, Fig. 8 に示す。

実験結果は，次の様に考察される。Fig. 7 における，給電点位置 (z) の増加に伴なう入力インピーダンスの計算値との誤差は，電流分布に占める界の乱れの増加を無視していることによると考えられる。又，共振周波数の低下は，アンテナ長に占める外部導体部分の増大により短縮率

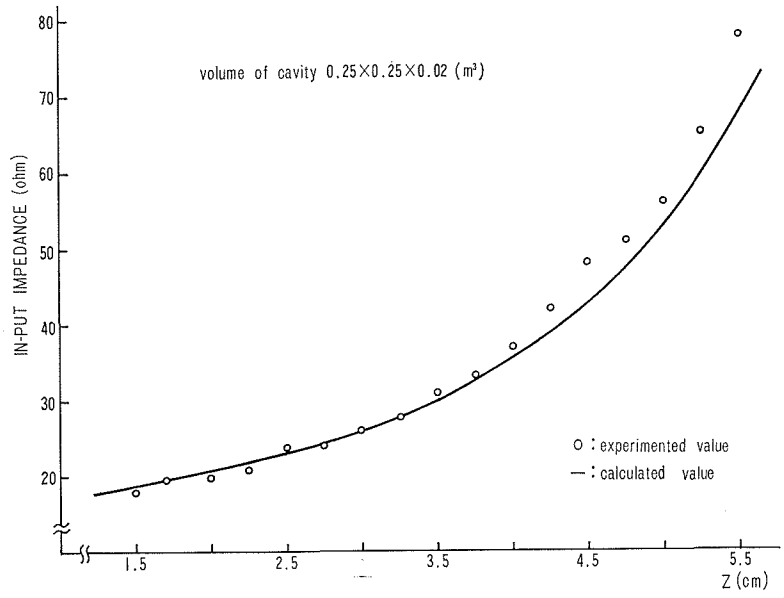


Fig. 7 In-put impedence for (z)

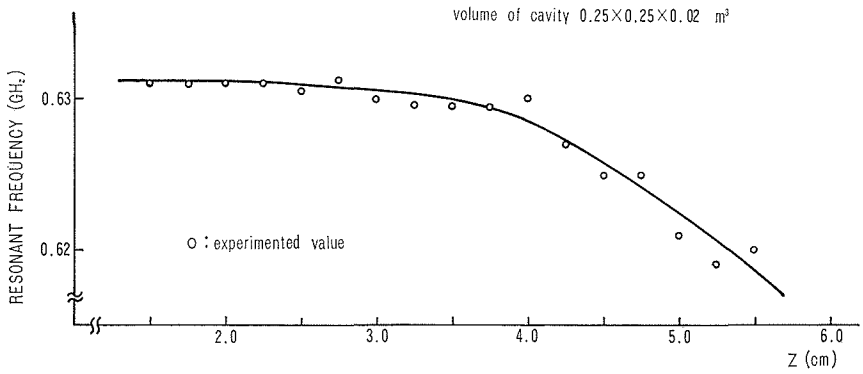


Fig. 8 Resonant frequency for z

が大きくなることによると考えられる。ここで，短縮率 (δ) は，簡単には (21) 式で与えられ，導体半径 (ρ) の増加により大きくなる。

$$\delta = \frac{42.55}{138\,\pi\,\log\frac{2l}{\rho}} \tag{21}$$

6. Base-Loading-Antenna の等価回路

base-loading-antenna の第一共振点付近における等価回路表示は，次の様になる。

前述の様に，ユニポール下部によって空胴内に励振される電磁界モードは，空胴共振器の第一共振モードに等しく等価回路は並列共振回路を持いることができる。又この空胴はユニポール下部と並列に接続し，ユニポールの放射エネルギーの一部を吸収する形になっているので空胴は 1 : N の理想変成器を介してユニポール下部に付随していると考えられる。次に空胴部分とユニ

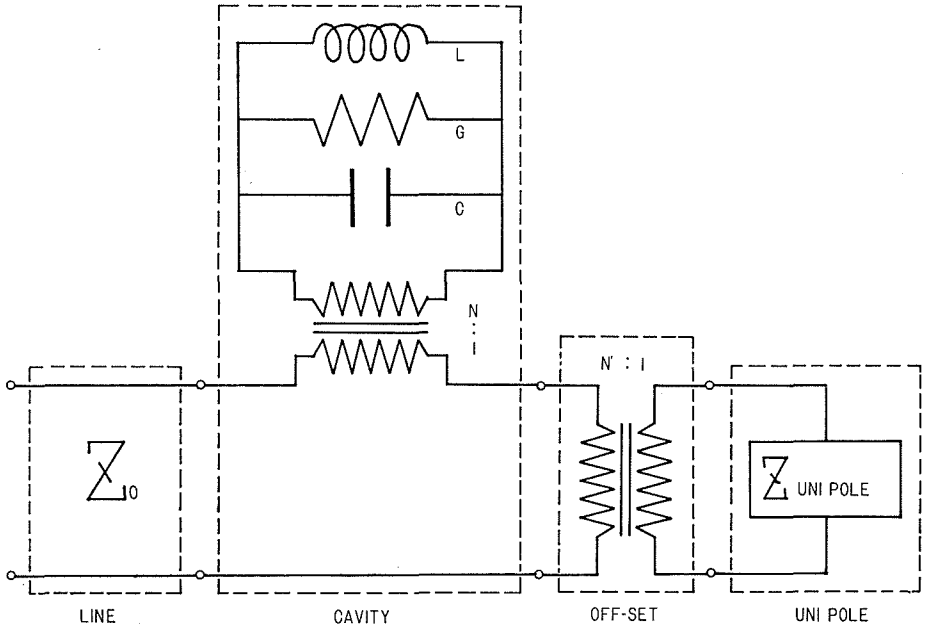


Fig. 9 Equivalent circuit for the base loading antenna

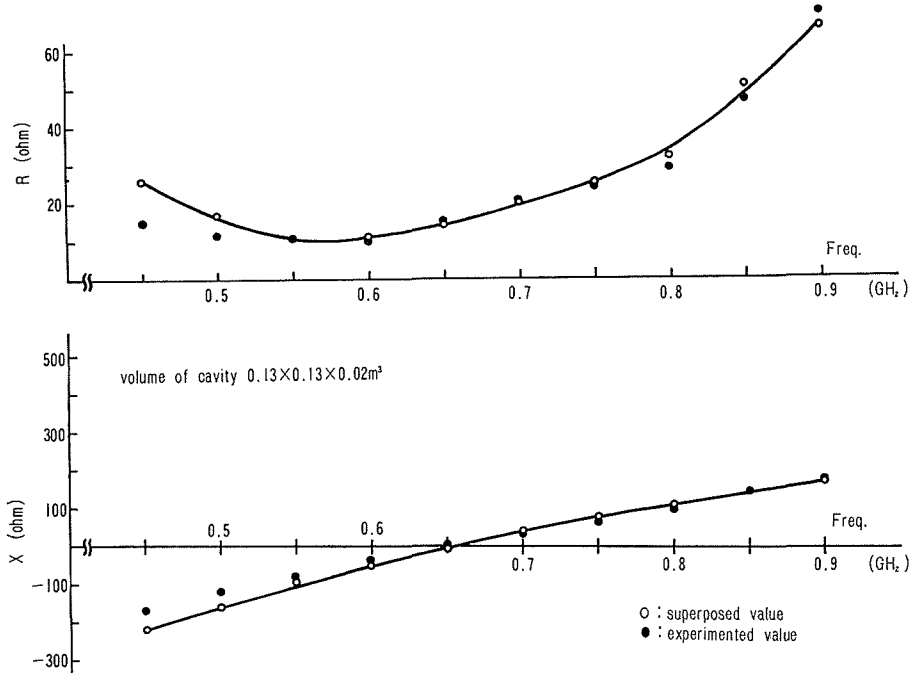


Fig. 10 First mode resonance for the uni pole

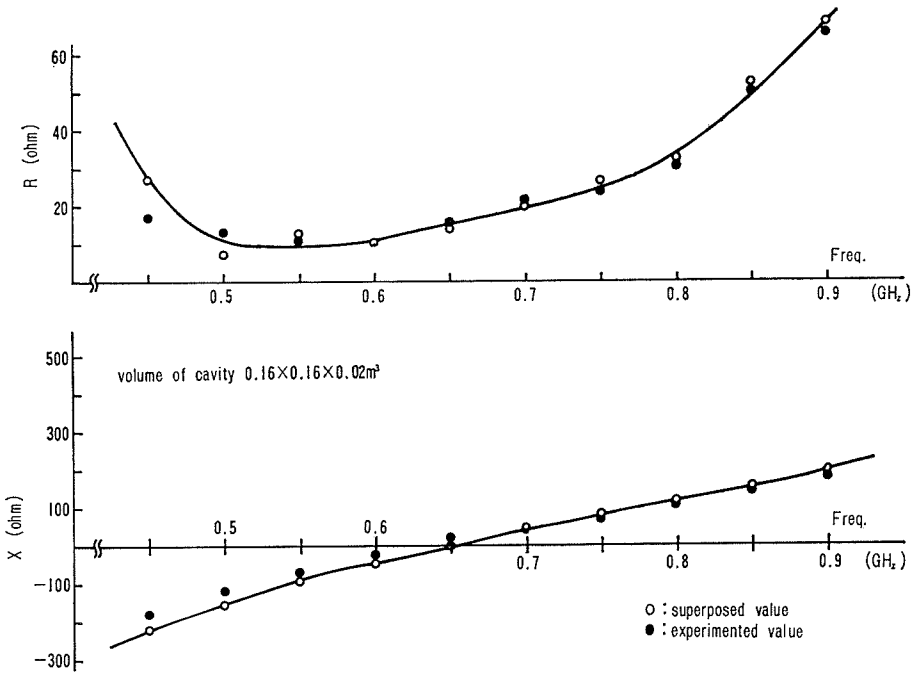


Fig. 11 First mode resonance for the uni pole

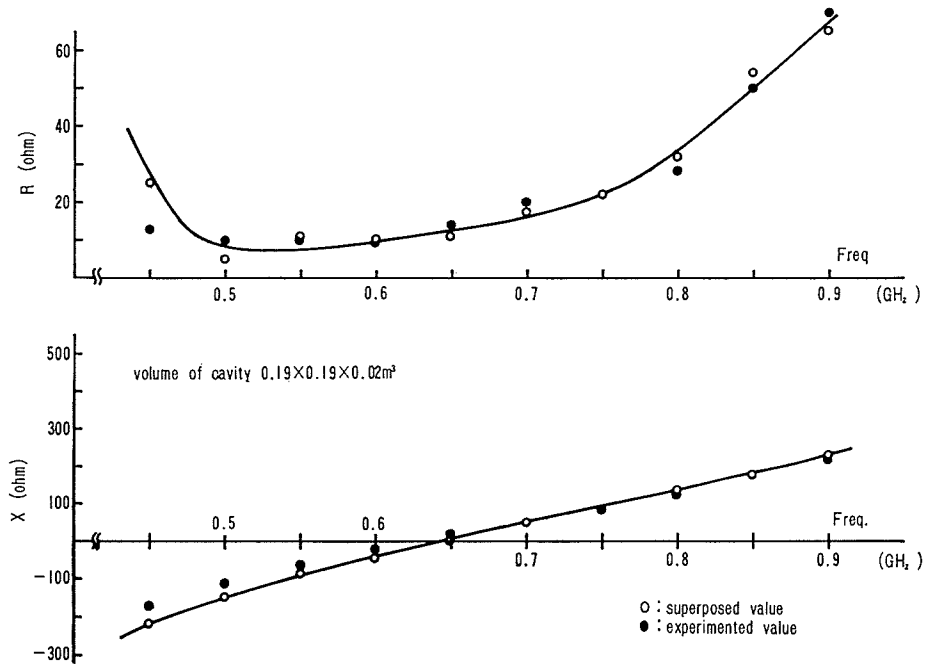


Fig. 12 First mode resonance for the uni pole

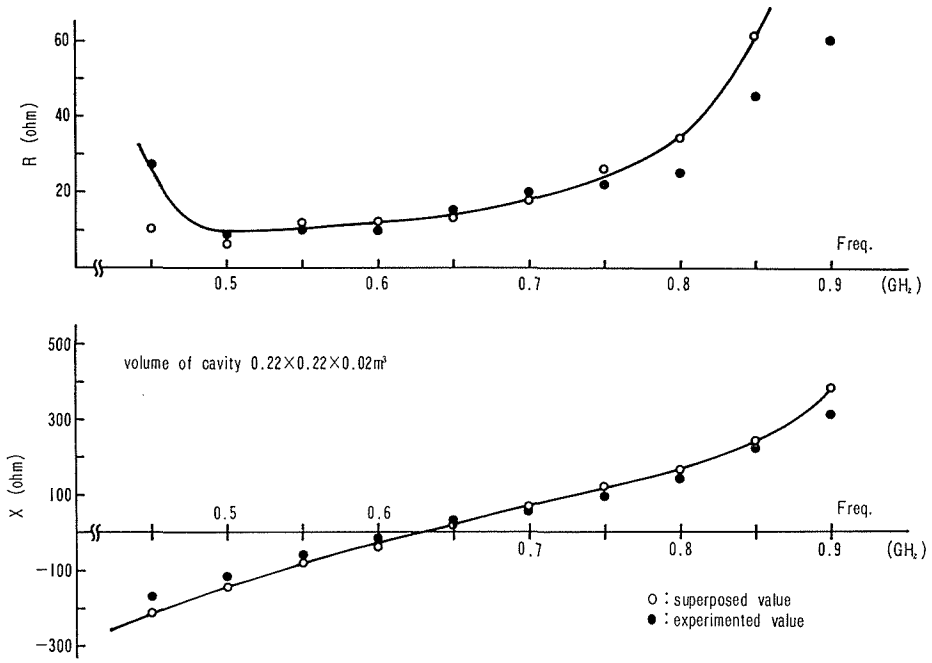


Fig. 13 First mode resonance for the uni pole

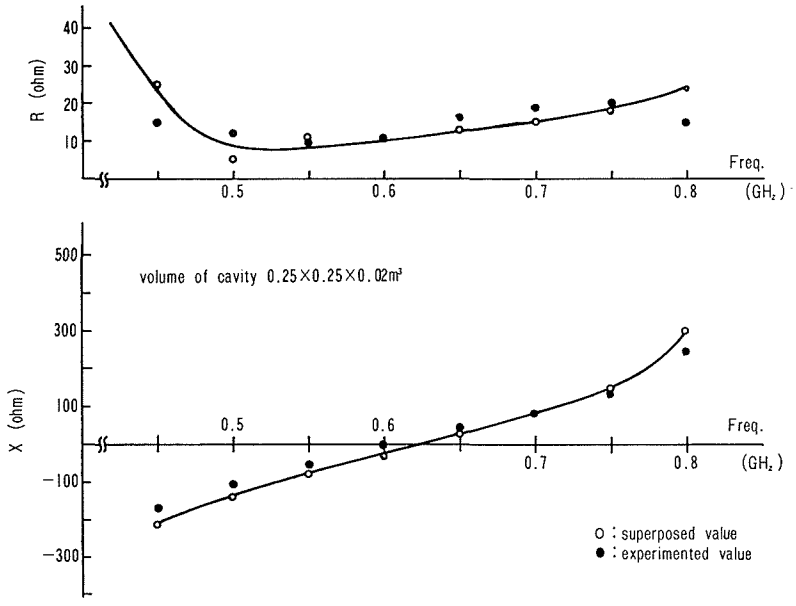


Fig. 14 First mode resonance for the uni pole

ポールアンテナ部分は直列になっており，整合を取った場合，等価回路をインピーダンス変成という意味から理想変成器で表わすことができる。

以上から，base-loading-antenna 全体の等価回路表示は，Fig. 9 に示されたようになる。この等価回路から，base-loading-antenna の入力インピーダンスは，ユニポールと空胴の入力インピーダンスの直列和で与えられることが分かる。

上記入力インピーダンスの関係を実験により求め，両者を比較し各空胴体積について Fig. 10～Fig. 14 に示した。両者の誤差は，数パーセントであり，良く一致している。

7. むすび

車載用 slots-unipole-antenna system において，スロットアンテナの特性改善のため採用された shallow-cavity を，スロットアンテナとユニポールアンテナの励振する独立な直交モードで使用しユニポールアンテナ部の小型化に利用可能であることが明らかになった。

又 shallow-cavity とユニポールアンテナが，それぞれ別々に設計が可能で，shallow-cavity の効果を独立に評価できる。故に，今回は簡単のため，shallow-cavity 上に slots がない場合を取り扱ったが，slots が存在する場合の shallow-cavity の特性が明らかになれば，種々のスロットアンテナに対して容易に，ユニポールアンテナ部を設計することが可能である。

さらに，ユニポールアンテナ部の整合についても簡単な計算で，比較的正確に給電位置を定めることが可能である事が分かった。

謝　辞

この研究は，文部省科研課題番号 865098 によって行なわれた。

文　献

1) Kiyohiko Itoh: "Energy Density Antenna Apparatus for Mobile Redio Receiver," United States Patent 3,631,500, field March, 1970 (Dec. 1971).
2) 柏木道朗，伊藤精彦，松本 正："エネルギー密度アンテナ用薄型空胴スロットアンテナ" 北大工学部研究報告第 59 号（昭和 46 年 3 月）
3) 柏木道朗，伊藤精彦，松本 正："薄型空胴スロットアンテナの測定について" 北大工学部研究報告第 64 号（昭和 47 年 3 月）.
4) 虫明康人，内田英成："超知波空中録" コロナ社。