



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	移動無線用エネルギー密度アンテナの新方式の提案
Author(s)	伊藤, 精彦; Itoh, Kiyohiko; 松本, 正 他
Citation	北海道大學工學部研究報告, 53, 171-180
Issue Date	1969-03-31
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/40948
Type	departmental bulletin paper
File Information	53_171-180.pdf



移動無線用エネルギー密度アンテナ の新方式の提案

伊藤 精彦*

松本 正*

(昭和43年11月30日受理)

A Proposal of a New Type of Energy Density Mobile Radio Antenna

Kiyohiko ITOH

Tadashi MATSUMOTO

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

(Received November 30, 1968)

Abstract

This paper deals with the analysis of the fading phenomenon due to motion through the coherent standing wave pattern in the mobile radio electromagnetic field and a new type of energy density mobile radio antenna which is helpful in overcoming this fading was proposed.

The energy density antenna is an antenna which samples the energy density, that is, $1/2(\epsilon E^2 + \mu H^2)$ of the mobile radio field, rather than the electric field. W. C. -Y. Lee proposed the energy density antenna system which samples E field by a monopole antenna and H field by a loop antenna. This paper proposes a new type of energy density antenna system which samples H field by a slot antenna or a magnetic current antenna and E field by a conductor antenna or an electric current antenna. Also, it was reported here that the new type of energy density antenna system (slot unipole antenna system) functions efficiently.

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ディングの他に、ビル等による電波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ディングが存在する。この報告は、定在波によるフェーディング現象の解析、および、このフェーディングを軽減する対策として

* 電子工学科 電波伝送工学講座

考えられたエネルギー密度アンテナの新しい方式の提案, および, その実験結果について述べてある。

2. 移動体の受信電磁界

今, 簡単なモデルとして, ビル等を無限大導体平板と考え, Fig. 1 のように垂直偏波の場合を考える。移動体としては, 自動車等を考えているので, その速度は光速に較べてきわめて小さい。従って, 電磁界に対する相対論的効果は一切無視して, 単にドップラー効果のみを考

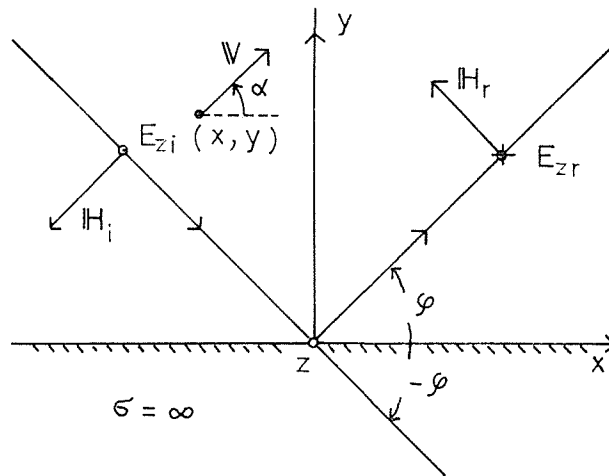


Fig. 1. Geometry of the model.

慮に入れる。Fig. 1 において, 移動体が点 $\mathbf{r}(x, y)$ で \mathbf{V} m/sec. なる速度を有するものとして, 入射波, および, 反射波の波数ベクトルをそれぞれ \mathbf{k}, \mathbf{k}' とすると, 移動物体が受信する入射電磁界は

$$\left. \begin{aligned} E_{zi} &= A \exp \{-j\mathbf{k} \cdot (\mathbf{r} + \mathbf{V}t) + j\omega t\} \\ H_{yi} &= -\frac{A}{3} \sin \varphi \exp \{-j\mathbf{k} \cdot (\mathbf{r} + \mathbf{V}t) + j\omega t\} \\ H_{xi} &= -\frac{A}{3} \cos \varphi \exp \{-j\mathbf{k} \cdot (\mathbf{r} + \mathbf{V}t) + j\omega t\} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

反射電磁界は

$$\left. \begin{aligned} E_{zr} &= B \exp \{-j\mathbf{k}' \cdot (\mathbf{r} + \mathbf{V}t) + j\omega t\} \\ H_{yr} &= -\frac{B}{3} \sin \varphi \exp \{-j\mathbf{k}' \cdot (\mathbf{r} + \mathbf{V}t) + j\omega t\} \\ H_{xr} &= \frac{B}{3} \cos \varphi \exp \{-j\mathbf{k}' \cdot (\mathbf{r} + \mathbf{V}t) + j\omega t\} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

となる。ここで, $3 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{k} &= \mathbf{i}k_x - \mathbf{j}k_y = \mathbf{i}k \cos \varphi - \mathbf{j}k \sin \varphi \\ \mathbf{k}' &= \mathbf{i}k_x + \mathbf{j}k_y = \mathbf{i}k \cos \varphi + \mathbf{j}k \sin \varphi \\ \mathbf{V} &= \mathbf{i}V_x + \mathbf{j}V_y = \mathbf{i}V \cos \alpha + \mathbf{j}V \sin \alpha \\ \mathbf{r} &= \mathbf{i}x + \mathbf{j}y \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

また、(3)式より

$$\mathbf{k} \cdot (\mathbf{r} + \mathbf{V}t) = k_x(x + V_x t) - k_y(y + V_y t) \quad (4)$$

同様にして

$$\mathbf{k}' \cdot (\mathbf{r} + \mathbf{V}t) = k_x(x + V_x t) + k_y(y + V_y t) \quad (5)$$

となる。従って、移動物体の受信する電界は

$$\begin{aligned} E_z &= E_{zi} + E_{zr} = [A \exp \{jk_y(y + V_y t)\} \\ &\quad + B \exp \{-jk_y(y + V_y t)\}] \exp \{-jk_x(x + V_x t) + j\omega t\} \end{aligned} \quad (6)$$

となる。 $y=0$ に完全導体が存在するのだから、 $y + V_y t = 0$ の時、 $E_z = 0$ が常に成立する。

従って

$$A + B = 0$$

$$\therefore B = -A \quad (\text{ただし, } y + V_y t \geq 0) \quad (7)$$

従って、移動物体が受信する電磁界は

$$\left. \begin{aligned} E_z &= j2A \sin \phi \cdot \exp \{-j\phi\} \\ H_y &= -j \frac{2}{3} A \cos \varphi \cdot \sin \phi \cdot \exp \{-j\phi\} \\ H_x &= -\frac{2}{3} A \sin \varphi \cdot \cos \phi \cdot \exp \{-j\phi\} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

となる。ここで

$$\left. \begin{aligned} \phi &\equiv (y + V_y t) k_y = k \sin \varphi (y + V t \sin \alpha) \\ \phi &\equiv (x + V_x t) k_x - \omega t = k \cos \varphi (x + V t \cos \alpha) - \omega t \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

3. 移動物体の受信エネルギー

今、 E_z , H_y , H_x なる3つの界成分を同時に受信して、それぞれ二乗検波して加えるとすると、出力として

$$W = \frac{1}{2} \left(\varepsilon E_z \cdot E_z^* + \mu H_x \cdot H_x^* + \mu H_y \cdot H_y^* \right) \quad (10)$$

なるエネルギー密度に比例する量を受信する事が可能となる。(8)式を(10)式に代入して

$$\begin{aligned} W &= 2|A|^2 \cdot \varepsilon (\sin^2 \phi + \cos^2 \varphi \cdot \sin^2 \phi + \sin^2 \varphi \cos^2 \phi) \\ &= 2|A|^2 \cdot \varepsilon [(1 + \cos^2 \varphi) \sin^2 \phi + \sin^2 \varphi \cdot \cos^2 \phi] \end{aligned} \quad (11)$$

となる。

また、電界のエネルギーのみを受信した場合には

$$\left. \begin{aligned} W_E &= \frac{1}{2} \varepsilon E_z \cdot E_z^* \\ &= 2|A|^2 \varepsilon \sin^2 \psi \\ &= \varepsilon |A|^2 (1 - \cos 2\psi) \\ &= \varepsilon |A|^2 \{1 - \cos(2ky \sin \varphi + 2kVt \sin \varphi \sin \alpha)\} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

に比例した出力を得る事となる。したがってこの場合には

$$f_a = \frac{2V}{\lambda} |\sin \alpha \cdot \sin \varphi| \quad (13)$$

(ただし、 λ は自由空間波長)

なるフェーディング周波数を観測する。また毎秒 f_a 回出力が零、または、きわめて小さくなる。したがって移動無線における通話品質がきわめて悪くなる。これに対して、エネルギー密度 W に比例した出力で受信する場合には、(11) 式より分るように、 φ のある範囲に対しては、不感地帯は存在しなくなる。特に、電波が境界面に垂直に入射した場合には、即ち、 $\varphi = \pi/2$ なる時には、(11) 式は

$$W = 2\varepsilon |A|^2$$

となり、受信器の出力を常に一定とする事が可能となる。

4. スロット・ユニポール結合エネルギー密度アンテナ

従来のアンテナがダイポール等により、空間の電界、または、磁界のどちらか一方のみを受信していたのに対して、上述の議論から分るように、電界成分が境界に対して平行な、コヒーレントな定在波に対しては、電界と同時に、その空間の磁界のエネルギーをもそれぞれ独立に受信して、適当な利得調整の後加える事により、フェーディングを除く事が可能となる。ただし、境界に対して斜め入射の電波に対しては、さらに適当な調整が必要である。この種のアンテナとしては、電界をユニポールアンテナで、磁界をループアンテナで受信する方式(ピアースアンテナ方式)は、すでに発表されている¹⁾。しかし、磁界を磁流アンテナ、すなわち、スロットアンテナで受信する方式のエネルギー密度アンテナについては、文献(2)以外に、まだ発表されていない。この電流-磁流結合型アンテナとも云うべき、エネルギー密度アンテナにつき、その動作原理の定性的説明、および、実験結果を以下に述べる。

4.1 定性的説明

Fig. 2 のように $E_z - H_x$ 成分のみを持った平面波がスロットユニポール結合エネルギー密度アンテナに入射した場合につき説明を行なう。まず、 E_z はユニポールアンテナで受信される。また、 H_x は導体上で H_x により生ずる電流 \mathbf{J} がスロットを横ぎる事によりスロット上に発生する電圧を同軸ケーブル等で取出せば良い。

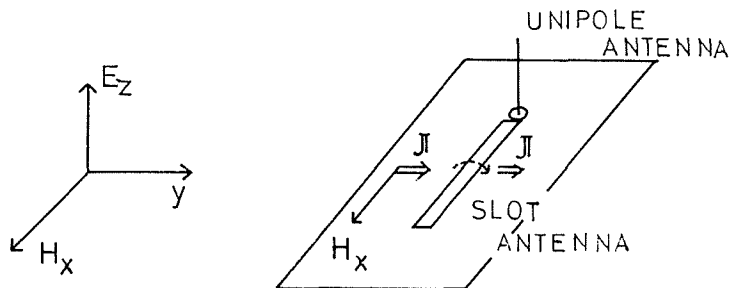


Fig. 2. Characteristic illustration of slot unipole antenna system.

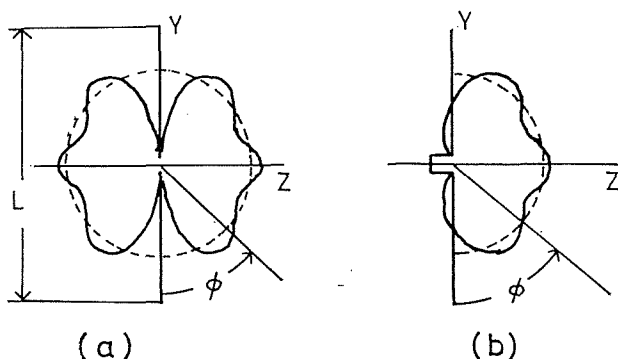


Fig. 3. (a) Directional pattern in the E plane of a finite metal plate, (b) the same in the presence of a screening cavity on the one side of the plate.

ここで、スロットアンテナは、スロットが両側で開放された場合には、 $E_s(\phi)$ の指向性は、平板が無限の場合を除き一定とはならない。何故なら、例えば板の両側に放射された電界は y 方向には振幅が等しく位相が反対なので互に打消されるからである。そこで、板の面内ではすべての方向に零である。 y 方向に与えられた長さ L の板の y - z 面の電界の指向性図はFig. 3(a)に示すようになる。したがって、板の面内で有限な指向性を得るためには、Fig. 3(b)に示すように、スロットの一方側に箱形空洞をつけないければならない。ここでは文献(3)の418頁より L を $\lambda/2$ とした。この時の指向性図はFig. 4に示されている。またこの場合、 $\phi=0^\circ$ 又は 180° の方向に於ける指向性の大きさは、 90° の方向より3dBだけ小さい。

4.2 実験

実験はFig. 5の如きスロットユニポールアンテナにつき行なった。Fig. 5から分るよう

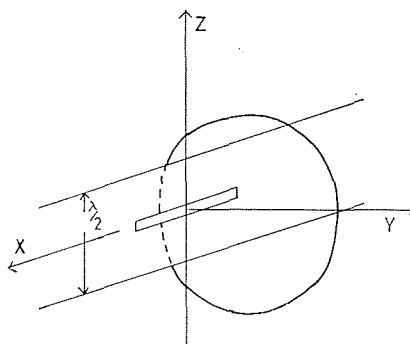


Fig. 4. Directional pattern of a 0.5λ width metal plate in the presence of a screening cavity on the one side of the plate.

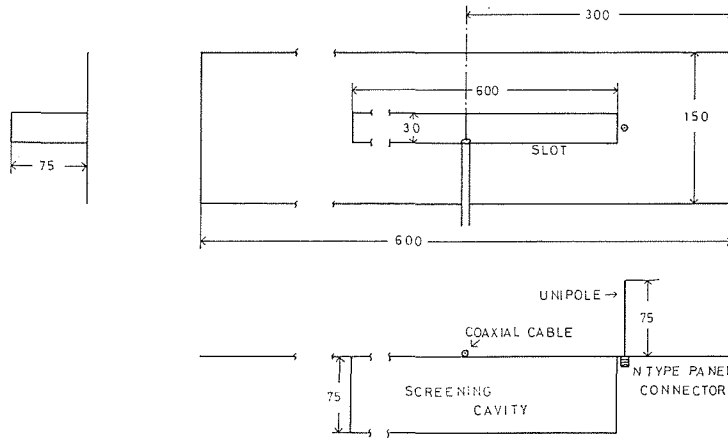


Fig. 5. Structure of the experimental equipment. Dimensions are in millimeters.

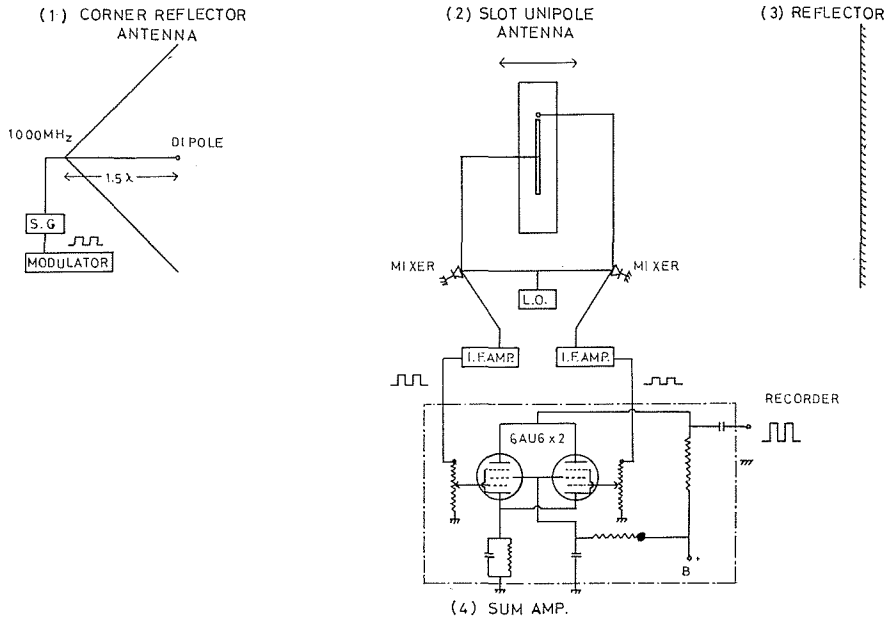


Fig. 6. Diagram of experiment.

にスロットアンテナは箱形空筒つきのものを使用した。実験全体のブロック図は Fig. 6 に示してある。今回の実験に於いては、Fig. 6 の (1) のコーナリフレクターを基地局として、1000 MHz の短形変調された電波を出し、(2) の移動可能な台に設置したスロットユニポールアンテナで受信して、それぞれ独立に検波を行なった後、(4) の和動増幅器で両方の検波出力を混合して、レコーダーに接続した。Fig. 7 はスロットユニポールアンテナよりコーナリフレクターアンテナを見込んだものであり、Fig. 8 はスロットユニポールアンテナより反射板を見込んだものである。Fig. 9 はスロットユニポールアンテナを乗せた移動台、および、反射板の関係と示してある。和動増幅器の外観は Fig. 10 に示してある。

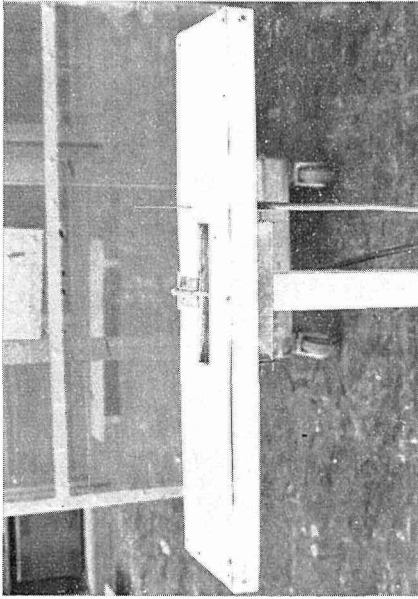


Fig. 8.

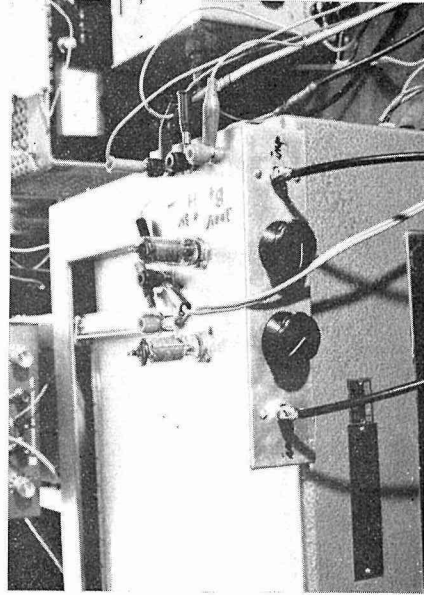


Fig. 10.

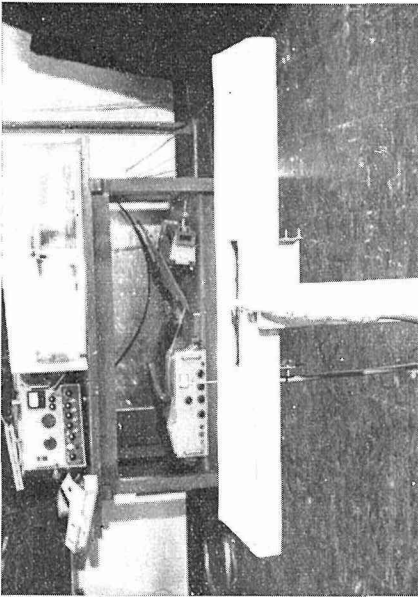


Fig. 7.

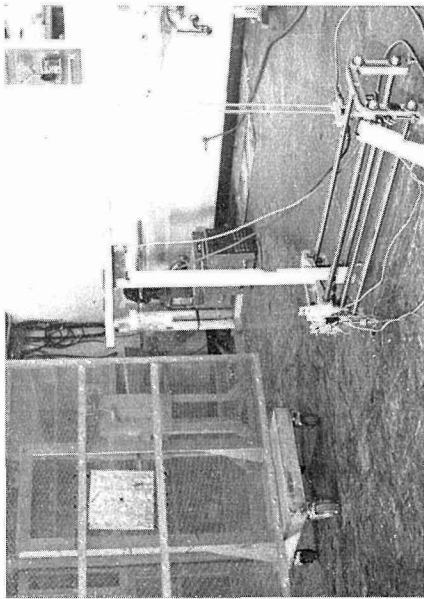


Fig. 9.

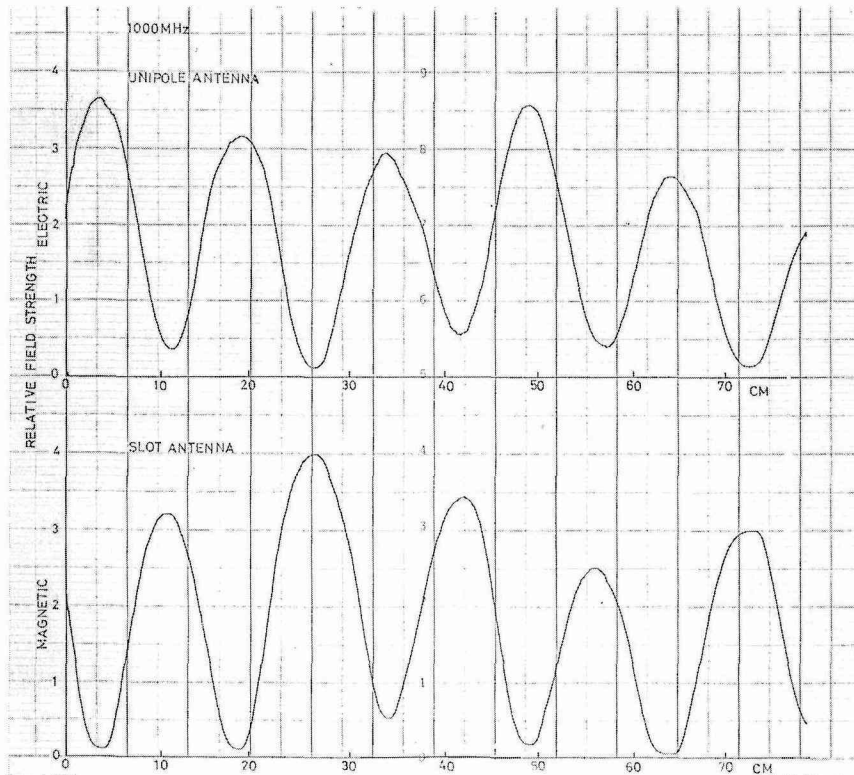


Fig. 11. Typical curves of two field components, E_E and H_x received by the unipole and slot respectively.

測定結果の Fig. 11 はユニポールアンテナ、および、スロットアンテナそれぞれ独立した検波出力であり、Fig. 12 は合成した結果である。

5. おわりに

ほぼ予想していたような結果を得た。

今後の問題としては、

- (1) 入射角が任意の場合、スロットアンテナの組合せをどのように考えるか。
- (2) スロットアンテナの水平面指向性の改善。
- (3) より経済的で、より小形の信号の増幅、検波、合成回路の製作。

等々ある。(対策の一部は附録を参照の事) がしかし、スロットユニポール結合でエネルギー密度アンテナが原理的に可能である事が分った。またかかるエネルギー密度アンテナは、従来より、フェーディング防止対策と考えられている *space-diversity*, *frequency-diversity* あるいは *polarization-diversity* 等のダイバーシティという概念からすれば、*antenna-diversity* とも云うべきアンテナである事を付言しておく。

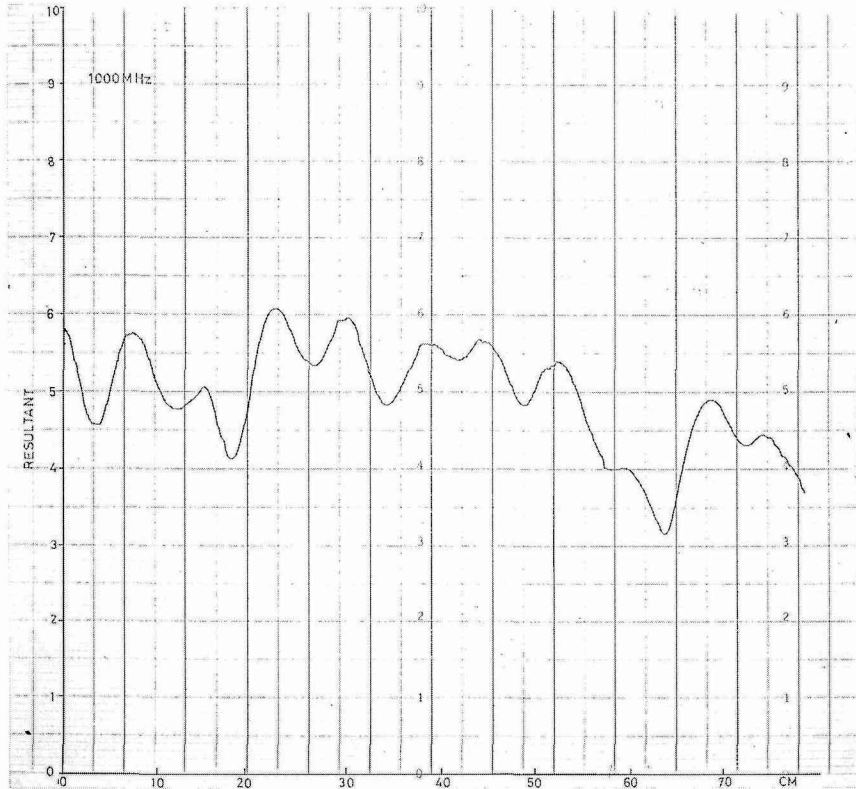


Fig. 12. Resultant curve of the curves of Fig. 11.

謝 辞

本問題を御提起下さった電々公社電気通信研究所荒木欣一郎博士に感謝致します。また御討論下さった、本学鈴木教授、深井助教授および電々公社通研、伊藤、上西、大森の三氏に感謝致します。また和動増幅器について御助言下さった本学大学院生北島君に感謝致します。また実験装置の製作、および、実験に全面的に御協力下さった福地技官に感謝致します。

附 録

(1) 入射角が任意の場合のスロットアンテナの組合せについて。

Fig. 13 に示されたピアースアンテナ方式の直交する2つのループアンテナの働きは、スロットユニポールアンテナ方式においては、Fig. 14 のような直交するスロットアンテナにより実現可能となる。

(2) ループユニポールアンテナ方式（ピアースアンテナ方式）とスロットユニポールアンテナ方式との比較電界はどちらもユニポールを使用しているので両者

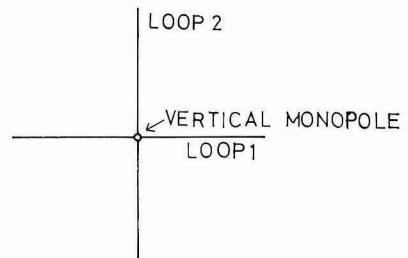


Fig. 13. Pierce antenna system.

の優劣はループアンテナとスロットアンテナの優劣に帰する。以下ループアンテナとスロットアンテナの定性的比較を行なう。まずループアンテナの放射抵抗は十分の一波長ループアンテナの場合には 2.5Ω となり 50Ω 同軸系からの整合は極めてとりにくいに対して、スロットアンテナの場合はオフセット

給電により、極めて容易に給電系と整合が可能であり、またスロットアンテナでは、今スロット幅を a とすると、 $D=2a$ なる直径を有する半波長ダイポールアンテナと同一の特性を有する。したがって、ユニポー

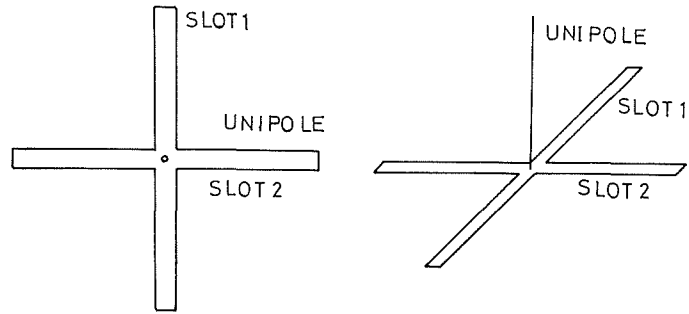


Fig. 14. Slot unipole antenna system.

ールアンテナの直径と、スロットアンテナのスロット幅とを上記の関係で設計すれば、同一周波数帯域幅、同一短縮率、同一インピーダンス特性の、ユニポールアンテナと、スロットアンテナを製作でき、設計上有利である。また公衆通信用移動無線は UHF 以上の周波数帯を使用する予定しているので、ループアンテナの場合例えば今ループの直径を十分の一波長とすると 1000 MHz では 3 cm の小さなものとなり工作上や、構造上の問題が生ずるのに対して、スロットの場合は導体上に 15 cm の長さのスロットを切るだけの作業で済み工作がそれほど難かしくなく、外見上は単にユニポールアンテナのみが見えるだけで、構成がすっきりしている。以上の観点からすると、スロットユニポールアンテナの方がピアースアンテナよりより、実用的なアンテナシステムと思われる。

参 考 文 献

- 1) W. C.-Y. Lee: B. S. T. J., Feb. (1967), p. 976. または、特許公報 昭 43—1173.
- 2) 伊藤精彦・他: 昭 43 年電気四学会北海道支部大会予稿集, 93 (1968—10).
- 3) J. N. Kraus 著, 谷村功訳: 空中線 (下) 近代科学社.