

技術解説

# 垂直偏波多段안테나의 展望

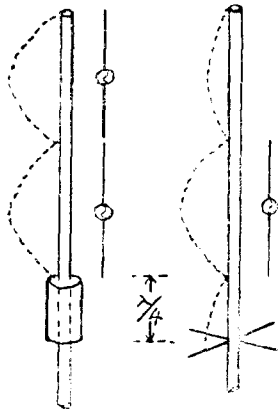
\* 朴 櫻 基

## 1. 序 論

최근 FM에 의한 通信或은 放送이라든가 超短波에 의한 無線航法등의 발달에 따라서 V. H. F. 및 U. H. F. 帶에서의 高利得의 垂直偏波全方向性안테나의 要求가 증가되고 있으며 실제로 各種垂直偏波多段안테나가 開發 및 使用되고 있다. 따라서 現時點에서 垂直偏波多段안테나에 對한 體系的인 檢討 및 考察을 하고 各種垂直偏波안테나의 動作原理와 特徵의 概要에 關한 論述을 하는 것이 全然 無意味하지는 않을 것이라 생각한다.

## 2. 垂直偏波多段안테나의 構成

이 안테나는 일반적으로 안테나를 支持하는 支持導體棒(혹은 main mast)과 勵振源의 口實을 하는 垂直 dipole(antenna)素子들로 되어 있으며 各素子を 勵振시킬 때 그 위는 물론, 이와 平行한 導電性支柱에도 어떠한 電流가 分布하게 될것임으로 antenna系 全體의 放射效果를 고려



(a) Sperrtopf付 (b) 全地線付

그림 1 基本的인 垂直偏波 antenna

하는때 있어서 위의 各電流分布를 알아야 한다. 그런데 이 導體柱의 어디까지를 antenna系에 包含시킬 것인가를 定하기 위하여 그림 1과 같은 Sperrtopf 나 아니면  $1/4 \lambda$  地線을 부쳐서 放射에 有害로운 電流分布가 그 以下の 部分에 나타나지 않도록 한다. 따라서 垂直偏波多段안테나系의 全長은 半波長의 整數倍에 같다고 할 수 있다. 왜냐면 Sperrtopf의 경우는 下端이 短絡된  $1/4 \lambda$  長의 金屬製圓筒上端에서 導體柱가 電氣的으로 끊어져 있는거나 마찬가지로 더 말할 필요도 없고  $1/4 \lambda$  地線을 부친 경우와 하더라도  $1/4 \lambda$  地線으로부터 안테나로 作用하는 導體部分에의 影響을 무시한다면 이 以後의  $1/4 \lambda$  部分도 等價的으로 半波長의 導體로서 動作한다고 볼수 있기 때문이다.

결국 위의 같은 기인 導體柱의 各點을 給電點

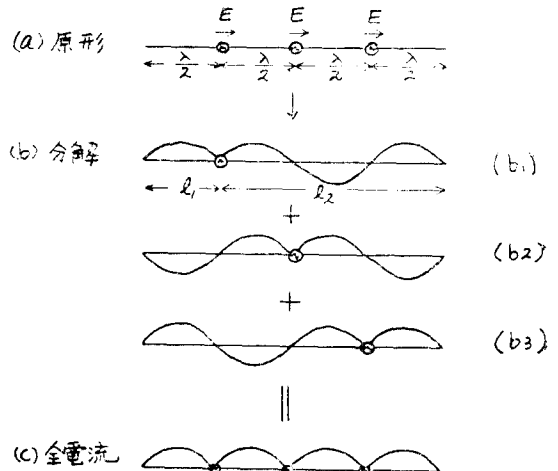


그림 2 Node點給電에 의한 電流分布

으로 생각하는 것이나 아무렇게나 이 給電點을 定하면 된다는 法은 없고 規則的으로 配置되는 것이 보통이다. 이제 가령 그림 2의 (a)처럼 모

은 起電力이 電流分布의 node該當點에 給電되고 있는 안테나의 電流分布를 생각하여 본다. 그림의 各給電電壓이 同相等振幅일 때의 電流分布는 그림2(b)에서 보는바와 같이 各給電點의 起電力에 의한 電流分布의 重疊이라고 생각된다. 이 경우에 電流의 振幅 및 位相이 문제가 되지만 (b<sub>1</sub>), (b<sub>2</sub>)의 antenna의 給電 impedance와 (b<sub>2</sub>) antenna의 給電 impedance가 近似的으로 같다면 各給電點의 起電力에 의한 電流는 대략 서로 同相等振幅이라고 생각할 수 있다. (b<sub>2</sub>)의 給電 impedance는 이미 文献(1) 및 (2)에서 求해져 있고 (b<sub>1</sub>), (b<sub>3</sub>)의 給電 impedance는 King의 方法에 의하여 가령  $l_1$ 을 절반의 길이로 하는 antenna의 中央給電 impedance의 1/2 배와  $l_2$ 를 절반의 길이로 하는 antenna의 中央給電 impedance의 1/2 배의 합으로 求하여지는데  $\Omega = 2\ell n(\frac{2\ell}{\rho}) \approx 10\Omega$ 에 關해서는 文献(3)참조)이라 한 경우의 (b<sub>2</sub>)의 給電 impedance는  $255 - j429\Omega$ <sup>(1), (2)</sup>, (b<sub>1</sub>), (b<sub>3</sub>)<sup>(1), (2)</sup>의 그것은  $285 - j440\Omega$ 로 계산됨으로 근사적으로 같다고 생각된다. 따라서 이 경우의 同相等振幅의 各起電力에 의한 電流가 近似的으로 同相等大라고 생각됨으로 이들을 合成하여서 얻어지는 全電流는 그림2(c)와 같이 모든 半波長區間에서 同相等大로 나타난다. 이와 같은 放射電流에 의한 pattern은 broadside array로서 적합한 것이며 side lobe level 이 낮아

진다. 즉 그림2(a)와 같은 各 node 點에 대한 給電은 放射에 매우 적합하다 (今後 이와같은 給電을 편의상 A type 給電이라 부르기로 한다).

다음에 그림3과 같은 給電에서는 各給電 impedance가  $135.9 + j50.8 \sim 137 + j44.7\Omega$ <sup>(1), (2)</sup>로 서로 대략 같음으로 同相等振幅의 電壓給電에 대하여 各 同位相等振幅의 電流를 흘리게 된다. 그결과 그림처럼 電源이 偶數個있는 경우에는 全電流가 零이 되나 만약 電源이 半波長間隔으로 奇數個있는 경우에는 單一電源에 의한 交番位相의 電流가 全電流로서 남게되며 side lobe 가 매우 크게 나타나게 된다(今後 이와 이와같은 給電을 편의상 B type 給電이라 부르기로 한다).

위와같이 A type의 給電은 放射에 適合하나 B type의 給電은 放射에 有害하다. 그런데 A

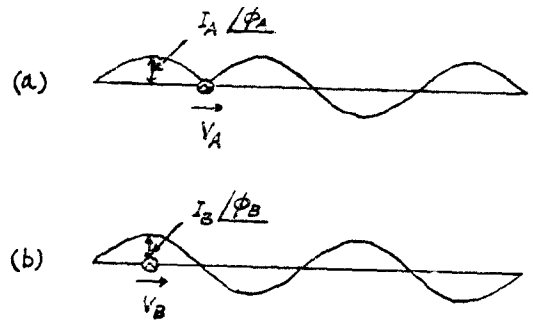


그림 4 給電個所에 의한 電流의 相違

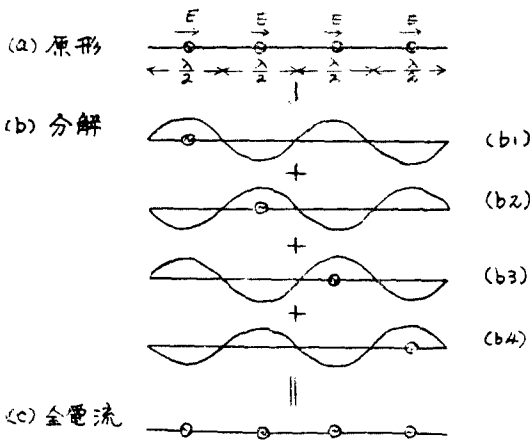


그림 3 Loop點 給電에 의한 電流分布例

type의 給電 impedance는 B type의 그것보다 일반적으로 높고 또 그림4의 (a)에서 보는바와 같이  $I_B/\phi_B$ 에 대응하는  $I_A/\phi_A$ 가 給電點의 電流의 크기와 位相에 같지 않다. King의 計算結果에 의하면 1波長 antenna의 경우의  $I_A$ 의 振幅은 給電點의 電流의 2배 이하이고 位相은  $90^\circ$  늦어진다. 그런데 위의 振幅의 比는 안테나의 길이가 길어질에 따라서 1에 가까워지며 antenna의 全長이  $12\lambda$ 쯤 되면 1以下가 된다. 그러므로 실지로 실현 가능한 全長  $2 \sim 6\lambda$ 의 경우를 생각하면  $I_A$ 의 振幅은 給電點의 電流振幅의 1~2배의 범위 안에 있게 된다. 한편 이경우의 A type 및 B type의 給電 impedance  $Z_A$  및  $Z_B$ 는

$$L=2\lambda \text{ 일 때 } |Z_A| = 482 \sim 540\Omega$$

$|Z_B| = 144 \sim 144.5 (\Omega)$   
 $L = 6\lambda$  일 때  $|Z_A| = 456 \sim 466 (\Omega)$   
 $|Z_B| = 149 \sim 176.5 (\Omega)$

의 크기가 되므로 (1), (2) 두 type의 起電力이 同相等大일 경우 B type 給電에 의한 電流分布의 최대振幅値가 A type 給電에 의한 그것의  $(\frac{1}{144} / \frac{2}{540} =) 1.87 \sim (\frac{1}{149} / \frac{1}{466} =) 3.13$  배가 된다. 故로 A type 給電電壓이 B type의 給電電壓의 20배 이상이라면 위의 電流比는

0.094~0.157배가 되어 B type 起電力에 의한 電流分布를 무시하고 오직 A type 起電力만에 의한 放射를 생각하면 되도록 broadside array로서 사용될 수 있게 된다.

다음에 그림5에서 各起電力이 同位相이며 振幅의 比가 1:2:2:2:1이라 하면 全體의 電流分布는 同圖右端의 그림과 같이 된다(5). 따라서 이와 같은 경우도 broadside array로서 사용될 수 있다.

### 3. 各種 Antenna

從來에 開發된 垂直偏波多段 antenna 에는 그림 6, 8, 10, 11 및 13의 여러가지가 있으나 그 중 그림6의 交番線路 antenna의 給電機構는 다음의 解析에서 알 수 있는 바와 같이 地線上  $\frac{1}{4}\lambda$  地點에서 半波長間격으로 給電된 것과 같다.

解析例:

그림7에서

$$V_r = E \cos \beta l - j W_b I_{0s} \sin \beta l$$

但  $\beta$ 는 位相定數,  $W_b$ 는 그림7(a)의 가는 線과 굵은 線間의 特性 impedance임.

$$l = \frac{\lambda}{2} \text{ 라면 } \beta l = \pi \text{ 임으로}$$

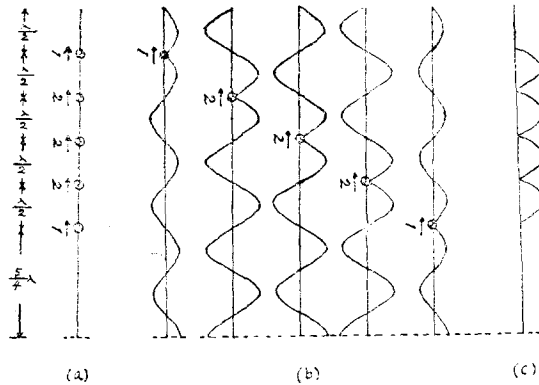


그림 5 地線上  $\frac{1}{4}\lambda$  지점서부터 電壓給電되는 경우

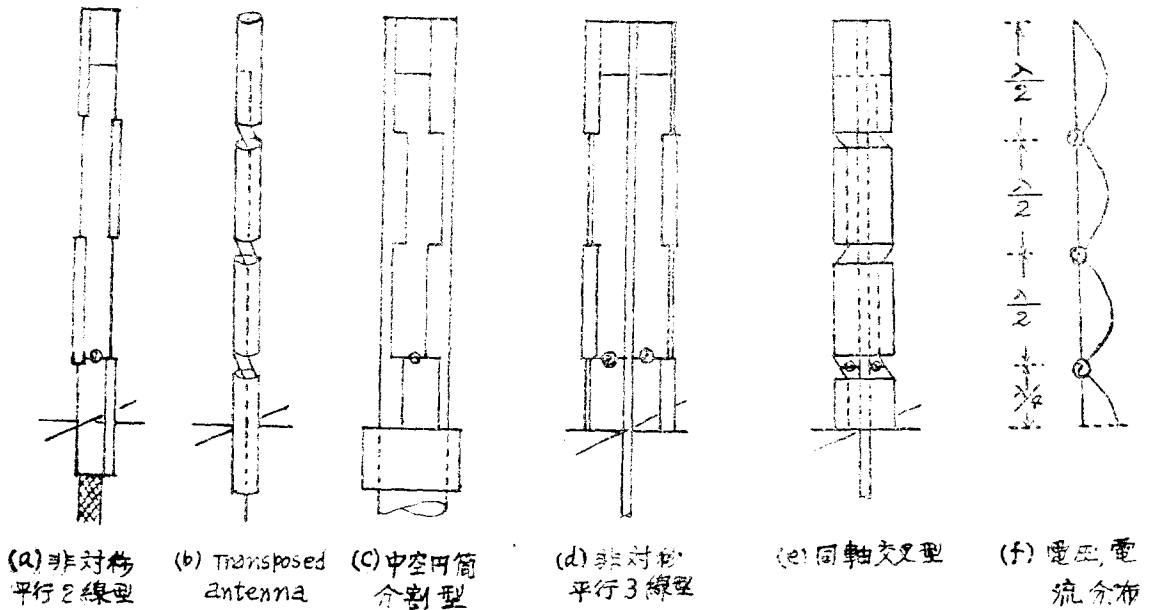
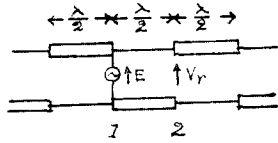
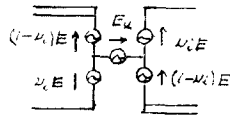


그림 6 交番線路 antenna

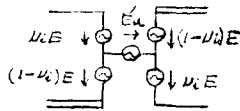
(a) 各不連続  
點의 起電力



(b) 點1에서의  
零相 및 正相  
起電力 分解



(c) 點2에서의  
起電力 分解



(d) 零相 起電力  
에 對한 等價 回路

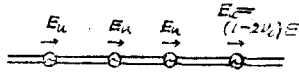


그림 7 非對稱平行二線型 antenna의 等價 回路

$$V_r = -E \quad (1)$$

다음에 그림 7(b)에서

$$-(1-\nu_i)E + E_u + \nu_i E = 0$$

$$\nu_i E + E_u - (1-\nu_i)E = 0$$

$$\therefore E_u = (1-\nu_i)E - \nu_i E = (1-2\nu_i)E \quad (2)$$

但  $\nu_i$ 는 짧은線의 電流分配率<sup>(3)</sup>임

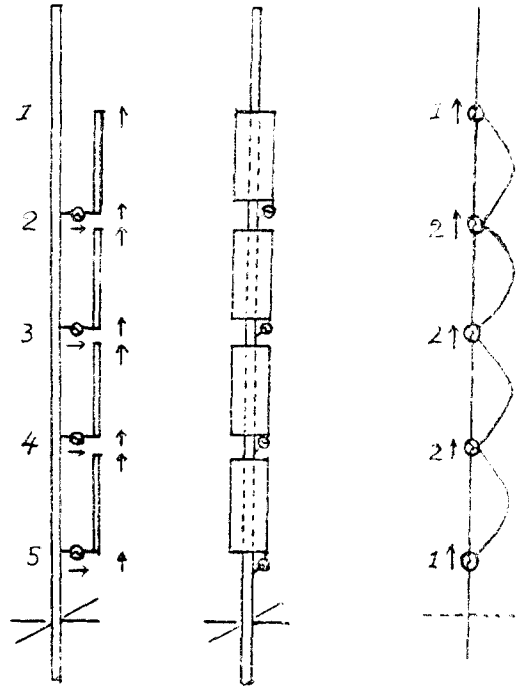
그림 7(c)에서

$$\nu_i E + E'_u - (1-\nu_i)E = 0$$

$$-(1-\nu_i)E + E'_u + \nu_i E = 0$$

$$E'_u = (1-2\nu_i)E = E_u \quad (3)$$

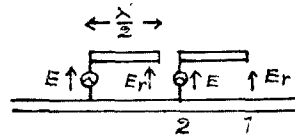
따라서 A type 給電이 되며 그림 6의 (f)와 같은 電流分布가 된다고 생각된다. 그럼으로 일반적으로 放射 pattern이 좋으며 (b)의 transposed antenna, (e)의 支柱付 同軸交叉型은 특히 H面 pattern이 完全한 全方向性에 가깝고 給電이 便利하지만 機械的으로 弱하고 多段 stack에 難點이 있다. (a)의 非對稱平行二線型, (d)의 非對稱平行三線型은 機械的으로 强하고 多段 stack도 容易하지만 水平 pattern쪽은 위의 (b), (e)의 그것보다 약간 나빠진다. (c)의 中空圓筒分割型은 型으로 적어낸 plastic 支柱위에 antenna가 取付되어 있고 水平 pattern 및 機械的强度 등은 좋은 것 같으나 plastic의 短縮率에 의한 給電間隔의 決定에 難點이 있다고 생각된다. 그런데 일반적으로 그림 6과 같은 給電方法으로는 周波數帶域



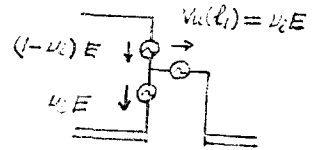
(a)  $\frac{1}{2}\lambda$  分枝線 (b) 同軸外設型 ( $\nu_i = 1$ ) (c) 電壓, 電流 分布

그림 8 兩端開放型의 半波長分枝線 antenna ( $\nu_i$ : 分枝線의 電流 分布)

(a)  $\frac{1}{2}\lambda$  分枝  
線型 ant-  
enna



(b) 點1에서  
의 起電力 分  
解



(c) 點2에서의  
起電力 分解

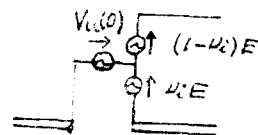


그림 9 兩端開放半波長分枝線 antenna의 等價 回路

이 좁아진다. 그런데 그림8의 兩端開放의 半波長分枝線 antenna 에서는 다음의 解析에서 알 수 있는 바와 같이 點1 및 5에 크기 1의 零相起電力도 點2,3,4에 각각 크기 2의 零相起電力이 나타난다.

그림9의 (a)에서

$$E_r = E \cos \beta x - jW_0 I_0 \sin \beta x$$

$$= E \cos \pi - jW_0 I_0 \pi = -E \quad (4)$$

따라서 그림 9(b)에서

$$\nu_i E - V_u(l_1) = 0$$

$$\therefore V_u(l_1) = \nu_i E \quad (5)$$

그림 9(c)에서

$$(1 - \nu_i)E + V_u(0) + (1 - \nu_i)E = 2E$$

또는

$$-\nu_i E + V_u(0) - \nu_i E = 0$$

$$\therefore V_u(0) = 2\nu_i E \quad (6)$$

따라서 이 antenna는 꼭 그림5의 地線에서  $\lambda$  이상의 부분에 상당하며 그 電流分布는 그림8(c)와 같이 된다.

이의 水平 pattern 은 그의 구조상 全方向性에 가깝고 그의 垂直 pattern (즉 水平指向性)도 appendix의 計算例에서 보는바와 같이 別로 나쁘지 않으나 分枝線 혹은 外皮와 支柱間의 연결부가 기계적으로 약하다.

그림10의 一端開放의 分枝線 antenna 中 (a)의 낮자루型은 끝에서 半波長간격으로 起電力이 나타나므로 A type의 給電이 되고 同圖(b)와 같은 電流分布가 된다. 이 antenna의 入力 impedance는  $l_2$ 가  $1/2 \lambda$ 일 때에는 매우 낮은 값이 되지만  $l_1$  및  $l_2$ 의 길이를 적당히 調節함으로써 임의의 impedance에 整合시킬 수 있는 利點이 있다. 이 antenna는 支柱를 切斷함이 없이 broad-side array에 適合한 電流를 支柱上에 흘릴 수 있으며 구조를 튼튼히 할 수 있는 點과 任意의 特性 impedance의 給電用 同軸線路에 간단히 整合시킬 수<sup>(4)</sup> 있다. 그림 (c), (d), (e)는  $\frac{1}{4} \lambda$  길이의 套管 또는 isolator 로 支柱의 途中 途中을 電

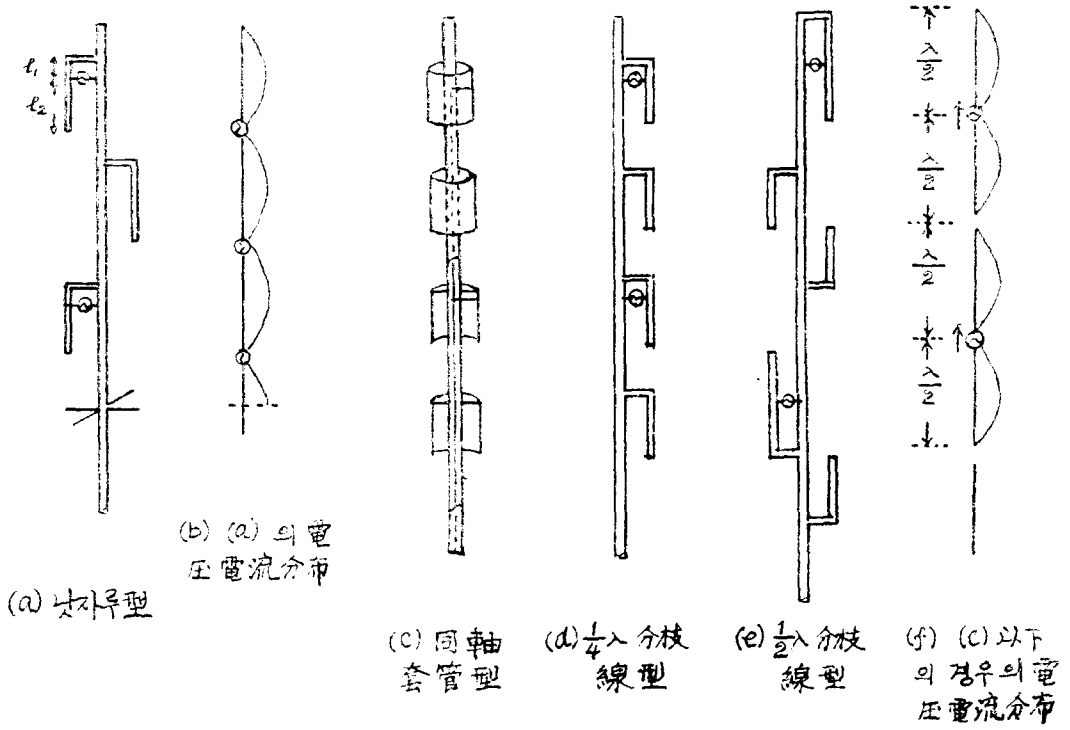
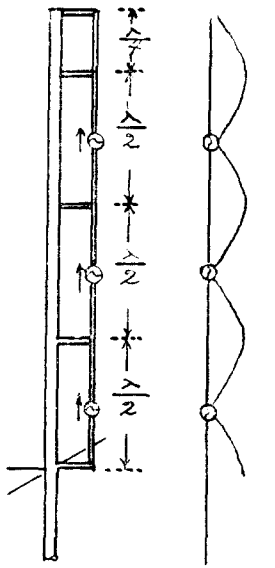


그림10 二端開放의 分枝線 antenna

氣的으로 切斷하고 있음으로 同圖(f)와 같은 電流分布가 된다고 생각된다. 모두 水平pattern은 良好하며 특히 (d)의  $\frac{1}{4}\lambda$  分枝線型 및 (e)의  $1/2\lambda$  分枝線型은 그림 10(a)의 낮자루型과 마찬가지로 給電線과의 impedance 整合이 용이하나 套管이 무겁거나 套管 및 isolator의 周波數차단特性이 急峻한 만큼 使用이 제한된다.

그림 11과 같은 半波長 dipole 固定型도 생각할 수 있는데 이것은 다음과 같은 解析을 통해서 그림 11(b)에 보는바와 같은 A type 給電이 됨을 알 수 있다.



(a) 구조 (b) 電壓電流分布

그림 11 固定半波長 dipole 型

그림 11(a)에 대응하는 그림 12(a)에서

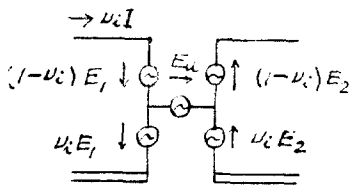


그림 12 固定半波長 dipole antenna의 起電力分解

$$\begin{aligned} (1-\nu_i)E_1 + E_u + (1-\nu_i)E_2 &= E, \\ -\nu_i E_1 + E_u - \nu_i E_2 &= 0 \end{aligned}$$

의 境界조건式을 얻는데 이로부터

$$\begin{aligned} \nu_i(E_1 + E_2) &= E_u \\ E_u + (1-\nu_i)(E_1 + E_2) &= E \\ E_u + \frac{1-\nu_i}{\nu_i}E_u &= E \end{aligned}$$

$$\therefore E_u = \nu_i E$$

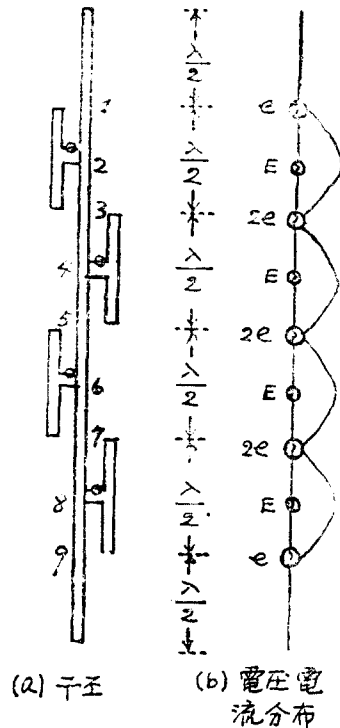
따라서 그림 11(b)와 같은 等價回路를 얻는다. 또 이경우의 給電 impedance는

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{E}{I_{in}} = \frac{E}{\nu_i I} = \frac{1}{\nu_i I} \cdot E_u = \frac{1}{\nu_i} \cdot \frac{E_u}{I} \\ &= \frac{1}{\nu_i^2} 500(\Omega) \end{aligned}$$

결국 이 antenna의 電流分布는 放射에 適合하나 給電 impedance가 높고(約  $\frac{500}{\nu_i^2}(\Omega)$ ) impedance의 整合이 곤란한것으로 생각된다.

그림 13의 Scheldorf 型 antenna는 다음의 解析에 의하여 1~9點에 각각 그림 13(b)와 같이 e, 2e 또는 E의 零相起電力이 나타난다.

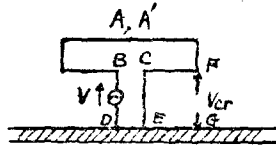
그림 13의 (a)에 대응한 그림 14(a) 및 (b)에서



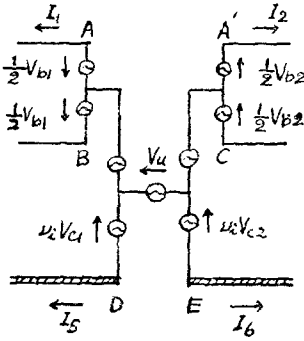
(a) 구조 (b) 電壓電流分布

그림 13 Scheldorf 型 antenna

(a) Folded dipole 素子



(b) 中央部の等価回路



(c) F, G 點의等価回路

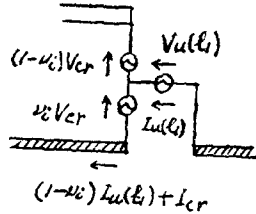


그림 14. Scheldorf 型 antenna의 等價回路

$$AA'; \frac{1}{2}V_{b1} - (1-\nu_i)V_{c1} - V_u + (1-\nu_i)V_{c2} + \frac{1}{2}V_{b2} = 0 \quad (7)$$

$$BC; -\frac{1}{2}V_{b1} - (1-\nu_i)V_{c1} - V_u + (1-\nu_i)V_{c2} - \frac{1}{2}V_{b2} = -V \quad (8)$$

$$BD; \frac{1}{2}V_{b1} + V_{c1} = V \quad (9)$$

$$CE; \frac{1}{2}V_{b2} - V_{c2} = 0 \quad (10)$$

$$DE; \nu_i V_{c1} - V_u - \nu_i V_{c2} = 0 \quad (11)$$

한편

$$\begin{cases} I_1 = -I_{b1} + \frac{1}{2}I_{c1} + \frac{\nu_i}{2}I_u \\ I_2 = I_{b2} + \frac{1}{2}I_{c2} - \frac{\nu_i}{2}I_u \end{cases} \quad (12)$$

의  $I_1$ 과  $-I_2$ 가 같다는 조건에서

$$-I_{b1} + \frac{1}{2}I_{c1} = -I_{b2} - \frac{1}{2}I_{c2} \quad (13)$$

$$\therefore \frac{V_{b2}}{Z_{b2}} + \frac{1}{2}\frac{V_{c1}}{Z_{c1}} = \frac{V_{b1}}{Z_{b1}} - \frac{1}{2}\frac{V_{c2}}{Z_{c2}} \quad (14)$$

위의 여러 여러관계식에서

$$V_{c2} = \frac{1}{2}V_{b2}$$

$$V_{c1} = V - \frac{1}{2}V_{b1}$$

$$V_{b2} = V - V_{b1}$$

$$V_{c2} = \frac{1}{2}(V - V_{b1})$$

$$\frac{V_{b1}}{V} = \frac{\frac{1}{Z_{b2}} + \frac{1}{2Z_{c1}} + \frac{1}{4Z_{c2}}}{\frac{1}{Z_{b1}} + \frac{1}{4Z_{c1}} + \frac{1}{Z_{b2}} + \frac{1}{4Z_{c1}}} = F(z) \quad (15)$$

$$E = V_u(0) = \nu_i(V_{c1} - V_{c2})$$

$$= \nu_i \left\{ V - \frac{1}{2}V_{b1} - \frac{1}{2}V + \frac{1}{2}V_{b1} \right\} = \frac{\nu_i}{2}V \quad (16)$$

$$\begin{cases} V_{c1} = \left\{ 1 - \frac{1}{2}F(z) \right\} V \\ V_{c2} = -\frac{1}{2} \{ 1 - F(z) \} V \end{cases} \quad (17)$$

$$V_{b1} = F(z)V \quad (18)$$

$$V_{b2} = \{ 1 - F(z) \} V \quad (19)$$

특히 dipole antenna의 절반의 길이가  $\frac{1}{4}\lambda$ 이며 dipole antenna가 支持點에 대해서 對稱일 때에는

$$\begin{cases} Z_{b1} = Z_{b2} = Z_b = \infty \\ Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c \end{cases} \quad (21)$$

의 관계에 의하여

$$V_{c1} = V_{c2} = \frac{1}{4}V$$

$$V_{b1} = V_{b2} = \frac{1}{2}V$$

따라서 그림 14(a)의 F, G 點 사이에  $-\frac{1}{4}V$ 의 起電力이 나타나고 이 부분의 放射性(즉 零相) 起電力은 그림 14(c)에서

$$e = V_u(l_1) = \nu_i V_{c1} = \frac{\nu_i}{4} \frac{1 - j2\nu_i^2 W_{cy12} \sin \beta l_1}{\cos \beta l_1 + j\nu_i^2 W_{cy20} \sin \beta l_1} V \quad (22)$$

또한 (16), (22)式에서

$$\frac{e}{E} = \frac{V_u(l_1)}{V_u(0)} = -\frac{1 - j2\nu_i^2 W_{cy12} \sin \beta l_1 + j}{\nu_i^2 W_{cy20} \sin \beta l_1} \quad (23)$$

그런데 (23)式으로 주어지는  $\frac{e}{E}$ 의 값은 대체로  $20/90^\circ$ 가 됨으로 그림 13(a)의 antenna에 대한 等價回路는 同圖 (b)와 같이 나타내질 뿐만 아니라 e에 대해서 E를 무시할 수 있음으로 A type 起電力의 放射만을 생각하면 된다.

결국 이 antenna도 비교적 良好한 放射를 한다고 생각되는데 이 antenna는 B type 給電(E)을 포함하므로 給電 impedance가 높지 않을 뿐만 아니라 機械적으로 튼튼하기 때문에 多段 stack

이 용이하며 高利得을 얻기 쉽다.

그런데 위에서 Scheldorf antenna素子の 구조가 支持點에 대해서 上, 下 對稱이라고 가정하여서 解析을 하였으나 실지구르는 정확히 그와 같지 않기 때문에 위의 理論은 어디까지나 近似的인 것이다.

#### 4. 結 論

위에서 各種垂直偏波多段 antenna에 關해서 論述했으나 A type給電과 B type給電이 섞여있는 形의 解析 및 導體柱의 徑이  $\frac{1}{20}\lambda$  이상으로 커질 때의 檢討는 아직 충분치 않다. 그러나 이로써 垂直偏波多段 antenna의 最近傾向에 대한 大략적인 說明은 行하여졌다고 생각되며 장차 이 方面에 有用한 研究가 많이 行하여지기를 기대한다.

#### 文 獻

- (1) Tables of Admittance of a long linear Antenna, National Research Council of Canada Radio and Electrical Engineering Division, 1966
- (2) Ronold W. P. King. The Theory of Linear Antennas, 1956.
- (3) 朴檀基 導電性支柱에 平行한 半波長 Dipole Antenna의 電流分布 電子工學會誌 4卷2號, 1967年 9月
- (4) 內田, 佐藤, 永井 垂直偏波多段空中線, Antenna 研究專門委員會 資料, 日本電氣通信學會, 1958年 12月
- (5) 內田英成 超短波空中線에 關하여, Antenna 研究專門委員會資料, 日本電氣通信學會, 1958年 10月

#### Appendix

그림 8(a)에서  $1/2\lambda$  分枝線이 6개 있을때의 指向性利

得은 다음과 같이 계산된다.

$$D_{\theta} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \cdot 2\left\{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) + \cos\left(\frac{3\pi}{2}\cos\theta\right) + \cos\left(\frac{5\pi}{2}\cos\theta\right)\right\}$$

$$E_{\theta} = 2 \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot \frac{D_{\theta}}{2} = C \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \left\{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) + \cos\left(\frac{3\pi}{2}\cos\theta\right) + \cos\left(\frac{5\pi}{2}\cos\theta\right)\right\}$$

$$\left|E\left(\frac{\pi}{2}, \varphi\right)\right|^2 = C^2 \cdot 1.5^2$$

$$\therefore G\left(\frac{\pi}{2}, \varphi\right) = \frac{\left|E\left(\frac{\pi}{2}, \varphi\right)\right|^2}{\frac{1}{4\pi} \int |E(\theta, \varphi)|^2 d\Omega}$$

$$= \frac{C^2 \cdot 3^2}{\frac{1}{4\pi} C^2 \int \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin^2\theta} \left\{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) + \cos\left(\frac{3\pi}{2}\cos\theta\right) + \cos\left(\frac{5\pi}{2}\cos\theta\right)\right\}^2 \sin\theta d\theta d\varphi}$$

$$= \frac{18}{\int_0^{\pi} \cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) \left\{\dots\right\} \frac{d\theta}{\sin\theta}}$$

$$= \frac{18}{-\frac{1}{8} C(12\pi) + \frac{1}{2} C(10\pi) - C(8\pi) + \frac{3}{2} C(6\pi) - 2C(4\pi) + \frac{5}{2} C(2\pi)} = 6.3739$$

但  $C(x) = \int_0^x \frac{1-\cos v}{v} dv = \gamma + \ln 2\pi - C_i(x)$  임

$$\therefore [G\left(\frac{\pi}{2}, \varphi\right)]_{AB} = 10 \log_{10} G = 8.044 \text{ dB}$$

따라서 完全半波長 dipole antenna 에 대한 相對利得은 相對利得 =  $8.044 - 2.15 = 5.894 \text{ dB}$