

# 圓弧廻轉體안테나의 廣帶域特性

楊 仁 應

## 1. 序 論

여러種類의 廣帶域안테나가 1938年以來로 實驗과 理論的으로 研究되어왔고 實際的으로 利用되어왔다. 實驗을 通하여 設計된 廣帶域안테나는 그 構造가 簡單치 않을뿐아니라 理論的인 解析이 大端히 곤란하다. Schelkunoff<sup>(1)</sup>의 가늘은 圓錐形안테나는 理論과 實驗的으로 正確히 說明되고 測定되었고 入力임피던스와 輻射圖가 計算<sup>(2)</sup>되었다. 圓錐形안테나는 圓錐角이  $45^{\circ} \sim 60^{\circ}$  사이에서 給電線의 特性임피던스를 適切히 選擇하면 (50~100 ohm) 10:1의 周波數帶域에서 VSWR이 約 1.5가 되어 좋은 廣帶域特性을 갖는다. 가늘은 圓錐形안테나를 變形시키므로 任意模樣의 가늘은 안테나의 解析에까지 擴大시킬수있는 長點이 있다.

그 외에 圓筒型안테나<sup>(3)</sup> (Cylindrical Antenna)도 있고 最近에는 logarithmically Periodic Antenna<sup>(4)(5)</sup> 또는 Helical 안테나등도 考索되어왔다.

廣帶域안테나는 効率が 높은 輻射機이어야되고 그다음에 좋은 輻射模樣을 갖어야된다. 그러므로 여기서 論할려고하는 안테나의 特性을 調査하는데 VSWR와 入力임피던스測定에 重點을 두었다. 이것은 理想的인 輻射性圖를 갖고있는 안테나 일찌라도 輻射効率が 나쁜 輻射機인 경우에는 實用的인 價體가 크지못하기 때문이다. Dorne<sup>(6)</sup>과 Graziadei<sup>(7)</sup>의 實驗結果에서 알수있는것같이 廣周波數帶域內에서 無反射안테나 設計는 거위 不可能하고 最低反射係數 約 0.2程度이라는것을 알수 있어서 周波數帶域 10:1內에서 最大許容反射係數를 0.2로 定하였다.

안테나를 設計하는데 있어서 數個의 模樣을 갖인 안테나를 試驗해 보았는데 그중에 여기서 論할려고 하는 안테나의 性能을 調査하는데 充分한 興味가 있다는 것을 알게되었다. 이 안테나를 便宜上 圓弧廻轉體안테나 (Revolved-Arc Antenna 또는 R-A Antenna)라고 불르기로 했다. 그 안테나의 外形과 크기는 두個의 媒介因子로서 完全히 決定되므로 入力임피던스와 이 두 媒介因子 사이의 關係를 調査하였다.

## 2. 圓弧廻轉體안테나의 輻射

廣帶域안테나는 그의 輻射指向性보다 入力임피던스의 廣帶域性이 더重要하다. 輻射로-브間的 最少値가 最大値에 比하여 極히 적지만 少다면 合理的인 輻射指向性을 維持할수가 있다. 여기서 論할려고하는 안테나의 形體는 全方向이 되게 하였고 電波進行方向에 垂直으로 에너지의 變位가 發生하도록 擇하였다. 비록 안테나의 높이와 最大直徑이 入力임피던스에 直接的인 影響을 주는 因子라 하더라도 入力임피던스와 輻射指向性圖가 그의 型體에 依存하며 안테나의 特性임피던스는 그의 型體에 依存된다. 外形은 안테나의 높이와 最大直徑이 入力임피던스와 맞는 關係를 調査하는데 適當하도록 擇하였다.

試驗된 안테나는 圓의 弦을 中心으로한 軸을 中心으로 圓弧를 廻轉시켜 얻을수있다. 그 안테나의 物理的인 媒介因子는 그 圓의 半徑과 弧線의 길이이고 이 안테나의 크기는 이 媒介因子의 크기로 決定된다.

안테나를 設計하는데 있어서 그 안테나 近傍의 電界分布狀態를 明確히 아는것이 緊要하다. 이것은 안테나

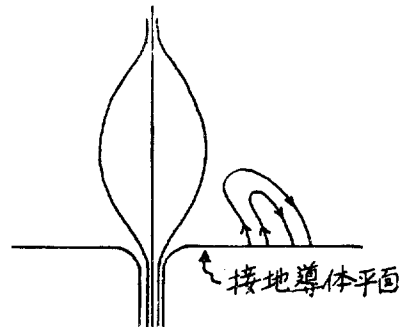


그림 1. 안테나와 接地導體平面裝置

近距離電界分布狀態로서 그것의 輻射指向性과 入力임피던스가 定해지기 때문이다. 共振과 反共振의 銳敏性에 따르는 안테나의 帶域幅은 안테나의 表面曲率과 높이를 變化시키므로 共振과 反共振을 調節할수 있어서 共振과 反共振을 예민치 않게 할수 있다. 그림 1을考

延世大學校 理工大學 副教授

(이 論文은 London 大學에 提出한 著者의 Ph.D學位 論文의 一部를 縮少시킨 것이다)

察해 보면 同軸線의 中心線이 三軸 方向으로 擴大되어 안테나를 構成하고 있고 外部線은 接地導體平面上에 연결되어 있다. 點 A 에 TEM 波가 同心線을 따라 供給이 되면 안테나를 떠나는 電波는 점차적으로 高姿態인 面波型이 될것인데 이 表面波는 電力線이 接地 導體面에서 始作되어 다시 그 接地面에서 끝나거나 안테나에서 始作하여 그 안테나에서 끝난다. 이 둘中에서 廣帶域 안테나에 必要한 波型은 接地導體面에서 始作하여 그 면에서 끝나는 것이다. 이러한 模樣으로 안테나를 떠나는 電波와 안테나 末端에서 反射되는 電波量의 比가 클수록 또한 이 比가 周波數依存度가 적다면 入力임피던스의 帶域이 크다고 할수 있어서 入力임피던스의 周波數依存도가 낮은 廣帶域안테나를 求할수가 있다. 萬一 供給되는 에너지가 周波數에 關係없이 全部 接地導體面波로 傳播된다면 入力임피던스는 周波數와 無關係하게 되어 送信線의 特性임피던스의 값에 近似하게 되고 輻射模樣도  $\lambda/4$  單極 안테나와 같아질 것이다. 이 條件이 廣帶域性質을 滿足시키는 것이다.

안테나와 接地導體面은 不均一한 送信線을 構成하고 그 線端에 周波數數인 一定한 에드미턴스가 連結되어 있다고 볼수있다. 不均一한 線의 特性임피던스와 損失率(Loss Factor)는 線內의 位置에 따라 다를것인데 이 損失은 輻射에 依한것이다. 萬一 이러한 損失이 있는 線의 不均一성이 작고 漸次的이라면 이 線의 特性임피던스는 損失이 있는 均一한 線의 特性임피던스와 거의 同等할것이다.

안테나의 接地導體面은 不均一한 送信線으로 看做될수 있으므로 위의 送信線에 對한 論理를 利用하여 안테나의 形體를 決定 할수가 있다.

空間波나 表面波는 高姿態波이므로 電波의 進行方向 分値와 이 方向에 垂直인 分値의 電力線을 찾아고 있다. 이것은 導波管의 曲折部分에서 일어나는 現象과 같다. 그림 2 를 보면 (가)는 導波管의 曲率半徑이 無限大이므로 電力線分布도 均一하나, (나)에서는 曲率半徑이 有限하여 表面波가 發生한다. 이것은 導波管이 不均一하여 電波에 실린 에너지가 進行方向으로 移動할뿐 아니라 進行方向에 垂直인 方向으로 變位하기 때문이다.

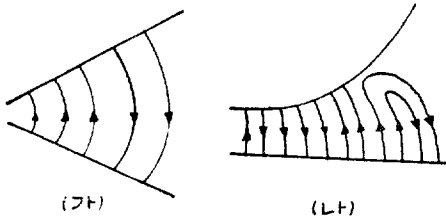


그림 2. 導體사이에서 發生되는 電波의 變換

그러므로 空間波가 안테나와 接地平面사이에서 構成되려면 進行方向에 垂直으로 에너지의 變位가 일어나야 된다. 그렇게 되기 위하여 안테나는 不均一하여야하고 入力部分으로부터 距離가 멀어짐에 따라 不均一性도 增加하여야한다. 그러나 不均一한 送信線이라도 不均一함에 따라 必要치않은 高姿態波를 輻射할수있으므로 안테나의 外形을 調節할 必要가있다. 그러므로 電波가 空中으로의 漸次的인 交換을 일으키기 위하여 안테나는 漸次的으로 그直徑이 增加되었다가 減少되어야 된다. 이런 表面을 가진 안테나의 入力部分에 TEM 波를 供給하면 入力部分으로부터의 距離가 增加될수록 TM 波로 變換되는 量이 增加되며 안테나의 末端에 電波가 到着할때는 大部分이 空中으로 輻射될것이나 少數의 TEM 波가 남아있게 된다. 그의 一部分은 末端效果에 依하여 輻射되고 殘餘波가 反射되어 入力部分으로 돌아 올것이다. 그러나 遮斷波長(Cutoff Wavelength)보다 높이가 클경우에도 안테나의 높이에는 直接的인 影響을 받지않게 되어 極少數의 TEM 波가 안테나 末端까지 到着하게 된다.

위와같은 안테나의 型體를 갖게하기 위하여 하나의 안테나의 型體가 選擇되었는데 이 型體는 높이와 直徑이 相互獨立的으로 變化될수가 있어서 不均一성을 調節할수도 있고 媒介因子와 入力임피던스, 特性임피던스와의 關係를 求할수가 있다. 이 안테나를 圓弧迴轉體안테나 (Revolved arc Antenna) 또는 R-A 안테나라 부르기도 한다.

萬一 圓을 絃으로 잘르면 두 弧가 생기며 작은 弧를 絃을 軸으로 廻轉시키면 이것이 考察하려고 하는 안테나의 型體이다. 이 型體로 兩端이 차차 가늘어지므로 이 兩端中의 하나를 入力部分으로 使用할 수가 있다. R-A 안테나의 物理的인 因子는 (a, -b)에 中心이 있는 圓에 依한 最大直徑  $2(p-a)$ , 半徑  $p$  와 絃의 길이  $H$  이다.  $H$  가 一定值일때 안테나의 크기로  $p$  와  $a$  로서 決定되고  $p$  가 一定值일때 높이와 最大直徑도  $a$  와  $b$  에 依하여 決定된다. 最大直徑  $D$  를 變化시키지 않을 때는 안테나의 크기는  $a, b, p$  에 따라 變化된다. 이 因子들로서 두 個의 極限의 境遇를 생각할수 있다.  $a=0$  이고  $p=\frac{1}{2}H$  로 하여 球體를 얻을수있고 다른 하나는  $p$  와  $a$  를 無限大로하여 얻을수 있는 無限히 가늘은 單極안테나이다. 이 두 兩極端의인 範圍內에서 R-A 안테나의 크기는 任意로 變化시킬수있다. 그림 3 은 接地導體平面上에 놓여있고 R-A안테나의 縱斷面을 表示하며 안테나의 最低點이 接地導體平面的 中心에 놓여있다. 電波의 進行方向이 垂直으로 에너지가 變位할 때 空中波는 形成되고 이 에너지變位는 電力線을 支持하

고 있는 導體의 曲率半徑의 差에 依하여 일어난다. 結果的으로 R-A 안테나의 曲率半徑을 增減시켜서 空中

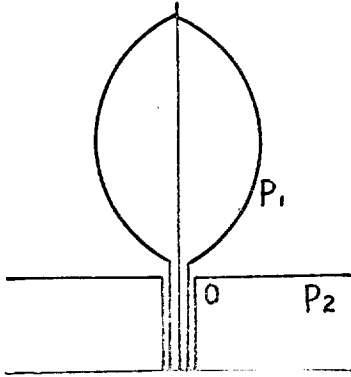


그림 3. R-A안테나와 接地導體平面

波로의 電波에너지의 變換을 일으킬수 있다. 그림 3에서 0로부터의 距離가 增加됨에따라 안테나 表面에 極히 近接된 部分의 電力線間의 間隔은 接地導體平面上的 電力線間隔보다 작아진다 이 間隔의 差는  $op_1$  이  $op_2$  와 同一래져서  $op_1 < op_2$  되기 때문이다. 그러므로 電波進行方向에 垂直方向으로 에너지 變位가 안테나側에서 일어난다.

### 3. 圓弧廻轉體안테나의 入力임피단스計算

入力임피단스를 求하기 위하여 入力部分에서 안테나를 向하는 進行波와 안테나末端에서 反射되는 反射波와의 關係를 Maxwell 方程式의 解를 求하여야 알수 있다. 그런데 圓弧廻轉體안테나의 表面이 既知의 座標系面과 一致하지 않으므로 Maxwell의 方程式을 利用하여 一般解를 求하기가 거의 不可能하다. 그러나 안테나를 가늘은 不均一한 送信線으로 생각하여 入力임피단스의 近似值을 求할수 있는데 이것은 不均一한 가늘은 안테나를 均一한 圓錐型線路를 利用하여 接近解를 求할수 있기 때문이다.

均一하고 無限히 긴 圓錐型線路의 線路分布係數는 (그림 4)

$$L = \frac{\mu}{\pi} \log_e \left( \cot \frac{1}{2} \psi \right)$$

$$C = \frac{\mu \epsilon}{L}$$

이다. 여기서  $\psi$  는 圓錐角이다. 그런데 길이 l인 均一한 圓錐型線路의 原點으로부터의 距離가 r인 點의 電壓과 電流는

$$V_0(r) = V_0(l) \cos \beta(l-r) + jk I_0(l) \sin \beta(l-r) \quad (1)$$

$$I_0(r) = I_0(l) \cos \beta(l-r) + jk^{-1} V_0(l) \sin \beta(l-r) \quad (2)$$

이 된다. 여기서  $\beta = \omega \sqrt{LC}$  이고  $I_0(l)$ 라  $V_0(l)$ 는 入

力點에서 l의 距離에서의 TEM 波의 電壓과 電流이며  $K = \sqrt{\frac{L}{C}}$  이고 圓錐型線路의 特性임피단스이다.

萬一 이 均一한 線의 線端 Q에  $Z_i(l)$ 의 負荷가 놓여있으면 이 線의 入力임피단스는

$$Z_i(o) = K \frac{Z_i(l) \cos \beta l + j k \sin \beta l}{K \cos \beta l + j Z_i(l) \sin \beta l} \quad (3)$$

이 되고  $Z_i(l) = \frac{V_0(l)}{I_0(l)}$ 이다.

그런데 不均一한 線의 接近解는 平均特性임피단스와 傳播係數를 갖인 均一한 線에 該當하는 接近回路網을 不均一한 線으로 代置하여 求할수 있다. 萬一 가늘은 안테나( $H > D$ )가 不均一性이 적은 線으로 看做될수있고 그 不均一性의 相對偏倚가 적다면 이 안테나는 거의 TEM 波를 支持한다고 볼수있다. 이런경우에 不均一性이 적은 線路를 따라서의 임피단스變換을 利用하여 일을수 있고 近似解는 圓錐型안테나理論을 適用시켜서 求할수 있다.

萬一 가늘은 안테나의 작은 一部分을 하나의 圓錐로 생각하면 이안테나는 球型波를 支持하므로 (그림 5)

$$L = \frac{\mu}{\pi} \log_e \frac{2r}{R(r)} \quad (4)$$

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\log_e \frac{2r}{R(r)}} \quad (5)$$

$$K(r) = \frac{\eta}{\pi} \log_e \frac{2\pi}{R(r)} \quad (6)$$

로서 r點의 線路定數를 表示할 수있다. 여기서 K는 r點의 局部特性임피단스이다. 結果的으로 가늘은 圓弧廻轉體안테나의 入力임피단스는(附錄參照)

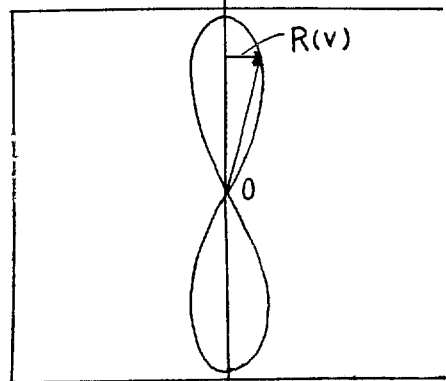


그림 5. 任意模樣의 가늘은 안테나

$$Z_i = K_0$$

$$R_a \sin \beta l + j[(X_a - N) \sin \beta l - (K_a - M) \cos \beta l] \quad (7)$$

이 된다. 여기서

$$K_a = \frac{1}{l} \int_0^l K(r) dr \quad (8)$$

$$M(l) = \beta \int_0^l [K_a - K(r)] \sin 2\beta r dr \quad (9)$$

$$N(l) = \beta \int_0^l [K_a - K(r)] \cos 2\beta r dr \quad (10)$$

$$R_a = 60(c + \log_e 2L - Ci 2L) + 30(C + \log_e L - 2Ci 2L + Ci 4L) \cos 2L + 30(Si 4L - 2Si 2L) \sin 2L \quad (11)$$

$$X_a = 60 Si 2L + 30(Ci 4L - \log_e L - C) \sin 2L - 30 Si 4L \cos 2L \quad (12)$$

이고

$$L = \frac{2\pi}{\lambda} l, \quad C = 0.5772$$

이고  $\lambda$  는 波長이다.

위의 接近解를 圓弧迴轉體안테나에 適用시키면 入力 임피던스를 求할수있다.

圓弧迴轉體안테나의  $R(r)$ 은 (그림 5)

$$R(r) = \frac{1}{2\rho^2} [-ar^2 + br\sqrt{4\rho^2 - r^2}] \quad (13)$$

이고 局部特性임피던스  $K(r)$ 와 平均特性임피던스  $K_a$ 로

$$K(r) = 120 \log_e \frac{2r}{2\rho^2 [-ar^2 + br\sqrt{4\rho^2 - r^2}]} \quad (17)$$

$$K_a = 120 \left[ 1 - \log_e 1 \sqrt{\frac{\rho - a_1}{\rho + a_1}} \right] \quad (15)$$

이 된다. 萬一

$$r^3 < 4\rho^2, \quad \sqrt{(2\rho)^2 - r^2} \approx 2\rho - \frac{r^2}{4\rho} \quad (16)$$

라면  $R(r)$ 은 近似值로서

$$R(r) = -\frac{r}{8\rho^3} [br^2 - 4apr - 8b\rho^2] \quad (17)$$

이 되고  $M(2b)$ 와  $N(2b)$ 는

$$M(2b) = 60 \left\{ (1 - \cos 4b\beta) \left[ 1 - \log_e \left( 16\rho 31 \sqrt{\frac{\rho - a}{\rho + a}} \right) \right] \right. \\ \left. + 60 \{ -(\cos 4b\beta) \log_e (-4b^3 - 8ab\rho + 8b\rho^2) \right. \\ \left. + \log_e 8b\rho^2 \} + 60 \left\{ \frac{2A_1 b + 4ap}{b(A_1 - A_2)} \{ \cos 2\beta A_1 [Ci 2\beta(A_1 - 2b) - Ci 2\beta A_1] - \sin 2\beta A_1 [Si 2\beta A_1 - Si 2\beta(A_1 - 2b)] \} \right. \right. \\ \left. - 60 \frac{2A_2 b + 4ap}{b(A_1 - A_2)} \times \{ \cos 2\beta A_2 [-Ci(-2\beta A_2) + Ci 2\beta(2b - A_2)] - \sin 2\beta A_2 [Si 2\beta(2b - A_2) - Si 2\beta(-A_2)] \} \right\} \quad (18)$$

$$N(2b) = 60 \left\{ \sin 4b\beta \left[ 1 - \log_e \left( 16\rho 31 \sqrt{\frac{\rho - a}{\rho + a}} \right) \right] \right. \\ \left. + 60(\sin 4b\beta) \log_e (-4b^3 - 8ab\rho + 8b\rho^2) \right. \\ \left. - 60 \frac{2A_1 b + 4ap}{b(A_1 - A_2)} \{ \cos 2\beta A_1 [Si 2\beta A_1 - Si 2\beta(A_2 - 2b)] \right. \\ \left. + \sin 2\beta A_1 [Ci 2\beta(A_1 - 2b) - Ci 2\beta A_2] \} \right. \\ \left. + 60 \frac{2A_2 b + 4ap}{b(A_1 - A_2)} \{ \cos 2\beta A_2 [Si 2\beta(2b - A_2) - Si 2\beta(-A_2)] - \sin 2\beta A_2 [Ci 2\beta(-A_2) - Ci 2\beta(2b - A_2)] \} \right\} \quad (19)$$

가 된다.  $A_1$ 과  $A_2$ 는

$$A_1 = -\frac{2\rho}{b} (-a + \sqrt{\rho^2 + b^2}) \quad (20)$$

$$A_2 = -\frac{2\rho}{b} (-a - \sqrt{\rho^2 + b^2}) \quad (21)$$

이다. 圓弧迴轉體안테나의  $M(2b)$ 와  $N(2b)$ 가 그림 6에 表示되어있다. 入力임피던스도 그림 7에 表示되어 있는데(5章參照) 이 曲線을 보면 廣帶域特性이 있는 것을 알 수 있다.

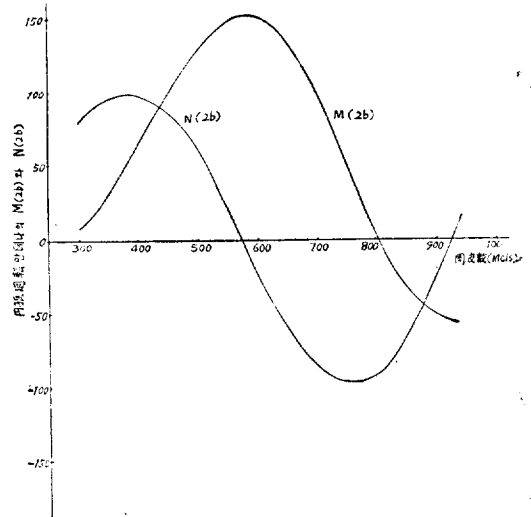


그림 6. 圓弧迴轉體안테나의  $M(2b)$ 와  $N(2b)$

### 3. 圓弧迴轉體안테나의 入力임피던스測定

一般的으로 안테나의 直徑이 減少될수록 入力임피던스의 周波數依存度가 커져서 帶域이 缺少해지며 直徑

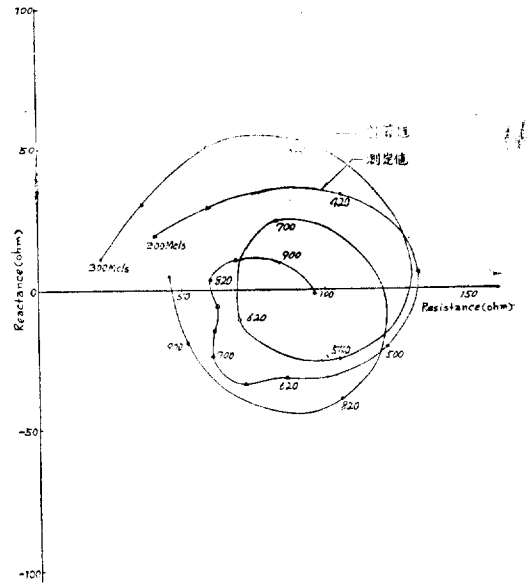


그림 7. 接地導體平面上的 單極圓弧迴轉體안테나의 測定 및 計算된 入力 임피던스(H=22.4cms, D=3.0cms,  $K_a=122.05$  ohm)

이 증가함에 따라 그 의존도가 감소되어 帶域이 넓어진다. 또한 曲率半徑을 固定시켜놓고 높이를 變化시켜도 같은 結果에 到達된다. 이런 두 가지 境遇에서 높이나 曲率半徑을 適當히 擇하면 이 두개의 一定한 比가 되었을때 最少의 VSWR 을 갖는 最少體積을 求할수 있을 것이다. 圓弧廻轉體안테나를 製作함에 있어서 안테나 表面이 導體이어야 하지만 製作上的 困難으로 이것과 電氣的으로 極히 等價에 가까운 表面으로 代置할수 있다. 直徑  $d$  인  $n$  개의 導線으로 圓柱를 만들때 D-C 에 依한 圓柱直徑, 實効圓柱直徑  $A'$  와  $A$  는

$$\log_e \frac{A'}{A} = \frac{\log_e \frac{A'}{d} - \log_e n}{n} \quad (22)$$

의 關係가 있고  $n$  이 커짐에 따라  $\log_e \frac{A'}{A} \approx 1$  이되므로 導體面을 많은 導線으로 代置할수 있다. 使用周波數가 增加됨에 따라 導線間的 相互作用이 커지고 實効半徑이 減少되나 實驗에 依하여 여기의 使用周波數內에서  $n=20$  以上이면 完全導體面과 極히 近似한것을 알수 있다. 直徑이 0.1 cm 인 28 개의 導線으로 안테나를 構成하였다 周波數와 VSWR 相互關係를 調査하기 위하여 두가지 方法으로 入力임피던스를 測定하였다. 즉 높이는 一定하게 維持하고 曲率半徑을 變化시킨 것이고 또 하나는 曲率半徑을 一定值로 維持하였다. 一定한 높이를 갖고 있는 안테나의 曲率半徑을 變化시키며 測定된 入力임피던스와 VSWR 이 그림 8 에 表示되었다. 이 때의 안테나의 높이는 22.5 cms 이고 最大直徑이 8.0-14.0 cm 사이에서 變化되었다. 안테나의 最大直徑이 커짐에 따라 VSWR 이 적어지고 入力임피던스가 給電線의 特性임피던스 50Ω 에 接近하여 가는것을 알수 있다. 使用된 周波數 300-1020 Mc/s 內에서 最大直徑 14 cm 의 圓弧廻轉體안테나의 帶域幅이 VSWR=1.5 때 3:1 이라는것을 알수 있다.

그런데 入力部分을 再考慮할 必要가 있게되어 入力部分의 接地導體平面과 안테나의 最低端의 間隔  $h$  에 따르는 VSWR 의 變化를 測定하였다.  $D=12$  cms,  $H=22.5$  cm 인 圓弧廻轉體 안테나로서  $h$  를 變化시켜 VSWR 을 測定하니 周波數 500 Mc/s 와 800 Mc/s 를 除外하고는 VSWR 이  $h=0.365-1.145$  cm 사이에서 約 0.4 가 增減되는것과 最適의  $h$  의 값이 0.67 cm 인 것이 測定되었다. 圓弧廻轉體 안테나의 曲率半徑을 固定하고 높이의 變化에 따르고 VSWR 을 測定한것이 그림 9 에 表示되어 있다. 높이가 增加함에 따라 VSWR 이 減少된다. 이와같이 높이와 直徑을 變化시켜 測定한  $H=20$  cm,  $D=10$  cm 인 圓弧廻轉體안테나가 最少最積을 占有하고 VSWR 이 約 1.5 이라는것이 測定되었다. 이 規格을 갖인 안테나의 入力임피던스와

VSWR 이 그림 10 에 表示되어 있다. 前章에서 안테나

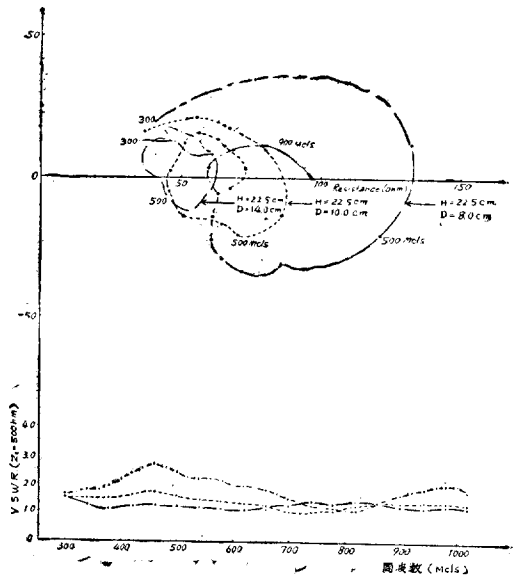


그림 8. 높이는 같고 最大直徑이 다른 圓弧廻轉體 안테나의 測定된 入力 임피던스와 VSWR.

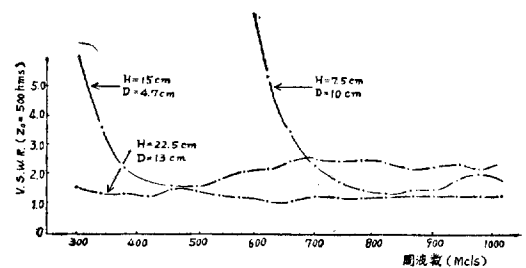


그림 9. 曲率半徑은 一定하고 最大直徑과 높이가 다른 圓弧廻轉體 안테나의 測定된 VSWR.

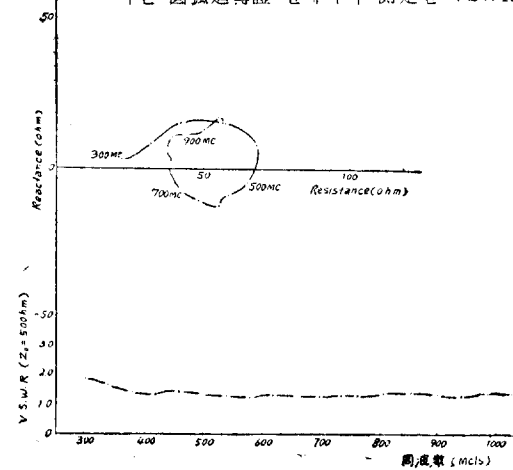


그림 10. 20cm 높이의 圓弧廻轉體 안테나의 測定된 入力 임피던스와 VSWR.

를構成하는導線數가 20個以上이면 導體面과 代置될 수 있음이 記述되었는데 이것을 確認하기 위하여 木材로 圓弧廻轉體안테나를 만들어 表面을 銀으로 噴霧하여 VSWR을 測定하여 같은 規格의 導線안테나와 比較하였는데 이것이 그림 11에 表示되어있다. 이 VSWR의 比較로서 差異가 적음을 알수있어서 20個以上の 導線으로 構成된 圓弧廻轉體안테나는 300~1020 Mc/s

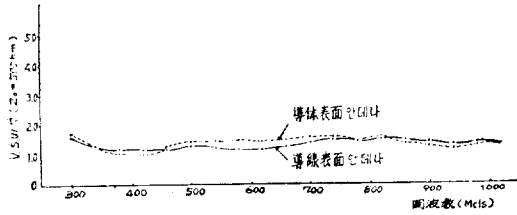


그림 11 導線과 導體表面으로 構成된 圓弧廻轉體 안테나의 測定된 VSWR.

의 周波數內에서 完全導體面을 갖인 안테나와 特性이 極히 近似함을 알수있다.

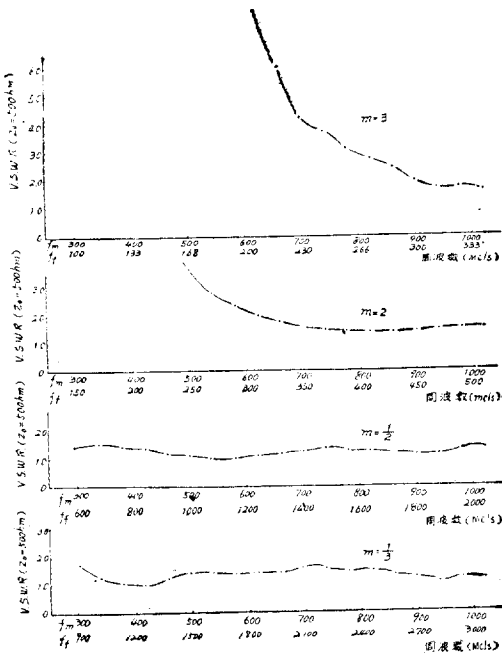


그림 12. 模型率 m 이  $\frac{1}{3}$ ,  $\frac{1}{2}$ , 2, 3 階의 圓弧廻轉體 안테나의 測定된 VSWR.

#### 4. 圓弧廻轉體안테나의 模型에 依한 周波數帶域測定

300-1020 Mc/s의 周波數帶域에서  $D=10$  cm 인 圓弧廻轉體안테나가  $VSWR=1.5$ 에 對하여 3:1의 帶域을 갖고 있으므로 1020 Mc/s 以上の 周波數에서의

VSWR을 測定하여 帶域幅을 決定하기 위하여 300-1020 Mc/s의 周波數에서 縮尺模型으로 帶域幅이 測定되었다. 模型에 依한 測定에는 다음의 몇가지 條件이 滿足되어야된다. 萬一 模型因子가  $m$  이면 Maxwell의 方程式에서

$$i) L_m = \frac{L_f}{m}$$

$$ii) \mu_m \omega_m = \mu_f \omega_f$$

$$iii) \epsilon_m \omega_m = m \epsilon_f \omega_f$$

$$iv) \sigma_m = m \sigma_f$$

의 關係를 求할수가 있다.  $m$  와  $f$ 의 小文字가 붙는것은 模型과 原型의 常數를 表示한다. 여기서  $L$ 은 길이  $\mu$ 는 透磁率  $\epsilon$ 은 誘電率  $\sigma$ 는 導電率을 表示한다. 그런데 空中에서 實驗을 하였으므로  $\epsilon_m = \epsilon_f$ ,  $\mu_m = \mu_f$ 가 成立되어 다음의 세가지 條件 즉

$$\omega_m = m \omega_f$$

$$\sigma_m = m \sigma_f$$

$$L_m = \frac{L_f}{m}$$

(24)

을 안테나가 滿足하면 된다.

$m = \frac{1}{2}, \frac{1}{3}, 2, 3$ 로 하면 안테나의 物理的인 크기를 2, 3,  $\frac{1}{2}, \frac{1}{3}$ 倍가 되게 模型을 만들면 되고 模型에 使用될 周波數는  $\frac{1}{2}, \frac{1}{3}, 2, 3$ 倍로하면 된다. 그러므로 이 模型率로서 300-1020 Mc/s의 周波數를 利用하여 100-3060 Mc/s內의 圓弧廻轉體안테나 特性을 實驗할 수있다.

$H=20$  cm,  $D=10$  cm 인 圓弧廻轉體안테나를 原型으로한 模型의 높이  $H$ 와 最大直徑  $D$ 는 周波數帶域 300-1020 Mc/s에서

$m$	$H$ (cm)	$D$ (cm)	$f_m$ (Mc/s)
$\frac{1}{3}$	60	33.75	900-3060
$\frac{1}{2}$	40	22.5	600-2040
2	10	5.62	510-150
3	6.9	3.75	340-100

이었다.

$m=3, 2, \frac{1}{2}, \frac{1}{3}$  階의 VSWR이 그림 12에 表示되어있는데 이曲線으로  $H=20$  cm 인 圓弧廻轉體안테나는 300-3000 Mc/s의 周波數에서  $VSWR=1.5$ 에 對하여 帶域幅이 10:1이라는것을 알수있다.

이 模型測定에서 導電率이 模型條件에 滿足되도록 增減되지 못하였지만 導電率이 높은 純銅線을 使用하였으므로 여기에 起因하는 誤差는 極히 적다.

위의 測定에 使用된 機具는 ZDD Z-g 機이었고 이 器具는 同心線方向性結合器로서 負荷로부터오는 反射波의 反射係數를 測定함으로 임피던스를 Smith Chart

에서 直接 求할수있게 되어있다. 測定裝置의 略圖가 그림 13 에 表示되어있다.

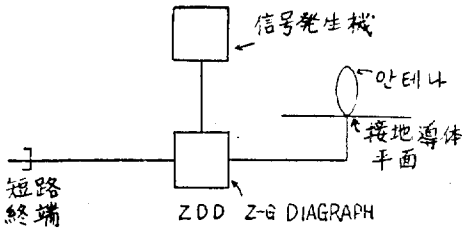


그림 13. 안테나 測定裝置

發振機에서 들어온 信號가 Z-g 機內에서 等分되어 하나는 안테나로 또 하나는 基準線으로 各各 進行한다. 基準線의 電氣의 길이는 안테나 入力點까지의 電氣의 길이와 같다. 負荷인 안테나에서 信號가 反射된 것과 基準線末端的의 短絡에 依하여 全反射된 方向性 結合器에서 進行波와 分離시켜 比較함으로써 反射係數의 絕對值과 位相을 測定할수가 있게되어있다.

接地導體平面은 121cm 正方形 알루미늄板이었고 이의 中點이 안테나의 入力點이 있다. 300 Mc/s 때 이 正方形導體平面末端的에서 反射되는 電波는 進行波의 約 10% 이고 波長이 짧아짐에따라 反射量이 減少되므로 測定值에 含有되는 最大誤差는 여기서 測定하는 周波數帶域內에서 10%이다.

測定線의 特性임피던스는 50 ohm 이고 入力部分 同心線의 内部導線直徑이 0.91 cm, 外部導線의 內徑이 2.1 cm 이었다.

### 5. S-band 周波數帶域에서의 VSWR 測定

위에서 論한 模型안테나를 利用하여 測定된 VSWR 의 正確性을 測定하기 위하여 S-band 周波數帶域(2700 - 3000 Mc/s)에서 原型안테나의 VSWR 이 測定되었다. 이 周波數帶域에서는 屈曲시키기 쉬운 同心線에서의 反射係數가 높기 때문에 特性임피던스 50 ohm 의 固型同心線이 代身으로 利用되었다. 그림 14 에 表示된

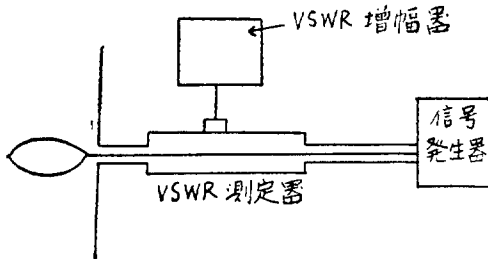


그림 14. S-band 周波數測定裝置

것같이 同心線定直波測定器 末端的에 이 固型同心線을 連結하여 그의 中心線이 안테나에 連結되고 外部線이

接地導體面에 連結되어있다. 그런데 定直波比率測定器의 特性임피던스는 75 ohm 이고 給電線인 固型同心線의 것은 50 ohm 이어서 이 두 境界面에서 反射係數가 0.2 일것이 理論的인 計算에서 求할수있지만 可動短絡器에 依한 節變位法(Nodal Shifting Method)에 依하여 測定된 反射係數는 0.24 이었다.

안테나의 75 ohm 線上에서의 VSWR 이 測定되었고 이測定值가 50 ohm 線의 VSWR 로 變換되었다. 測定된 20 cm 높이의 圓弧廻轉體안테나의 VSWR 은 特性 임피던스가 50 ohm 인 線上에서 1.3~1.5 이었다. 그러므로 이 結果는 模型을 利用하여 測定된 VSWR 1.2 ~1.3 과 잘 一致된다고 볼수있다. 그러나 約 0.2 의 誤差도 中心線을 支持하는데 使用된 포리스타이렌珠와 또한 模型測定때 入力部分을 縮尺하지 않는에 起因한다고 볼수있다. 이 模型과 原型에 依한 두 個의 測定值를 比較하므로써 他周波數에서의 模型에 依한 VSWR 의 測定值는 原型의것과 極히 近似하고 VSWR 의 誤差는 約 0.2 일것이라는 것을 알수있다.

### 6. 圓弧廻轉體안테나의 入力임피던스計算

(7)式에 依한 理論的인 計算結果와 實驗值와를 比較하기 위하여

$$H=22.5 \text{ cms} \quad a=13.81 \text{ cms(圓中心의 橫座標)}$$

$$\rho=17.81 \text{ cms(圓의 半徑)}, \quad b=11.25 \text{ cms(圓中心의 縱座標)}$$

$$D=8 \text{ cms(안테나의 最大直徑)}$$

을 擇하였다. 이 雙極안테나의 平均性임피던스  $K_a$  는

$$K_a=120 \left[ 1 - \log_e \left| \sqrt{\frac{\rho-a}{\rho+a}} \right| \right]$$

$$=244 \cdot 10 \text{ ohms}$$

이다. 必要한 모든 因子들을 計算하여 (7)式에 代入하면 비록 지루하지만 理論에 依한 入力임피던스를 求할수있다. 入力임피던스의 計算된것과 測定된것이 그림 7 에 表示되어있다. 이 두曲線을 比較하면 理論에 依한 曲線이 測定에 依한 曲線과 같은 特性을 갖이고 있다는 것을 알수있다. 그러나 正確히 一致하지 않는 것을 알수있는데 이것은 (7)式은 平均特性임피던스 500 ohm 以上일때 正確한 값을 갖기때문이며 안테나의 最大直徑이 使用波長이 比하여 極히 적다는 것을 意味하기 때문이다. 萬一 안테나의 最大直徑이 使用波長에 比較가 될만한 경우에는 誤差가 크다. 여기서 使用된 안테나 平均特性임피던스는 約 250 ohms 이었으므로 計算值에 內包될 誤差는 클것으로 期待할 수 있다. 그 以外에  $M(2b)$ 와  $N(2b)$ 의 計算結果도  $2\rho \gg r$  의 假定에서 求하였으므로 이것도 誤差의 原因이 된다. 위와같은 誤差를 減少시키기 위하여  $M, N$ 과  $Z(D)$ 을 조금씩 變更

할 필요가 있게된다. 이때에 이런 因子들을 變更시키는 데 있어서  $K_a$ 는 常數로 維持하고 안테나 實効高를

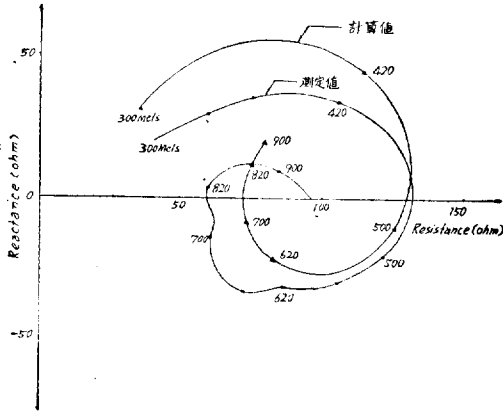


그림 16. 圓弧廻轉體안테나의 測定 및 計算된 入力 임피던스(計算할 때  $K_a$ 는 一定值로 維持하고 曲率半徑을 變化시켰다)

周波數의 函數로 表示할수있다. 이때 實効高  $2b'$ 는

$$2b' = -\frac{1}{75} f(\text{Mc.s}) + 29.4$$

이고 이 實効高에 따르는  $(a, b, \rho)$ 의 實効值을 利用하면 (7)式에서 새로 補助變更된 實効入力임피던스가 計算된다. 이것이 그림 16에 表示되어있는데 이것은 測定值와 極히 近似하다. 그러나 아직 理論曲線이 正

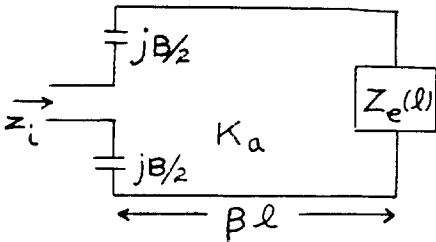


그림 17. 圓弧廻轉體안테나의 等價回路

Reactance 方向으로 變位되어있다. 이것은 入力部分에 分布되어있는 Inductance 의 영향이라고 생각할수있어서 그림 17의 等價回路과같이 直列로 容量을 挿入하여 補償할수있으며 이 容量의 值가 約  $0.318 \times 10^{-10}$  farad 이면 補償이 可能함을 알수있다. 補償된 理論曲線이 그림 18에 表示되어 있는데 測定된 曲線과 잘 一致한다.

## 7. 結 論

單極廣帶域안테나를 設計하는데 必要한 媒介數와 入力임피던스의 關係를 圓弧廻轉體안테나를 利用하여 求

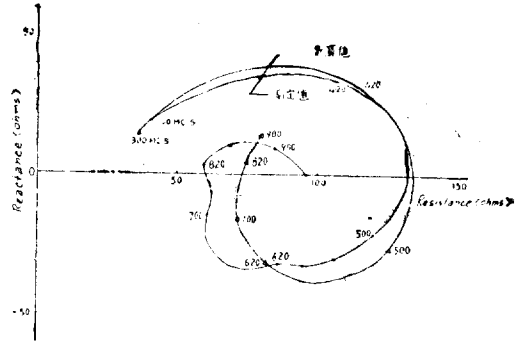


그림 18. 圓弧廻轉體 안테나의 測定 및 計算된 入力 임피던스

하였다. 圓弧廻轉體안테나의 높이와 最大直徑의 比가 1.75 때 50 ohm 線에서 VSWR은 約 1.5 이었으므로 60%의 電波入力이 10:1의 周波數帶域에서 空中으로 輻射된다. 그러므로 圓弧廻轉體안테나는 廣帶域안테나로 利用될 수가 있다. 補償된 理論的인 임피던스 曲線과 測定된 曲線이 一致한다.

## 附 錄

不均一性이 적은 不均一線의 局部임피던스와 에드만 단스가  $Z = Z_0 + \hat{Z}$ ,  $Y = Y_0 + \hat{Y}$ 로 表示된다면 그 線의 電壓과 電流는

$$V(r) = V_0(r) - j \int_0^r \hat{Z}(\xi) I(\xi) \cos \beta(r-\xi) d\xi$$

$$- K_a \int_0^r \hat{Y}(\xi) V(\xi) \sin \beta(r-\xi) d\xi$$

$$I(r) = I_0(r) - K_a^{-1} \int_0^r \hat{Z}(\xi) I(\xi) \sin \beta(r-\xi) d\xi$$

$$- j \int_0^r \hat{Y}(\xi) V(\xi) \cos \beta(r-\xi) d\xi$$

의 積分方程式으로 表示될수 있다. 이 式의 解는 Perturbation 方法으로 求할수있는데 萬一 不均一性이 極히 작으면 第一項만을 考慮할수있다. 즉

$$V_1(r) = V_0[-G_2(r) \cos \beta r + G_1(r) \sin \beta r$$

$$- G_3(r) \sin \beta r] - j K_a I_0 [G_1(r) \cos \beta r + G_2(r) \sin \beta r + G_3(r) \cos \beta r]$$

$$I_1(r) = j \frac{V_0}{K_a} [G_2(r) \sin \beta r + G(r) \cos \beta r$$

$$- G_3(r) \cos \beta r] - I_0 [G(r) \sin \beta r - G_2(r) \cos \beta r + G_3(r) \sin \beta r]$$

이된다. 여기서

$$G_1(r) = \frac{1}{2} \int_0^r \left( \frac{\hat{Z}}{K_a} - K_a \hat{Y} \right) \cos 2\beta \xi d\xi$$

$$G_2(r) = \frac{1}{2} \int_0^r \left( \frac{\hat{Z}}{K_a} - K_a \hat{Y} \right) \sin \beta \xi d\xi$$

$$G_3(r) = \frac{1}{2} \int_0^r \left( -\frac{\hat{Z}}{K_a} + K_a \hat{Y} \right) d\xi$$



이다.

不均一성이 極히 작아서 相乘積  $L \cdot C$  가 常數이어서 이線의 特性임피던스가  $K_a$  이고 傳播係數가  $\beta_0$  인 均一한 線으로 代置시킬수 있다면 다음의 恒等式이 成立된다.

즉

$$\begin{aligned} \frac{\hat{Z}}{K_a} + K_a \hat{Y} &= 0 \\ \frac{\hat{Z}}{K_a} - K_a \hat{Y} &= 2j\omega\sqrt{L_0 C_0} \left[ \frac{K(r)}{K_a} - 1 \right] \\ G_1(l) &= \frac{1}{K_a} N(l) \\ G_2(l) &= -\frac{1}{K_a} M(l) \\ G_3(l) &= 0 \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} K_a &= \frac{1}{l} \int_0^l K(r) dr \\ M(l) &= \beta \int_0^l [K_a - K(r)] \sin 2\beta r dr \\ N(l) &= \beta \int_0^l [K_a - K(r)] \cos 2\beta r dr \end{aligned}$$

이다. 그러므로 入力임피던스  $Z_i(0)$  은

$$Z_i(0) = K_a \frac{Z_i(l)P_1(\beta l) + jK_a P_2(\beta l)}{K_a P_3(\beta l) + jZ_i P_4(\beta l)} \quad (25)$$

여기서

$$\left. \begin{aligned} P_1(\beta l) &= \cos \beta l - \frac{M(\beta l)}{K_a} \cos \beta l + \frac{N(\beta l)}{K_a} \sin \beta l \\ P_2(\beta l) &= \sin \beta l - \frac{M(\beta l)}{K_a} \sin \beta l - \frac{N(\beta l)}{K_a} \cos \beta l \\ P_3(\beta l) &= \cos \beta l + \frac{M(\beta l)}{K_a} \cos \beta l - \frac{N(\beta l)}{K_a} \sin \beta l \\ P_4(\beta l) &= \sin \beta l + \frac{M(\beta l)}{K_a} \sin \beta l + \frac{N(\beta l)}{K_a} \cos \beta l \end{aligned} \right\} (26)$$

이다. (26)式과

$$Z_i(l) = \frac{K_a^2}{R_a(\beta l) + jX_a(\beta l)}$$

을 (25)式에 代入하여 (7)式을 求할수 있다.

(西紀 1962年 12月 31日 接受)

### 參 考 文 獻

- (1) SCHELKUNOFF, S. A. : "Theory of Antennas of Arbitrary size and Shape," I.R.E. Proc. 29, Sep. 1941 pp 493-521.
- (2) ADACHI, S. : "Theoretical Analysis of Semi-finite Conical Antenna," I.R.E., Trans., A. P. 8, Nov., 1960, pp. 534-547.
- (3) KING, R.W.P.: The theory of Linear Antennas, Harvard University Press, Camb., Mass., 1956.
- (4) Rumsey, V.H., : "Frequency Independent Antennas", I.R.E. Trans., A. P. 8, May. 1960, pp. 312-323.
- (5) Curtis, W.L. : "Spiral Antennas" I.R.E. Trans., A. P. 8, May 1960, pp. 298-306.
- (6) Dorne, A. : "Cone and Cylindrical Antennas" Very High Frequency Techniques, V.I., McGraw Hill, New York, 1947, pp. 93-118.
- (7) Graziadei, H. : "Eine vertikale Breitbandantenna von besonder formgebung für den Kurzenwellen und Ultrakurzwellenbereich, Felten und Guileaume Carlswerk Rundschau, H. 35, 1952, pp. 91-104.