

論文**導電性支柱에 平行한 포울디드·다이폴안테나에 關하여**

(Study on a Folded Dipole Antenna parallel to Conductive Pole)

朴 横 基 *

(Park Choung Kee)

要 約

길이 $\frac{3}{2}\lambda$ 의導電性支柱에 좁은 간격으로 半波長 다이폴 안테나를 平行하게 놓았을 때 (앞으로 이와 같은 경 우를 平行 2線式 안테나系라 함)의 給電입피 이던스와, 같은支柱에 역시 좁은 간격으로 포울디드 다이폴 안테나를 平行하게 놓고 포울디드 다이폴 안테나의 給電端이 아닌 쪽의 中點과 導電性支柱의 中點 사이를支柱에 垂直한 導體로 연결한 경우 (앞으로 이와 같은 경우를 平行 3線式 안테나系라 부름)의 給電입피 이던스의 理論式을 각각 求하였다.

위의 두 式의 비교에서 給電입피 이던스의 값이 平行 2線式 안테나系의 4배가 되기는 하지만 똑같은 풀의 給電입피 이던스를 갖는, 즉, 平行 2線式 안테나系와 똑같은 모양의 放射를 하는 平行 3線式 안테나系를 얻는데 필요한 條件을 誘導했다.

위의 平行 2線式에 等價한 平行 3線式 안테나系로 垂直偏波全方向性 안테나系를 實現 할 수 있다는 것에 着目하여 導體柱에 포울디드 다이폴 안테나 1단을 取附하였을 때의 給電입피 이던스를 測定考察하였다.

Abstract

In this paper, I introduced the theoretical formulas for calculating the input impedance of a folded dipole antenna which is held in parallel with the conductive supporter. Through the comparision of the above impedance formulas with the input impedance formulas of a half wave dipole antenna which is parallel to the conductive supporter, it was found that the former can be made in identically same form as the latter, if some conditions are satisfied.

The equivalent conditions mentioned above are derived also and the manufacturing of a vertically polarized omni-directional antenna is possible by the use of above equivalent conditions, because a half wave dipole antenna in parallel with a conductive supporter is already illustrated to become an omni-directional vertical polarization antenna.

Some experimental data are shown together.

1. 序論

導電性支柱에 매우 가깝게 半波長 다이폴 안테나를 平行하게 놓아도 안테나系의 各部에 同位相의 放射性電流分布가 일어져 全方向性의 垂

直偏波多段안테나가 될수있다는 것은 이미 本紙에서¹⁾ 설명하였다. 그러나 이와 같은 안테나를 실제로 만드는 것은 그리 간단하지가 않다. 왜냐하면 全方向性을 얻기위하여서는 半波長 다이폴 안테나를 導電性支柱에 매우 좁은 간격으로 平行시켜야 되는데 그러자면 導電性支柱에 半波長 다이폴 안테나를 支持하는 導體部分의 길이가 짧아서 半波長 다이폴 안테나에의 給電電壓

*漢陽大學校 電子工學科

Dept. of Electronic Eng., Hanyang University
接受日字 1969年2月5日

이 거의 短絡되어 버릴 것이다. 그런데 포울더드 다이폴 안테나는 半波長 다이폴 안테나와 給電 임피던스가 다르기는 하지만 같은 풀의 放射를 할 뿐만 아니라 포울더드 部分의 中點은 電流 分布의 루우프點 따라서 電位分布의 零電位點이 되므로 이 點과 導電性支柱上의 電位distribution의 零電位點과를 연결한다면 그 사이에는 電位差가 없으므로 電流가 流하지 않고 電氣的으로는 導電性支柱와 포울더드 다이폴 안테나가 絶緣된 상태가 되어 文獻 1)에서 다른 全方向性의 垂直偏波 안테나를 얻을 수 있을 것이豫想된다.

本論文에서는 이와같은 着想에 立脚하여 導電性支柱와 포울더드 다이폴 안테나素子로 되는 3線의 總路에 대한 解析을 한 다음 이 3線式 안테나系와 文獻 1)의 2線式 안테나系의 給電 임피이던스를 비교하므로서 3線式 안테나系의 放射기구를 究明하고 있다.

2. 導電性支柱에 平行한 半波長 다이폴 안테나의 給電 임피이던스

그림 1의 (a)와 같은 不平衡系 各部의 電壓 電流를 文獻 1)의 理論에 따라 分解해서 나타내면 그림 (b)와 같다.

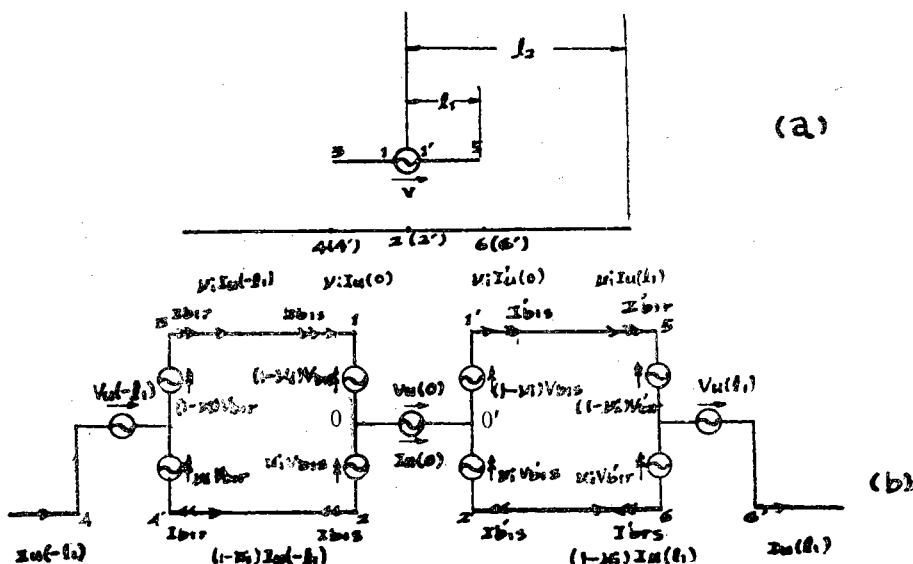


그림 1 導線에 平行한 dipole antenna系 (a) 原系 (b) 電壓, 電流

$$\left. \begin{aligned} & -(1-\nu_i)V_{b1s} + Vu(0) + (1-\nu_i)V'_{b1s} = V \\ & \nu_i V_{b1s} + Vu(0) - \nu_i V'_{b1s} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

의 電壓式이 成立하므로

$$\left. \begin{aligned} -V_{b1s} + V'_{b1s} &= V \\ Vu(0) &= \nu_i(-V_{b1s} + V'_{b1s}) = \nu_i V \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

또 4, 4'點 및 6, 6'點에서

$$\left. \begin{aligned} Vu(-l_1) &= \nu_i V_{b1r} \\ Vu(l_1) &= -\nu_i V'_{b1r} \\ Iu(-l_1) &= (1-\nu_i)Iu(-l_1) - I'_{b1r} \\ Iu(l_1) &= (1-\nu_i)Iu(l_1) - I'_{b1r} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

특히 이 경우에는 給電點에 대해서 左右對稱이므로 文獻 2)에 의하여

$$-V_{b1s} = V'_{b1s} = \frac{V}{2} \quad (4)$$

또

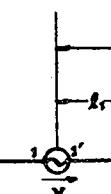
$$\left. \begin{aligned} I_{b1s} &= I'_{b1s} = I_{bs} \\ Iu(-l_1) &= Iu(l_1) \\ I_{b1s} &= I'_{b1r} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

한편 2線路部分의 特性임피이던스를 Z_b , 位相定數를 β 라 하면 線路의 減衰를 무시했을 때

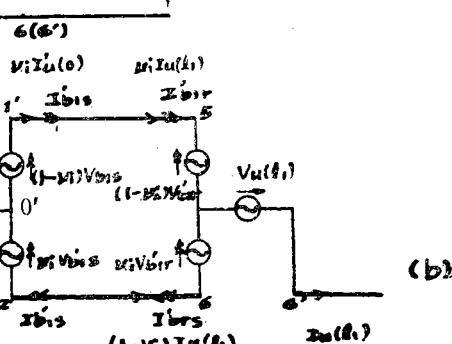
$$V'_{b1r} = \frac{V}{2} \cos \beta l_1 - j Z_b I_{bs} \sin \beta l_1$$

$$V_{bir} = -\frac{V}{2} \cos \beta l_1 + j Z_b I_{bs} \sin \beta l_1$$

따라서



(a)



$$-V_{b_1r} = V'_{b_1r} = V_{br}$$

과 같이 쓸 수 있으며 식(3)에 의하여

$$Vu(-\ell_1) = Vu(\ell_1) = -v_i V_{br} \dots \dots \dots (7)$$

도식(3)과 식(5)에서

따라서 그림 1(b)는 그림 2와 같이 되며 그림 2(b)에서

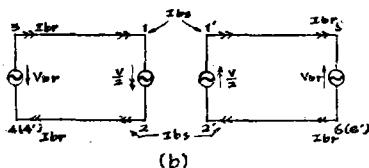
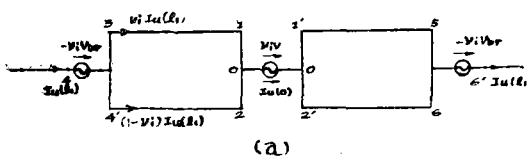


그림 2 그림1에 대한 等價回路

(a) 零相系 (b) 正相系

$$Z_{bs} = \frac{\frac{V}{2}}{I_{bs}} = \frac{1}{\frac{Z_b + j \frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} \tan \beta \ell_1}{Z_b \left\{ \frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} + j Z_b \tan \beta \ell_1 \right\}} - \frac{\frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} + j Z_b \tan \beta \ell_1}{2 \frac{y_{12}}{y_{20}} - \frac{1}{\cos \beta \ell_1}}} \quad \dots \quad (13)$$

그런데 그림 2(a)에서

$$Z_u = \frac{\nu_i V}{I_u(o)} = \frac{1}{y_{11} - j \frac{2\nu_i^2 y_{12}^2 Z_b \tan \beta \ell_1}{1 + j\nu_i^2 y_{20} Z_b \tan \beta \ell_1} - \frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} \cdot \frac{y_{12}}{\cos \beta \ell_1} + j Z_b \tan \beta \ell_1} \quad (14)$$

따라서導電性支柱에平行한半波長다이폴안테나의給電임피던스 Z_{in} 은그림1(a)의給電電壓과그림2의點3에서點1에흘러들어가는總電流로부터다음과같이求하여진다³⁾.

$$Z_{\text{in}2} = \frac{V}{\nu_i I_u(o) + I_{\text{bs}}} = \frac{1}{\frac{\nu_i I_u(o)}{V} + \frac{I_{\text{bs}}}{V}} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{V}{\nu_i I_u(o)}} + \frac{1}{\frac{V}{I_{\text{bs}}}}} = \frac{1}{\frac{1}{Z_u} + \frac{1}{2Z_{\text{bs}}}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{\nu_i^2} \cdot \frac{1}{y_{11} - j \frac{2\nu_i^2 y_{12}^2 Z_b \tan \beta \ell_1}{1 + j\nu_i^3 Y_{20} Z_b \tan \beta \ell_1}} + \frac{1}{2Z_b \left\{ \frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} + j Z_b \tan \beta \ell_1 \right\}}} - \frac{1}{\frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} + j Z_b \tan \beta \ell_1}} \quad (15)$$

y_{12} : 中央給電點과 $+\ell_1$ 또는 $-\ell_1$ 점間의 相
互아드미턴스

y_{20} : 線形안테나의 中央點에 대하여 對稱인 2
點에 給電한 경우의 給電아드미턴스
를 사용하면

를 사용하면

$$\left. \begin{array}{l} Iu(\ell_1) = \nu_i(y_{12}V - y_{20}V_{br}) \\ I_{br} = -\nu_i^2(y_{21}V - y_{20}V_{br}) \end{array} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

그림 2(b)에서

$$\frac{V}{2} = V_{br} \cos \beta l_1 - j Z_b \nu i^2 (y_{12}V - y_{20}V_{br}) \sin \beta l_1$$

따라서

$$V_{br}(\cos\beta\ell_1 + j\nu_i^2 y_{20} Z_b \sin\beta\ell_1) \\ = \frac{V}{\gamma} (1 + j2\nu_i^2 y_{12} Z_b \sin\beta\ell_1) \dots\dots (10)$$

식 (10)에서

$$V_{br} = \frac{V}{2} \cdot \frac{1 + j2\nu_i^2 y_{12} Z_b \sin \beta \ell_1}{\cos \beta \ell_1 + j\nu_i^2 y_{12} Z_b \sin \beta \ell_1} \quad (11)$$

한국

$$I_{bs} = I_{br} \cos \beta \ell_1 + j \frac{V_{br}}{Z_b} \sin \beta \ell_1 \dots \dots \quad (12)$$

식 (11)과 (12)에 의하여

$$= \frac{1}{\frac{1}{\nu_i^2} \cdot \frac{1}{y_{11} - j \frac{2\nu_i^2 y_{12} Z_b \tan \beta \ell_1}{1 + j \nu_i^2 Y_{20} Z_b \tan \beta \ell_1}} + \frac{2Z_b \left\{ \frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} + j Z_b \tan \beta \ell_1 \right\}}{Z_b + j \frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} \tan \beta \ell_1} - \frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} + j Z_b \tan \beta \ell_1} - \frac{1}{2 \frac{y_{12}}{y_{20}}} - \frac{1}{\cos \beta \ell_1} \dots \quad (15)$$

3. 導電性支柱에 固定된 포풀디드 다이풀 안테나의 級電입피이던스

序論에서 말한 바와 같이 포울디드 다이풀 안테나의 포울디드 부분의 中點은 電位分布에 있어서 零電位點이 될 것이므로 이 點과 맞선 導電性支柱上의 零電位點 사이를 연결한 그림 3과 같은 不平衡 3線路系에 대한 零相分 및 正相分의 電壓, 電流를 解析함으로서 그 等價回路를 求하고 級電입피이던스 式을 求하여 본다.

1) 等價回路

그림3에서導線1과導線2의 長기가 같다고 하
고導線3의 電壓分配率을 v_B , 電流分配率을 v_i 로
나타내면²⁾

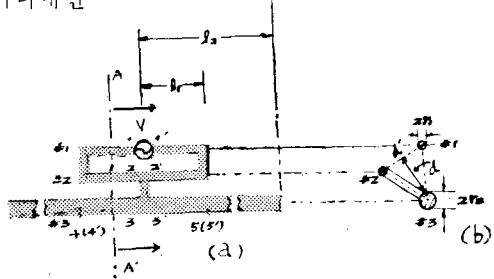


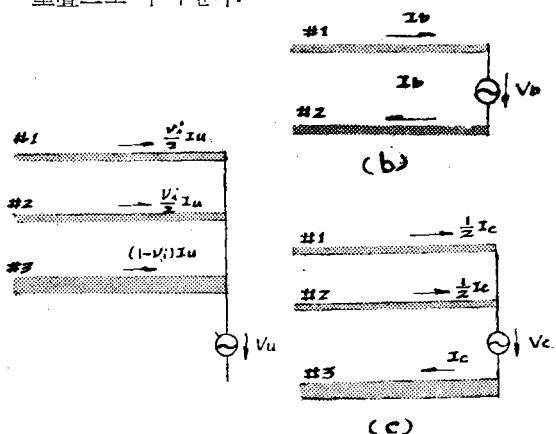
그림 3 平行3線式 不平衡回路

- a) 導體支柱에 固定된 포울디드 디아플 안테나
 b) (a)의 AA' 斷面圖

또導線1 및 2의電流分配率은 $\frac{v_1}{2}$ 가 된다.

따라서 그림 3(b)와 같은 3線路의 傳送은 그림

4 (a), (b), (c)와 같은 세 傳送모드(mode)의
重疊으로 주어진다.



(b) B 正相系(B-mode), (c) C 正相系(C-mode)

그로므로 2章과 같은 요령에 의하여 그림 3(a)와 같은 안테나系各部의 電壓, 電流를 그림 5와 같이 나타낼 수 있다.

그림 5에서 回路 100'1', 200'2', 203, 2'0'3', 300'3', 44' 및 55'에 對한 電壓式 들은 그림(a)를 참조하여 各各

$$\left. \begin{aligned} & \frac{1}{2}V_{bs} + (1-\nu_i)V_{cs} + Vu(o) \\ & + (1-\nu_i)V'_{cs} + \frac{1}{2}V'_{bs} = V \\ -\frac{1}{2}V_{bs} & + (1-\nu_i)V_{cs} + Vu(o) \\ & + (1-\nu_i)V'_{cs} - \frac{1}{2}V'_{bs} = o \\ \frac{1}{2}V_{bs} & = V_{cs} \\ \frac{1}{2}V'_{bs} & = V'_{cs} \\ Vu(o) & = \nu_i(V_{cs} + V'_{cs}) \\ Vu(-\ell_1) & = -\nu_i V_{cr} \\ Vu(\ell_1) & = -\nu_i V'_{cr} \end{aligned} \right\} \dots\dots (17)$$

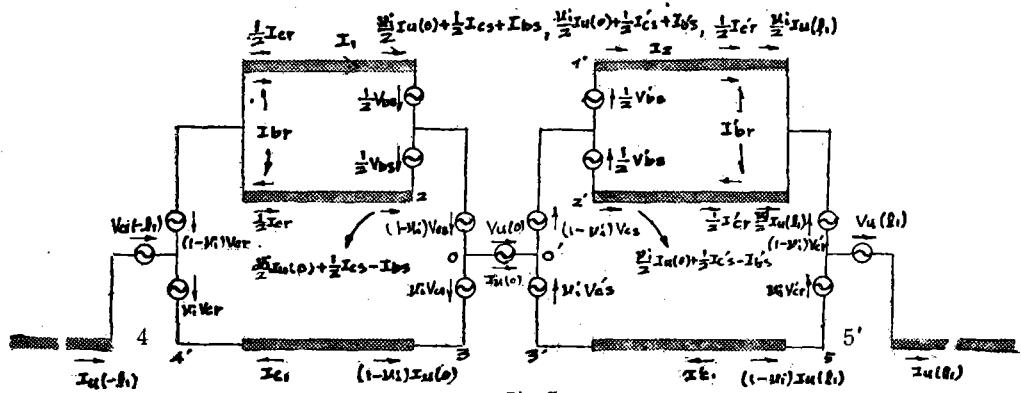


그림 5

따라서

$$\left. \begin{aligned} V_{cs} + V'_{cs} &= \frac{1}{2} (V_{bs} + V'_{bs}) \\ Vu(0) &= \frac{\nu_i}{2} (V_{bs} + V'_{bs}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

또

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{2} (V_{bs} + V'_{bs}) + (1 - \nu_i) (V_{cs} + V'_{cs}) \\ + Vu(0) = V \\ - \frac{1}{2} (V_{bs} + V'_{bs}) + (1 - \nu_i) (V_{cs} + V'_{cs}) \\ + Vu(0) = 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

식 (18)과 (19)에서

$$\left. \begin{aligned} (V_{bs} + V'_{bs}) \left\{ \frac{1}{2} + (1 - \nu_i) \frac{1}{2} + \frac{\nu_i}{2} \right\} = V \\ (V_{bs} + V'_{bs}) \left\{ -\frac{1}{2} + (1 - \nu_i) \frac{1}{2} + \frac{\nu_i}{2} \right\} = 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (20)$$

식 (20)에서

$$V_{bs} + V'_{bs} = V \dots\dots\dots (21)$$

또

$$\left. \begin{aligned} I_1 = I_{bs} + \frac{1}{2} I_{cs} + \frac{\nu_i}{2} Iu(0) \\ I_2 = I'_{bs} + \frac{1}{2} I'_{cs} + \frac{\nu_i}{2} Iu(0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (22)$$

그런데 $I_1 = I_2$ 이어야 하므로

$$I_{bs} - I'_{bs} = -\frac{1}{2} (I_{cs} - I'_{cs}) \dots\dots\dots (23)$$

한편

$$\begin{aligned} \frac{V_{bs}}{I_{bs}} &= Z_{bs}, \quad \frac{V'_{bs}}{I'_{bs}} = Z'_{bs}, \quad \frac{V_{cs}}{I_{cs}} = Z_{cs}, \\ \frac{V'_{cs}}{I'_{cs}} &= Z'_{cs}, \quad \frac{Vu(0)}{Iu(0)} = Zu \dots\dots\dots (24) \end{aligned}$$

를 사용하면 식 (23)과 (17)에 의하여

$$\frac{1}{Z_{bs}} + \frac{1}{4Z_{cs}} V_{bs} \dots\dots\dots (25)$$

다음에 식 (21)과 (25)에서

$$\left. \begin{aligned} V_{bs} &= \frac{\frac{1}{Z'_{bs}} + \frac{1}{4Z'_{cs}}}{\frac{1}{Z_{bs}} + \frac{1}{Z'_{bs}} + \frac{1}{4Z_{cs}} + \frac{1}{4Z'_{cs}}} \\ &\cdot V = f(Z) V \\ V'_{bs} &= \{1 - f(Z)\} V \\ V_{cs} &= \frac{1}{2} f(Z) V \\ V'_{cs} &= \frac{1}{2} V'_{bs} = \frac{1}{2} \{1 - f(Z)\} V \\ Vu(0) &= \frac{\nu_i}{2} V \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (26)$$

여기서 만약 안테나系가 左右對稱이라면

$$\left. \begin{aligned} Z_{bs} &= Z'_{bs} \\ Z_{cs} &= Z'_{cs} \\ I_{bs} &= I_{bs} = I_b \\ I_{cs} &= I'_{cs} = I_c \\ V_{cr} &= V'_{cr} \\ Vu(-\ell_1) &= Vu(\ell_1) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (27)$$

i) 성립하므로 식 (26)은

$$\left. \begin{aligned} f(Z) &= \frac{1}{2} \\ Vu(0) &= \frac{\nu_i}{2} V \\ V_{cs} &= V'_{cs} = \frac{1}{4} V \\ V_{bs} &= V'_{bs} = \frac{1}{2} V \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (28)$$

그러므로 이 경우의 等價回路는 그림6과 같아 된다.

2) 3線路系의 給電Impedance

導電性支柱에 固定된 포울디드 다이폴 안테나의 한 보기인 그림6과 같은 구조의 안테나系에 대한 給電Impedance를 求하여 본다.

그림6과 y_{12} 및 y_{20} 의 定義에서

$$I_u(\ell_1) = y_{12} \frac{\nu_i}{2} V - y_{20} \nu_i V_{cr} \dots\dots\dots (29)$$

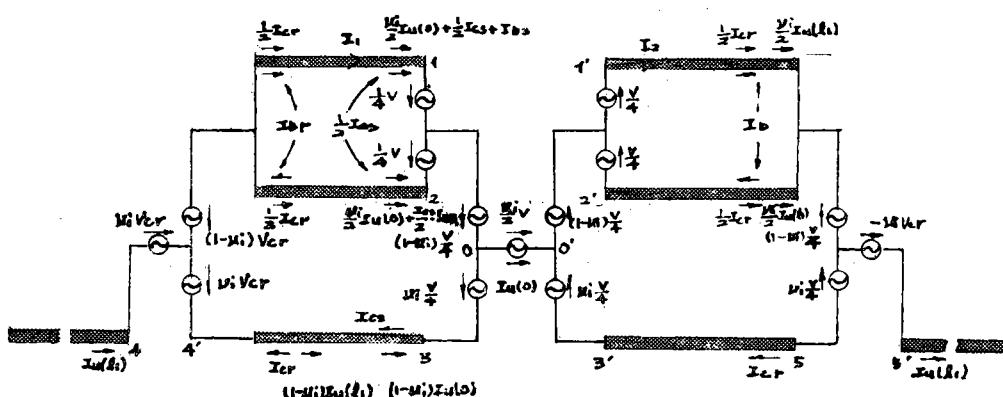


그림 6

또 그림 6의 5, 5 부분에서

$$(-\nu_i) I_u(\ell_1) - I_{cr} = I_u(\ell_1) \circ] \text{므로}$$

$$I_{cr} = -\nu_i I_u(\ell_1) \text{ 따라서}$$

$$I_{cr} = -\frac{1}{2} \nu_i^2 y_{12} V + \nu_i^2 y_{20} V_{cr} \dots \dots \dots (30)$$

한편 C-mode에 대한線路의特性임피이던스를 Z_c , 傳播定數를 $\gamma = 0 + j\beta$ 라 하면

$$\left. \begin{aligned} V_{cr} &= V_{cs} \cos \beta \ell_1 - j Z_c I_{cs} \sin \beta \ell_1 \\ I_{cr} &= I_{cs} \cos \beta \ell_1 - j \frac{V_{cs}}{Z_c} \sin \beta \ell_1 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (31)$$

$$I_{cs} = \frac{I_{cr}}{\cos \beta \ell_1} + j \frac{V_{cs}}{Z_c} \tan \beta \ell_1 \dots \dots \dots (32)$$

다음에 식 (30), (31) 및 (32)에서

$$V_{cr} = \frac{1 + j 2 \nu_i^2 y_{12} Z_c \sin \beta \ell_1}{\cos \beta \ell_1 + j \nu_i^2 y_{20} Z_c \sin \beta \ell_1} \frac{V}{4} \dots \dots \dots (33)$$

또 식 (33)을 (30)에 대입하므로서

$$I_{cr} = \frac{-2 \nu_i^2 y_{12} \cos \beta \ell_1 + \nu_i^2 y_{20}}{4 (\cos \beta \ell_1 + j \nu_i^2 y_{20} Z_c \sin \beta \ell_1)} V \dots \dots \dots (34)$$

식 (33)과 (34)에서

$$\frac{V_{cr}}{I_{cr}} = Z_{cr} = \frac{1 + j 2 \nu_i^2 y_{12} Z_c \sin \beta \ell_1}{\nu_i^2 y_{20} - 2 \nu_i^2 y_{12} \cos \beta \ell_1} \dots \dots \dots (35)$$

따라서 그림 7의 Z_{cs} 는

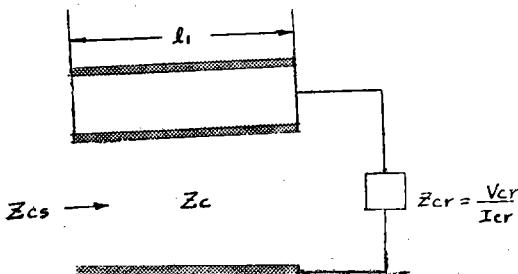


그림 7

$$Z_{cs} = Z_c \frac{\cos \beta \ell_1 + j \nu_i^2 y_{20} Z_c \sin \beta \ell_1}{Z_c (\nu_i^2 y_{20} \cos \beta \ell_1 - 2 \nu_i^2 y_{12}) + j \sin \beta \ell_1} \dots \dots \dots (36)$$

한편 B-mode에 대한線路의特性임피이던스를 Z'_b , 傳播定數를 $\gamma' = 0 + j\beta'$ 라 하면

$$Z_{bs} = Z'_b \frac{Z_{br} + j Z'_b \tan \beta' \ell_1}{Z'_b + j Z_{br} \tan \beta' \ell_1} = j Z'_b \tan \beta' \ell_1 \dots \dots \dots (37)$$

또 그림 6에서 $I_u(o) = y_{11} V_u(o) + 2 y_{12} V_u(\ell_1)$

$$= y_{11} \frac{\nu_i}{2} V + 2 y_{12} (-\nu_i V_{cr}) \circ] \text{며 이것과 式 (33)}$$

에서

$$I_u(0) = \frac{\nu_i}{2} V \cdot$$

$$\left\{ y_{11} - y_{12} \frac{1 + j 2 \nu_i^2 y_{12} Z_c \sin \beta \ell_1}{\cos \beta \ell_1 + j \nu_i^2 y_{20} Z_c \sin \beta \ell_1} \right\}$$

으로

$$\begin{aligned} Z_u(0) &= \frac{\nu_i}{2} V \\ &= \frac{1}{y_{11} - y_{12} \frac{\cos \beta \ell_1 + j \nu_i^2 y_{20} Z_c \sin \beta \ell_1}{1 + j 2 \nu_i^2 y_{12} Z_c \sin \beta \ell_1}} \end{aligned} \dots \dots \dots (38)$$

따라서 3線路의 給電임피이던스 Z_{in3} 은

$$Z_{in3} = \frac{V}{I_1} = \frac{V}{\frac{\nu_i I_u(0)}{2} + I_{bs} + \frac{I_{cs}}{2}} \dots \dots \dots (39)$$

여기에

$$I_{bs} = \frac{V_{bs}}{Z_{bs}} = \frac{V}{j 2 Z'_b \tan \beta' \ell_1}$$

$$I_{cs} = \frac{V_{cs}}{Z_{cs}}$$

$$= \frac{\frac{V}{4}}{Z_c \frac{\cos \beta \ell_1 + j \nu_i^2 y_{20} Z_c \sin \beta \ell_1}{(\nu_i^2 y_{20} \cos \beta \ell_1 - 2 \nu_i^2 y_{12}) + j \sin \beta \ell_1}} \dots \dots \dots (40)$$

의 관계를 대입 하므로서

$$\begin{aligned} Z_{in3} &= \frac{1}{\frac{1}{\frac{2V}{\nu_i I_u(0)}} + \frac{1}{\frac{V}{I_{bs}}} + \frac{1}{\frac{2V}{I_{cs}}}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{\frac{4}{\nu_i^2} \frac{\nu_i V}{2 I_u(0)}} + \frac{1}{j Z'_b \tan \beta' \ell_1}} \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{Z_c \frac{(\cos \beta \ell_1 + j \nu_i^2 y_{20} Z_c \sin \beta \ell_1)}{(\nu_i^2 y_{20} \cos \beta \ell_1 - 2 \nu_i^2 y_{12}) + j \sin \beta \ell_1}} \frac{1}{4}$$

$$= \frac{1}{\left(\frac{1}{\nu_i} \right)^2 \frac{1}{y_{11} - j \frac{2 \nu_i^2 y_{12}^2 Z_c \tan \beta \ell_1}{1 + j \nu_i^2 y_{20} Z_c \tan \beta \ell_1}}}$$

$$+ \frac{1}{2 Z_c \left\{ \frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} + j Z_c \tan \beta \ell_1 \right\}} \frac{1}{Z_c + j \frac{1}{\nu_i y_{20}} \tan \beta \ell_1}$$

$$- \frac{1}{\frac{1}{\nu_i^2 y_{20}} + j Z_c \tan \beta \ell_1} \frac{1}{2} + \frac{j Z'_b \tan \beta' \ell_1}{2} \frac{2 y_{12}}{y_{20}} \cdot \frac{1}{\cos \beta \ell_1} \dots \dots \dots (41)$$

식 (41)과 (15)의 비교에서

$$\tan \beta' \ell_1 = \infty \Rightarrow \ell_1 = \frac{\lambda}{4}$$

이 며

Z_c (3線路系의 C-mode에 대한 特性 임피이던스) = Z_b (2線路系의 特性임피이던스)

의 관계가 성립 할 경우에는

가 성립함을 알 수 있다.

3) 平行2線式 안데나에 等價한 平行 3線式 안
데나

그림6의 안테나系의 實例로서 그림8(a)와 같은 안테나系에 대해서 생각하여 본다. 그림8(a)에서 포울디드 다이폴을 구성하고 있는 2線의 等價半徑²⁾ ρ_e 를

$$\rho_e = \sqrt{r_3 d'} = r_1$$

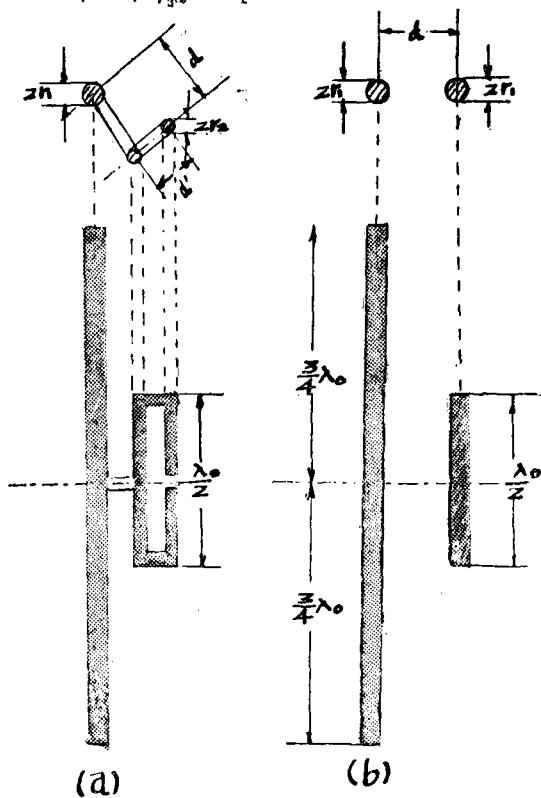


그림 8 a) 導體柱에 平行한 포울디드 다이풀 안테나
b) 導體柱에 平行한 半波長 다이풀 안테나

에 같게하고 포울디드 디아풀 안테나의 길이가
半波長이 되게 하여 포울디드 디아풀 안테나의
給電되고 있지 않은 쪽의 中点과 導體柱의 中点
을 연결하는 線이 導體柱에 垂直하게 만들어졌
다 하면 이것은 前項의 理論에 의하여 그림 8(b)

의 2線式 안테나系와 모양이 같고 크기가 꼭 4배
인 紙電입피이던스를 갖게 될 것이므로 文獻 1)
에 의하니 안테나系의 各部分에 同相의 電流分
布를 갖으며 垂直偏波全方向性안테나가 될 수 있
음을 알 수 있다.

4. 測定實驗

그림 8(a)의 윗 절반부분을 完全아아스板 위에 세우면 아아스板 아랫쪽에 나타날 影像部分까지 해서 꼭 그림8(a)와 같은 全長 $\frac{3}{2}\lambda$ 의 안데나系 가 될 것이다. 이러한 点에 着目하여서 주파수 $f_0 = 200[\text{MHz}]$ (따라서 波長 $\lambda_0 = 150[\text{cm}]$)에 대 한 平行3線式 안데나系의 給電입피이던스 測定 實驗을 하였다.

1) 測定 I

그림 9에서 $\ell_2 = \frac{3}{4}\lambda_0 = 112.5\text{[cm]}$, $\ell_1 = 75\text{[cm]}$
 $d = \frac{1}{20}\lambda_0 = 7.5\text{[cm]}$, $r_1 = 8\text{[mm]}$, $r_2 = 4\text{[mm]}$,
 $d' = 1.6\text{[cm]}$ 로 취하고 아아스板으로서는 가로 × 세로 = $2\lambda_0 \times 2\lambda_0 = 3\text{[m]} \times 3\text{[m]}$ 넓이의 것을 사용하였다.

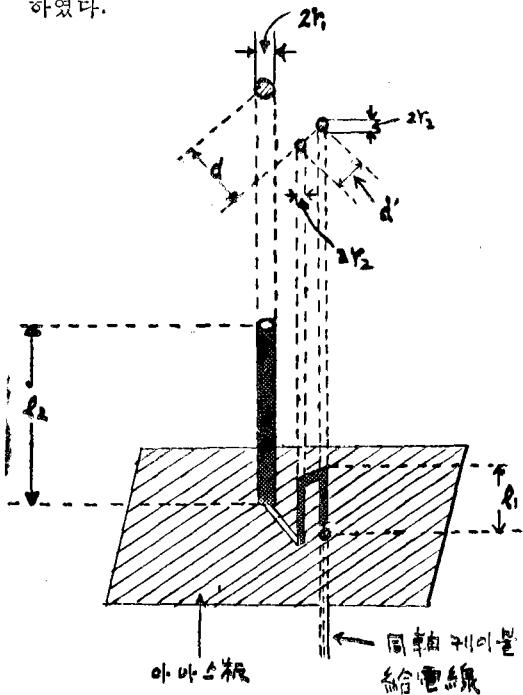


그림 9 實驗 안테나의 구조

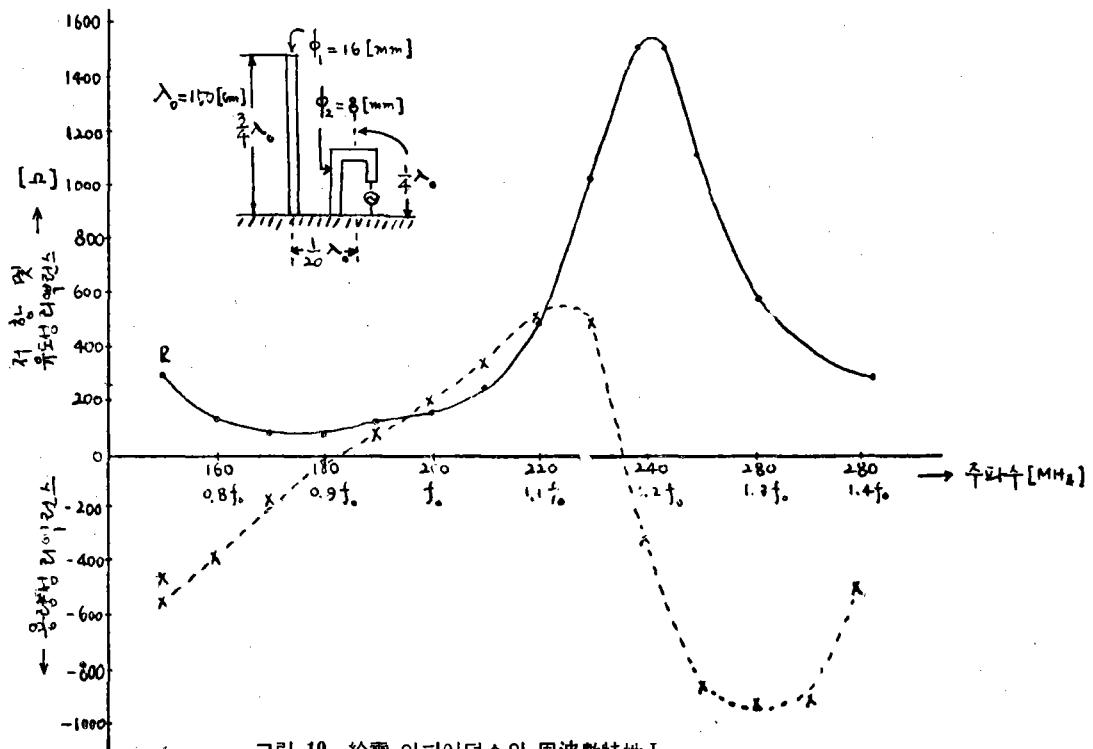


그림 10 給電 임피던스의 周波數特性 I

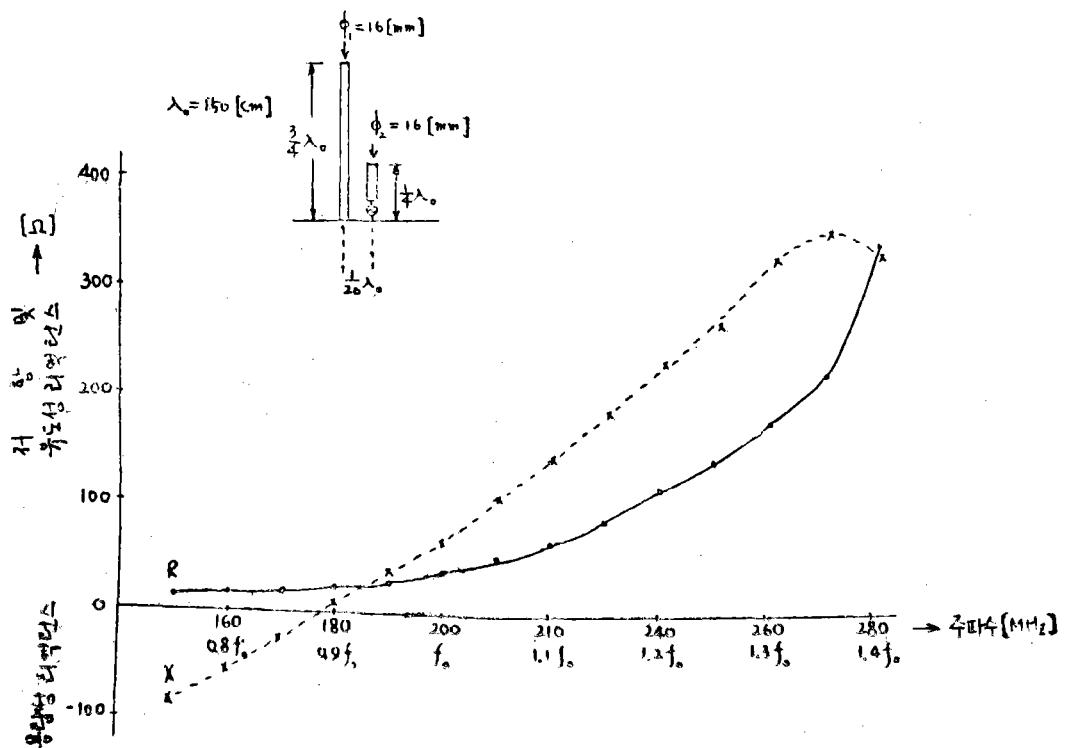


그림 11 給電 임피던스의 周波數特性 II

또한 이때 测定되는 임피이던스 값은 전체 안테나系의 절반 부분의 임피이던스 값이므로 이것을 2배 하여서 전체안테나系의 給電임피이던스를 求하였다.

이 경우에 측정된 給電임피이던스의 周波數特性은 그림10과 같았으며 給電抵抗 (≡損失을 무시 할 수 있을 때의 放射抵抗)의 최소값은 약 75 [Ω]이었고 리액턴스가 대략 零이 되는 주파수 즉 실제의 共振주파수인 $0.9f_0$ 에 대한 給電抵抗은 약 80 [Ω]로 나타나 있다.

2) 测定 I

그림9의 아아스板 위에다 그림8(a)와 等價한 그림8(b)의 절반을 세운 안테나系에 대한 給電임피이던스의 周波數特性은 그림11과 같았으며 리액턴스가 대략零이 되는 $0.9f_0$ 주파수 때의 給電抵抗은 약 20 [Ω]가 되어 共振周波數 부근에서는 前章에서 誘導한 式(42)의 관계가 立證되고

있다.

3) 测定 II

測定 I에서 $f_0=200$ [MHz] 즉 $\lambda_0=150$ [cm] 으로 설계한 안테나에 대한 給電리액턴스가 그림10에서 보는 바와 같이 대략 183.5[MHz]에서零이 되고 있다. 따라서 $\frac{200-183.5}{200} \times 100\% = 8\%$ 정도의 단축율을 생각해서 안테나를 만들면 설계 주파수인 200[MHz]에서 共振상태가 될 것이다 예상되므로 $\ell_2 = \frac{3}{4}\lambda_0 \times 0.92 = 103.5$ [cm], $\ell_1 = \frac{1}{4}\lambda_0 \times 0.92 = 34.5$ [cm]로 하고 共振주파수 때의 給電抵抗 (그림10에서는 약 76 [Ω])을 同軸 케이블線의 特性임피이던스인 50 [Ω]에 같게 하기 위하여 $d = \frac{1}{40}\lambda_0 = 3.75$ [cm]인 안테나系를 만들어서 給電임피이던스를 测定한 결과 그림12(a)와 같은 결과를 얻었다.

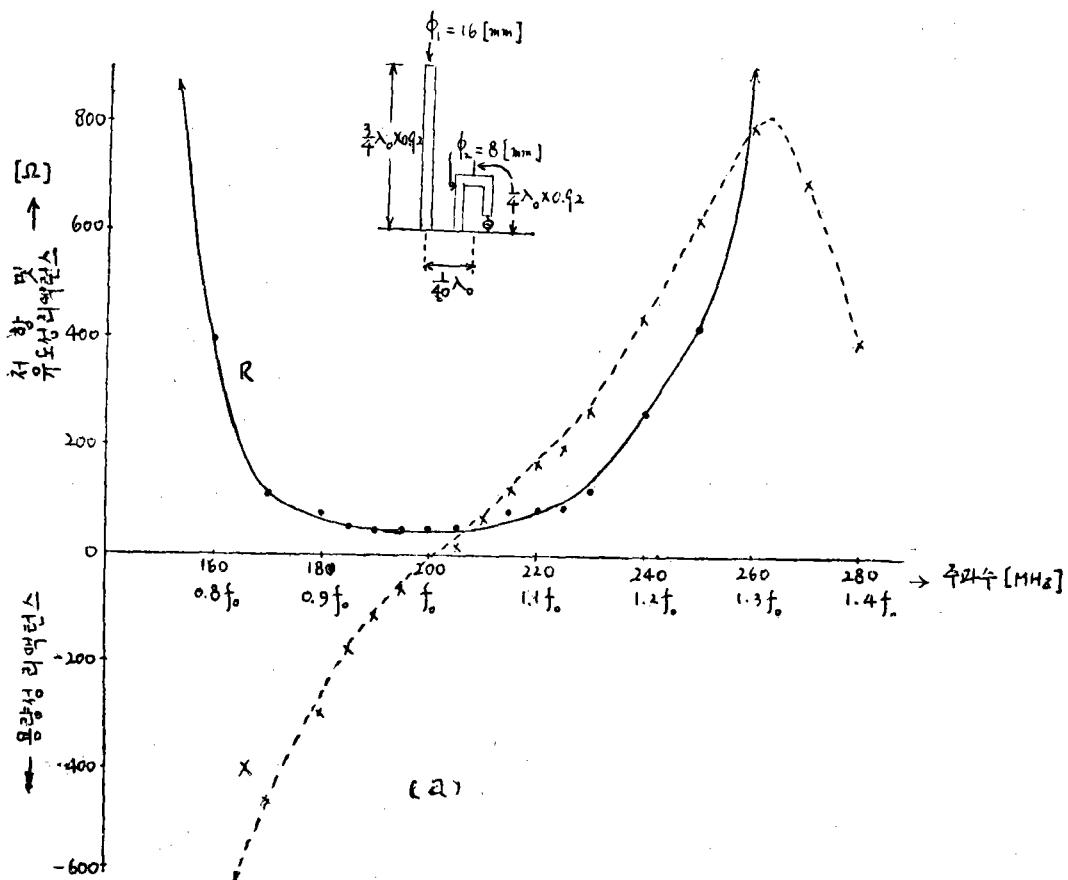


그림 12 (a) 給電 임피이던스의 周波數特性Ⅱ

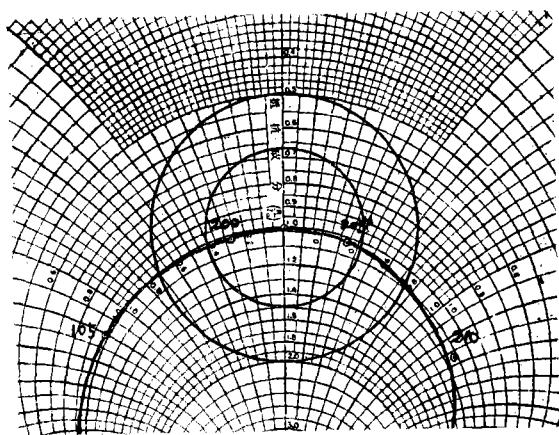


그림 12 (b) Smith Chart 上의 임피이던스特性

위에서 $d=3.75\text{[cm]}$ 로 취한 근거는 $Z'_b=\infty$ 일 때 給電임피이던스에 주로 영향을 미치는 것은 Z_c 일 것으로 생각되므로 $Z_c(=276\log_{10}\frac{d}{r_1})$ 의 값을 $r_1=0.8\text{[cm]}$, $d=7.5\text{[cm]}$ 일 때의 크기 268.26Ω 에서 그 $\frac{50}{76}$ 배인 177Ω 로 하는 d 의 값 d^* 를 다음과 같이 求하였다.

$$276\log_{10}\frac{d^*}{0.8}=177$$

여기서

$$d^*=10^{0.64} \times 0.8 = 3.5 \text{ [cm]}$$

를 얻는데 일반적인 경우를 생각하여

$$d^*=3.75\text{[cm]}=\frac{1}{40}\lambda_o$$

의 값을 사용하였다.

이때 물론 포울디드 다이폴 안테나 부분을 8% 나 단축한 만큼 $Z'_b \neq \infty$ 가 되나 이 경우에 대한 送端임피이던스 Z_x 는

$$\begin{aligned} Z_x &= Z'_b \frac{Z_r + j\tan\beta'\ell \times Z'_b}{Z'_b + jZ_r \tan\beta'\ell} = j\tan\beta'\ell Z'_b \\ &= j166\tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_o} \cdot \frac{\lambda_o}{4} \times 0.92\right) \\ &= j166\tan 82.8^\circ \\ &= j1,310\Omega \end{aligned}$$

$$(단, Z'_b=276\log_{10}\frac{1.6}{0.4}=166.19\Omega)$$

의 크기가 되므로 f_o 부근에서는, 이 Z_x 가 3線路 안테나系의 給電임피이던스에 미치는 영향을, 무시할 수 있다.

그림 12(b)에 의하여 이 안테나系는 $f=197.5\sim207.5\text{[MHz]}$ 주파수 범위에서 50Ω 에 대한 S. W. R. 가 2 이하이며 $f=199\sim205\text{[MHz]}$ 주파수 범위에서 S. W. R. 가 1.5 이하로 되고 있으므로 비교적 廣帶域의 FM 送信안테나가 될 수 있음을 알 수 있다.

4) 給電임피이던스의 理論的計算

식(41)에 의하여導電性支柱에 平行한 포울디드 다이폴 안테나 즉 本論文에서 말하는 平行 3線式 안테나系에 대한 給電임피이던스를 計算할 수도 있으나 식(41)에는 y_i , Z'_b , Z_c 이외에 y_{11} , y_{12} , 및 y_{20} 等이 있으며 이들의 計算에 使用할 수 있는 近似式들³⁾이 상당히 복잡하므로 給電임피이던스의 理論計算에 관해서는 後日 補充하기로 한다.

5. 結論

本論文에 의하여 平行 2線式 안테나와 비교하여 給電임피이던스의 값이 4배가 되는 点만 다른 뿐 給電임피이던스의 모양이 똑 같은 平行 3線式 안테나系의構成이 可能하며 그 應用으로導電性支柱에 포울디드 다이폴 안테나를 좁은 간격으로 固定한 垂直偏波全方向性안테나를 만들수 있음이 확실해졌다.

그러나 給電임피이던스의 理論計算과 實測值와의 比較, 導電性支柱의 길기가 더 커졌을 경우의 全方向性^{4), 5)} 포울디드 다이폴 안테나를 2개 이상 導電性支柱에다 固定했을 때의 포울디드 다이폴 안테나 相互間의 効果⁶⁾등은 앞으로 더욱 究明되어야 할 것으로 생각된다.

謝辭 및 文獻

本論文에 실은 實際測定實驗을 도와준 漢陽大學校 電子工學科 姜元赫, 朴成漢君과 實驗 및 各圖面作成을 도와준 朴鶴松助教에 對하여 感謝하며 參考文獻은 아래와 같다.

- 1) 導電性支柱에 平行한 半波長 Dipole Antenna 的 電流分布, 朴櫻基, 電子工學會誌 第4卷2號 (1967年 9月)
- 2) 超短波空中線 內田, 虫明 共著 Corona社 (1954年)
- 3) The Antenna Constructed by Parallel

- Wires by NAGAI, SATO and UCHIDA REP
TOHOKU Univ B—(Elect Comm) Vol. 12
No. 2 1960
- 4) 垂直偏波多段안테나에 關한 研究, 朴樞基,
1967. 2 日本東北大學學位論文
- 5) P. S CARTER, Antenna Arrays Around
Cylinders Proceedings of the I. R. E. Dec.
1943
- 6) 相互 Impedance에 依한 線形안테나上의 電
流分布에 關하여 朴樞基, 黃仁鍾
電子工學會誌 第5卷4號 (1968年2月)