論文 67-4-4-4

相互Impedance에 依한 線形안테나上의 電流分布에 關하여
(A Study of Radiation Current on Linear Antennas According to Mutual Impedance)

*朴 槿 基 (Park, Choung Kee)
**黃 仁 鍾 (Whang, In Jong)

要 約

任意長의 두 線形안테나를 中心의 높이가 다르게 서로 平行하게 놓았을 때의 相互임피이던스의 一般的인 表示式을 얻고 이式을 특별한 경우에 대해서 適用해본 결과 다른 이들에 의해서 提示된 것에 歸着됨이 뚜어나 이 一般表示式의 正當性을 確認할 수 있었다.

또한 간단한 垂直偏波多段안테나의 경우에 대하여 윗式을 이용해서 얻은 各 相互임피이던스로 부터 如上안테나 各部의 放射性電流分布를 計算하여 보았으며 이와같은 方法이 電流分布에 대한 하나의 簡易解析法이 될 수 있다는 것을 알았다.

Abstract

The general mutual impedance expression for two staggered parallel, centerfed, linear antennas of unequal length and confirmed that the general expression being applied to a special case, reduced to the equation presented by other.

Furthermore, calculation is done for a special case, and it is confirmed that the general mutual impedance expression is applicable to the calculation of radiative curreut distribution on antenna system given above.

1. 序 論

안테나를 架設할 때에는 碍子를 通해서 支線으로 固定하든가, 鐵柱위에 固定한든가 하여야 한다. 支線한토막의 길이가 주어진 波長에 比하여 매우 짧을 때에는 別로 問題가 되지 않는다.

그러나 VHF 또는 UHF 以上이 되면 가령 鐵柱의 높이가 放射될 電波의 數波長길이에 能히 이를 수 있다.

이러한 경우, 垂直鐵柱와 平行하게 垂直偏波안테나를 固定한다면 支持物인 鐵柱위에도 電流가 分布하게 되어 放射波는 안테나上의 電流分布만에 의하여 결정되는 것이 아니라 그 鐵柱上의 電流分布의 영향도 받을 것이다.

따라서 안테나로 부터의 電波의 放射를 정확히 알려면 그 안테나系의 1부분인 支柱위에 어떤 位相의 電流가 얼마나 分布하는가를 알아야 한다.

그런데 이것은 안테나와 그 支持物間의 相互임피이던스를 알 수 있다면 槪略計算이 될 수 있다.

따라서 가장 簡單한 경우인, 無限히 가는 圓筒導體로 된 直線形 支柱와 가까운 곳에 역시 無限히 가는 圓筒導體로 된 直線形 안테나가 平行하게 놓여있는 안테나系를 假想하고 이 兩者間의 相互임피이던스表示式을 考察하였다.

이미 안테나 相互間의 相互임피이던스表示式에 對하여는 Carter[1]氏, Cox[2]氏 및 King氏 等이 각각 발표한바 있으나 此 論文에 있어서는

*,** 漢陽大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Hanyang University

接受日字 1968年 2月1日

King의 것[3] 과는 關係없이 別途로 誘導해 낸 것임을 미리 밝혀 둔다.

다음에 이 表示式을 中心높이가 다른 두 平行半波長 안테나系의 경우에 대하여 整理하여 Krauss[4]氏등에 의하여 提示된것과 같은 결과가 됨을 確認하였으며 끝으로 위의 相互임피이던스 式을 이용하여 간단한 垂直偏波多段안테나上의 電流分布의 簡易解析을 하였다.

또한 本論文의 理解를 쉽게 하기 위하여 기초적인 유도과정을 부록에 실었다.

2. 平行 任意長 안테나間의 相互 임피던스의 表示

2.1 두 안테나의 中心點의 높이가 같을 때 그림1과 같이 #1, #2의 2개의 平行안테나가 있고 각 中心點 즉 $\zeta=0$과 $z=0$의 點이 水平線上에 있을 때 그 相互임피이던스 $\dot{Z}_{21}$은

$$\dot{Z}_{21}=-\frac{\dot{V}_{21}}{\dot{I}_1(0)} \tag{1}$$

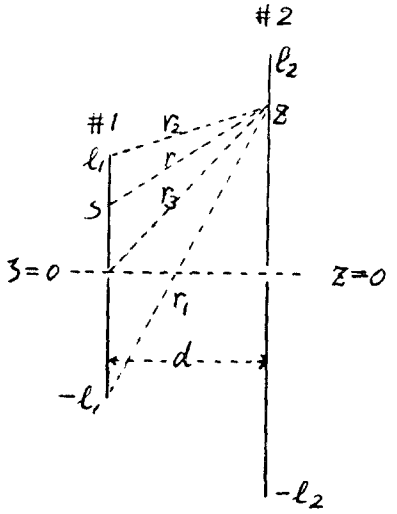

그림1

단 $\dot{I}_1(0)$는 #1 안테나의 給電電流이며 $\dot{V}_{21}$은 $\dot{I}_1(0)$에 의하여 #2 안테나의 中央開放端에 誘起되는 起電力임.

또한 그림1에서 #1, #2 안테나의 半徑ρ가 모두 無限히 작고 그의 길이 $2\ell_1$, $2\ell_2$가 각각 半波長 以上이라면 $\Omega=2\ell n\frac{2\ell}{\rho}$[5] $\to\infty$가 되어 電流分布는 第一近似만으로 즉 空間波長과 같은 波長의 正弦分布만으로 된다. 즉 그림1의 두 안테나의 電流分布의 表示는 각각 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases}\dot{I}_1(\zeta)=\dot{I}_1 sin\beta(\ell_1-|\zeta|); & |\zeta|\leq\ell_1\\ \dot{I}_2(z)=\dot{I}_2 sin\beta(\ell_2-|z|); & |z|\leq\ell_2\end{cases} \tag{2}$$
$$\beta=\omega\sqrt{\mu\varepsilon}=\frac{2\pi}{\lambda}$$

단 $\dot{I}_1, \dot{I}_2$는 각각 #1 및 #2 안테나의 電流루우푸(loop)의 電流値임.

이때 Hertz Vector는 z成分뿐이며 #1 안테나의 電流 $\dot{I}_1(\zeta)$에 의한 Hertz Vector πz_1[6]은 다음과 같다.

$$\pi z_1=\frac{-j\dot{I}_1}{4\pi\omega\varepsilon}\int_{-\ell_1}^{\ell_1} sin\beta(\ell_1-|\zeta|)\frac{e^{-j\beta r}}{r}d\zeta \tag{3}$$

단 r은 그림1의 기하학적 관계에 의하여

$$r=\sqrt{d^2+(z-\zeta)^2} \tag{4}$$

이 되며 #2 안테나에 나타나는 電界$\dot{E}z$는

$$\dot{E}z=\frac{\partial^2\pi z_1}{\partial z^2}+\beta^2\pi z_1 \tag{5}$$

로 표시된다. (3)式을 (5)式에 代入하여 積分을 하면[7] 다음과 같이 된다.

$$\dot{E}z=-\frac{j\dot{I}_1}{4\pi}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\left(\frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1}+\frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2}-2cos\beta\ell_1\frac{e^{-j\beta r_3}}{r_3}\right) \tag{6}$$

단 그림1의 기하학적 관계에 의하여

$r_1=\sqrt{d^2+(z+\ell_1)^2}$, $r_2=\sqrt{d^2+(z-\ell_1)^2}$,

$r_3=\sqrt{d^2+z^2}$

다음에 이 $\dot{E}z$에 反抗하여서 $\dot{I}_2(z)$를 흘리는데 소요되는 Vector 電力을 P_{21}이라 하면

$$P_{21}=-\int_{-\ell_2}^{\ell_2}\dot{E}zI_2^*(z)dz \tag{7}$$

단 I^*_2는

$I_2(z)=I_2 sin\beta(\ell_2-|z|)=I_2\varepsilon^{j\omega t}sin\beta(\ell_2-|z|)$에 대해서 共軛인 $I_2\varepsilon^{-j\omega t}sin\beta(\ell_2-|z|)$를 의미함.

(7)式의 電力이 #2의 中央開放端에 給電되어야 하는데 이것은 또한

$$P_{21}=-\dot{V}_{21}I^*_2(0) \tag{9}$$

로도 표시된다. 따라서 (7)式과 (9)式 및 (1)式의 관계로 부터 다음 式을 얻는다.

$$\dot{Z}_{21}\dot{I}_1(0)I^*_2(0)=-\int_{-\ell_2}^{\ell_2}\dot{E}zI^*_2(z)dz$$

(2)式의 관계로 부터 윗式의 $\dot{Z}_{21}$은 다음과 같다.

$$\dot{Z}_{21}=-\frac{\int_{-\ell_2}^{\ell_2}\dot{E}zsin\beta(\ell_2-|z|)}{\dot{I}_1 sin\beta\ell_1\ sin\beta\ell_2}dz \tag{10}$$

(10)式에 (6)式을 代入하여서

$$\dot{Z}_{21}=\frac{\sin\beta\ell_1\sin\beta\ell_2}{j30}\int_{-\ell_2}^{\ell_2}\left(\frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1}+\frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2}-2\cos\beta\ell_1\frac{e^{-j\beta r_3}}{r_3}\right)\cdot\sin\beta(\ell_2-|z|)dz \quad (11)$$

이式의 積分을 하면 두 안테나의 中心點의 높이가 같을 때의 相互임피이던스表示式을 얻는다.

2.2 두 안테나의 中心의 높이가 같지 않을 때

그림2와 같은 일반적인 경우에 대하여 前項의 定義에 의한 相互임피이던스의 表示式은 다음과 같다.

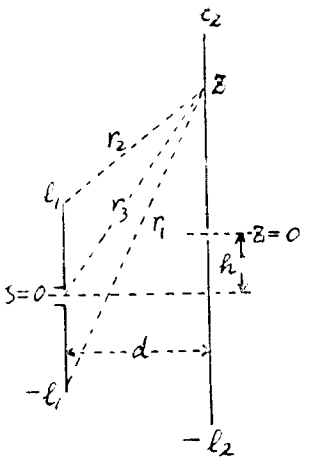

그림 2

그림2에서

$$\left.\begin{aligned} r_1&=\sqrt{d^2+(z+h+\ell_1)^2}\\ r_2&=\sqrt{d^2+(z+h-\ell_1)^2}\\ r_3&=\sqrt{d^2+(z+h)^2}\end{aligned}\right\} \quad (12)$$

또 $\zeta=z+h$의 관계와 그림3에서

$$\left.\begin{aligned} r_1&=\sqrt{d^2+(\zeta+\ell_1)^2}\\ r_2&=\sqrt{d^2+(\zeta-\ell_1)^2}\\ r_3&=\sqrt{d^2+\zeta^2}\end{aligned}\right\} \quad (13)$$

$$\dot{I}_1(\zeta)=\dot{I}_1\sin\beta(\ell_1-|\zeta|)$$

$$\dot{I}_2(\zeta)=\dot{I}_2\sin\beta(\ell_2+h-\zeta);\ h<\zeta<\ell_2+h$$

$$\dot{I}_2(\zeta)=\dot{I}_2\sin\beta(\ell_2-h+\zeta);\ h>\zeta>-(\ell_2-h) \quad (14)$$

따라서 이 경우에 대한 相互임피이던스 $\dot{Z}_{21}$은 前項과 같이 하여서

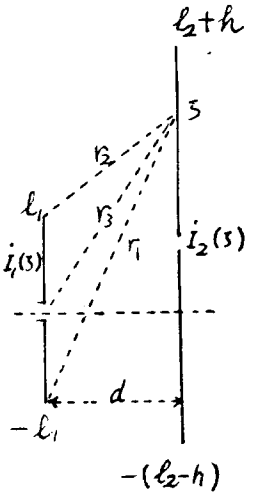

그림 3

$$\dot{Z}_{21}=\frac{j30}{\sin\beta\ell_1\sin\beta\ell_2}\left[\int_h^{h+\ell_2}\left(\frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1}+\frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2}-2\cos\beta\ell_1\frac{e^{-j\beta r_3}}{r_3}\right)\cdot\sin\beta(\ell_2+h-\zeta)d\zeta+\int_{-(\ell_2-h)}^{h}\left(\frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1}+\frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2}-2\cos\beta\ell_1\frac{e^{-j\beta r_3}}{r_3}\right)\cdot\sin\beta(\ell_2-h+\zeta)d\zeta\right] \quad (15)$$

(15)式을 積分하여 정리하면

$$\begin{aligned}\dot{Z}_{21}=&\frac{j30}{\sin\beta\ell_1\cdot\sin\beta\ell_2}\Big[\frac{j}{2}e^{j\beta(\ell_1+\ell_2+h)}\cdot\{E_i(-j\beta U_{1h})-E_i(-j\beta U_{12})\}+\frac{j}{2}e^{-j\beta(\ell_1+\ell_2+h)}\{E_i(-j\beta V_{1h})-E_i(-j\beta V_{12})\}\\&+\frac{j}{2}e^{-j\beta(\ell_1-\ell_2-h)}\{E_i(-i\beta V_{2h})-E_i(-j\beta U_{22})\}+\frac{j}{2}e^{j\beta(\ell_1-\ell_2-h)}\cdot\{E_i(-j\beta U_{2h})-E_i(-j\beta V_{22})\}\\&+j\cos\beta\ell_1e^{j\beta(\ell_2+h)}\{-E_i(-j\beta U_{oh})+E_i(-j\beta U_{o2})\}+j\cos\beta\ell_1e^{-j\beta(\ell_2+h)}\cdot\{-E_i(-j\beta V_{oh})+E_i(-j\beta V_{oh})\}\\&+\frac{j}{2}e^{-j\beta(\ell_1-\ell_2+h)}\{-E_i(-j\beta V_{11})+E_i(-j\beta V_{1h})\}+\frac{j}{2}e^{j\beta(\ell_1-\ell_2+h)}\cdot\{-E_i(-j\beta U_{11})+E_i(-j\beta U_{1h})\}\\&+\frac{j}{2}e^{j\beta(\ell_1+\ell_2-h)}\{-E_i(-j\beta V_{21})+E_i(-j\beta U_{2h})\}+\frac{j}{2}e^{-j\beta(\ell_1+\ell_2-h)}\cdot\{-E_i(-j\beta U_{21})+E_i(-j\beta V_{2h})\}\\&+j\cos\beta\ell_1e^{j\beta(\ell_2-h)}\{E_i(-j\beta U_{o1})-E_i(-j\beta V_{oh})\}+j\cos\beta\ell_1e^{-j\beta(\ell_2-h)}\cdot\end{aligned}$$

$$\{E_i(-j\beta V_{o1})-E_i(-j\beta U_{oh})\} \qquad (16)$$

단

$$U_{o1}=\sqrt{d^2+(\ell_2-h)^2}+(\ell_2-h),$$
$$V_{o1}=\sqrt{d^2+(\ell_2-h)^2}-(\ell_2-h),$$
$$U_{o2}=\sqrt{d^2+(\ell_2+h)^2}+(\ell_2+h),$$
$$V_{o2}=\sqrt{d^2+(\ell_2+h)^2}-(\ell_2+h),$$
$$U_{oh}=\sqrt{d^2+h^2}+h,\quad V_{oh}=\sqrt{d^2+h^2}-h,$$
$$U_{11}=\sqrt{d^2+(\ell_1-\ell_2+h)^2}+(\ell_1-\ell_2+h),$$
$$V_{11}=\sqrt{d^2+(\ell_1-\ell_2+h)^2}-(\ell_1-\ell_2+h),$$
$$U_{12}=\sqrt{d^2+(\ell_1+\ell_2+h)^2}+(\ell_1+\ell_2+h),$$
$$V_{12}=\sqrt{d^2+(\ell_1+\ell_2+h)^2}-(\ell_1+\ell_2+h),$$
$$U_{1h}=\sqrt{d^2+(\ell_1+h)^2}+(\ell_1+h),$$
$$V_{1h}=\sqrt{d^2-(\ell_1+h)^2}-(\ell_1+h),$$
$$U_{22}=\sqrt{d^2+(\ell_1-\ell_2-h)^2}-(\ell_1-\ell_2-h),$$
$$V_{22}=\sqrt{d^2+(\ell_1-\ell_2-h)^2}+(\ell_1-\ell_2-h),$$
$$U_{21}=\sqrt{d^2+(\ell_1+\ell_2-h)^2}-(\ell_1+\ell_2-h),$$
$$V_{21}=\sqrt{d^2+(\ell_1+\ell_2-h)^2}+(\ell_1+\ell_2-h),$$
$$U_{2h}=\sqrt{d^2+(\ell_1-h)^2}+(\ell_1-h),$$
$$V_{2h}=\sqrt{d^2+(\ell_1-h)^2}-(\ell_1-h) \qquad (17)$$

2.3 특별한 경우($\ell_1=\ell_2=\frac{1}{4}\lambda$, $h=0$)에 대한 계산례

두 안테나의 길이가 똑 같이 1/2 λ이고 안테나間의 간격이 d 이며 그 中心點의 높이의 差 h≠0 일때의 相互임피이던스는 이 조건들을 (16), (17) 式에 代入 정리함으로서 다음과 같이 된다.

$$Z_{21}=j30\Big[\frac{j}{2}(-e^{j\beta h})\{E_i(-j\beta U_{1h})-E_i(j\beta U_{12})\}+\frac{-j}{2}(-e^{-j\beta h})\{E_i(-j\beta V_{1h})-E_i(-i\beta V_{12})\}+\frac{-j}{2}e^{j\beta h}\{E_i(-j\beta V_{2h})-E_i(-j\beta U_{22})\}+\frac{-j}{2}e^{-j\beta h}\{E_i(-j\beta U_{2h})-E_i(-j\beta V_{22})\}+\frac{-j}{2}e^{-j\beta h}\{-E_i(-j\beta V_{11})+E_i(-j\beta V_{1h})\}+\frac{-j}{2}e^{j\beta h}\{-E_i(-j\beta U_{11})+E_i(-j\beta U_{1h})\}+\frac{-j}{2}(-e^{-j\beta h})\cdot\{-E_i(-j\beta V_{21})+E_i(-j\beta U_{2h})\}+\frac{j}{2}(-e^{j\beta h})\{-E_i(-j\beta U_{21})+E_i(-j\beta V_{2h})\}\Big]$$

그런데 이 경우에는

$$U_{o1}=\sqrt{d^2+(\ell-h)^2}+(\ell-h),$$
$$V_{o1}=\sqrt{d^2+(\ell-h)^2}-(\ell-h),$$
$$U_{o2}=\sqrt{d^2+(\ell+h)^2}+(\ell+h),$$
$$V_{o2}=\sqrt{d^2+(\ell+h)^2}-(\ell+h),$$
$$U_{oh}=\sqrt{d^2+h^2}+h,\quad V_{oh}=\sqrt{d^2+h^2}-h,$$
$$U_{11}=\sqrt{d^2+h^2}+h(=U_{oh}),$$
$$V_{11}=\sqrt{d^2+h^2}-h(=V_{oh})$$
$$U_{12}=\sqrt{d^2+(2\ell+h)^2}+2\ell+h,$$
$$V_{12}=\sqrt{d^2+(2\ell+h)^2}-(2\ell+h),$$
$$U_{1h}=\sqrt{d^2+(\ell+h)^2}+\ell+h(=U_{o2}),$$
$$V_{1h}=\sqrt{d^2+(\ell+h)^2}-(\ell+h)\,(=V_{o2}),$$
$$U_{22}=\sqrt{d^2+h^2}+h(=U_{oh}),$$
$$V_{22}=\sqrt{d^2+h^2}-h(=V_{oh}),$$
$$U_{21}=\sqrt{d^2+(2\ell-h)^2}-(2\ell-h),$$
$$V_{21}=\sqrt{d^2+(2\ell-h)^2}+2\ell-h,$$
$$U_{2h}=\sqrt{d^2+(\ell-h)^2}+\ell-h,$$
$$V_{2h}=\sqrt{d^2+(\ell-h)^2}-(\ell-h),$$

단 $\ell_1=\ell_2=\ell$로 생각하였음.

따라서

$$\begin{aligned}Z_{21}=&-15\{e^{j\beta h}\{-Ei(-j\beta U_{o2})+Ei(-i\beta U_{12})+Ei(-j\beta V_{2h})-Ei(-j\beta U_{oh})-Ei(-j\beta U_{oh})+Ei(-j\beta U_{o2})+Ei(-j\beta U_{21})-Ei(-j\beta V_{2h})\}+e^{-j\beta h}\{-E_i(-j\beta V_{o2})+Ei(-j\beta V_{12})+Ei(-j\beta U_{2h})-Ei(-j\beta V_{oh})-Ei(-j\beta V_{oh})+Ei(-j\beta V_{o2})+Ei(-j\beta V_{21})-Ei(-j\beta U_{2h})\}\}\\=&-15\Big[e^{j\beta h}\{Ei(-j\beta U_{12})+Ei(-j\beta U_{21})-2Ei(-j\beta U_{oh})\}+e^{-j\beta h}\{Ei(-j\beta V_{12})+Ei(-j\beta V_{21})-2Ei(-j\beta V_{oh})\}\Big]\end{aligned}$$

여기서

$$Ei(\pm j\beta U)=Ci(\beta U)\pm j\Big[Si(\beta U)-\frac{\pi}{2}\Big]$$

의 관계로 인하여

$$\begin{aligned}R_{21}=&-15\cos\beta h\{-2Ci(\beta U_{oh})-2Ci(\beta V_{oh})+Ci(\beta U_{21})+Ci(\beta V_{21})+Ci(\beta U_{12})+Ci(\beta V_{12})\}+15\sin\beta h\{2Si(\beta U_{oh})-2Si(\beta V_{oh})-Si(\beta U_{21})+Si(\beta V_{21})-Si(\beta U_{12})+Si(\beta V_{12})\} \qquad (18)\\X_{21}=&-15\cos\beta h\{2Si(\beta U_{oh})+2Si(\beta V_{oh})-Si(\beta U_{21})-Si(\beta V_{21})-Si(\beta U_{12})-Si(\beta V_{12})\}+15\sin\beta h\{2Ci(\beta U_{oh})-2Ci(\beta V_{oh})-Ci(\beta U_{21})+Ci(\beta V_{21})\end{aligned}$$

$$-Ci(\beta U_{12})+Ci(\beta V_{12})\} \qquad (19)$$

이식은 가령 Krauss氏의 Antennas[4]에 나와 있는 結果와 完全히 一致하는 것이다. 이로서 (16), (17)식으로 주어진 相互임피이던스式의 신빙성이 立證되었다.

3. 相互임피던스에 의한 放射電流分布의 解析

垂直한 導體柱에 平行하게 그림4와 같이 半波長 다이폴·안테나가 理想的으로 놓여진 경우에 대한 放射電流分布는 다음의 聯立方程式을 풀음으로서 求해진다.

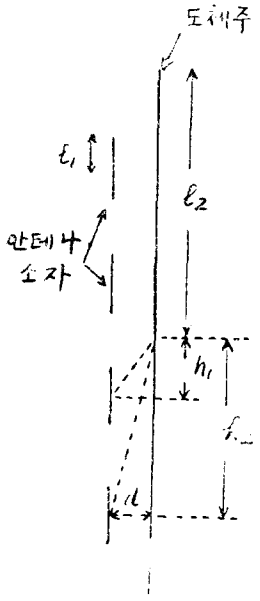

그림4 d=1.6cm, ℓ_1=15cm, ℓ_2=135cm, h_1=30cm, h_2=90cm, f=500〔Mc〕

$$\left.\begin{aligned}
&Z_{11}I_1+Z_{12}I_2+Z_{13}I_3+Z_{14}I_4+Z_{15}I_5=E\\
&Z_{21}I_1+Z_{22}I_2+Z_{23}I_3+Z_{24}I_4+Z_{25}I_5=E\\
&Z_{31}I_1+Z_{32}I_2+Z_{33}I_3+Z_{34}I_4+Z_{35}I_5=0\\
&Z_{41}I_1+Z_{42}I_2+Z_{43}I_3+Z_{44}I_4+Z_{45}I_5=E\\
&Z_{51}I_1+Z_{52}I_2+Z_{53}I_3+Z_{54}I_4+Z_{55}I_5=E
\end{aligned}\right\} \qquad (20)$$

그런데 對稱構造에서

$$I_1=I_5,\quad I_2=I_4 \qquad (21)$$

임으로

$$\left.\begin{aligned}
&(Z_{11}+Z_{15})I_1+(Z_{12}+Z_{14})I_2+Z_{13}I_3=E\\
&(Z_{21}+Z_{25})I_1+(Z_{22}+Z_{24})I_2+Z_{23}I_3=E\\
&(Z_{31}+Z_{35})I_1+(Z_{32}+Z_{34})I_2+Z_{33}I_3=0
\end{aligned}\right\} \qquad (22)$$

여기서

$Z_{11}=Z_{22}$…각半波長안테나素子의 自己給電임피이던스

Z_{33}…導體柱의 中央給電임피이던스

Z_{mn}(단 $m\neq n$))…각半波長안테나素子및 導體柱의 中心點間의 相互임피이던스

이며 Z_{11}, $Z_{12}(=Z_{21})$, $Z_{14}(=Z_{41})$, $Z_{15}(=Z_{51})$은 文獻(5)등의 표에서 또 Z_{33}은 文獻(8)에서 얻고 $Z_{13}(=Z_{31})$과 $Z_{23}(=Z_{32})$를 前節에서 유도한 相互임피이던스의 一般式 즉 (16) 및 (17)式에 의하여 계산한다면 各電流値를 同相等振幅의 給電電壓 E〔V〕의 函數로 나타낼 수 있고 그 相對的인 位相 및 振幅値를 알 수 있다.

그림4는 周波數500〔Mc〕에 대한 것이며 이 경우에 대한 각 임피이던스値는

$$Z_{11}=88.664+j40.685〔\Omega〕$$
$$Z_{12}=-4.119-j0.722〔\Omega〕$$
$$Z_{14}=-0.959-j0.078〔\Omega〕$$
$$Z_{15}=-0.421-j0.023〔\Omega〕$$
$$Z_{33}=165.472+j34.275〔\Omega〕$$
$$Z_{23}=Z_{34}=-8.402-j0.267〔\Omega〕$$
$$Z_{13}=Z_{35}=-16.239-j0.434〔\Omega〕$$

로 얻어짐으로 (22)式으로 부터

$$\left.\begin{aligned}
&I_1=I_5=(0.0101-j0.0052)E\\
&I^2=I_4=(0.0103-j0.0053)E\\
&I_3=(0.0026-j0.0020)E
\end{aligned}\right\} \qquad (23)$$

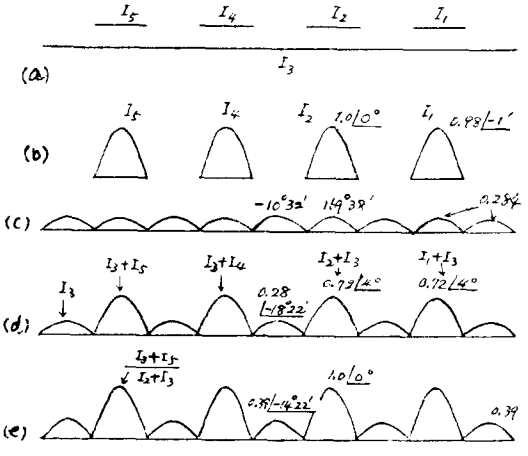

그림 5

따라서

$$\frac{I_1}{I_2}=0.98/\underline{-1'}$$

$$\frac{I_3}{I_2}=0.284/\underline{-10°22'} \qquad (24)$$

그럼으로 그림4의 안테나系의 각 電流는 그림5와 같이 나타낼 수 있으며 결국 그림5(e)와 같은 全電流分布를 얻게 되는데 이것은 文獻(9)의 實測데이터로 부터 추측되는 實電流分布와 大差가 없는 것으로 생각된다.

4. 結 言

半波長의 整數倍의 길이를 갖는 두 平行, 線形 안테나間의 相互임피이던스式을 獨自的으로 求하였으며 이式에 의한 相互임피이던스値를 사용하여 全般的인 電流分布의 모양을 알 수 있음을 例示하였다.

本文의 表示式은 안테나 및 그의 支持物을 무한히 가는 圓筒導體로 가주한 결과에 依하여 두 안테나에 電流가 正弦的으로 分布할때의 式인만큼 안테나素子와 支持導體柱가 굵어질수록 近似度가 작아지고 또 文字그대로 任意長의 안테나에 대해서 언제든지 적용할 수 있는 것은 아니다.

그러나 그런대로 垂直偏波多段안테나系의 電流를 아는데 도움이 될것이라 생각한다.

參 考 文 獻

(1) Carter P.S. Circuit Relation in Radiating Systems and Applications to Antenna Problems. Proc. IRE, Vol. 20, P.1004-1041, June 1932

(2) Cox, C.R. Mutual Impedance between Vertical Antennas of Unequal Length. Proc. IRE, Vol. 35 P.1367—P.1372, Nov. 1947

(3) King, H.E. Mutual Impedance of Unequal Length Antennas in Echelon. Proc. IRE P.306-313, July, 1957

(4) Krauss, J.D. Antennas, 1950

(5) Shintaro UDA and Yasuto Mushiake, YAGI-UDA ANTENNA, P. 13. The Research Inst. of Electrical Communication, Tohoku University, Japan 1954

(6) Stratton, J.A. Electromagnetic Theory P.440, 1941

(7) 黃仁鎰, 任意長의 線形안테나間의 相互임피이던스 表示에 關하여 漢陽大學校 大學院 碩士學位論文, 1968

(8) Tables of Admittance of a long linear Antenna National Research Council of Canada Radio and Electrical Engineering Division, 1966

(9) 朴槿基 支持導體柱에 平行한 Dipole Antenna系에 의한 垂直偏波放射에 關해서, 日本電氣通信學會全國大會 1966年