

# TV, FM 放送用 高利得 空中線의 設計 및 試驗結果 [ I ]

## (Design and manufacturing of Super Gain Antenna for TV & FM broadcasting)

鄭 萬 永\* · 金 俊 鎬\*\*

(Chung Man Yung · Kim Joon Ho)

### ABSTRACT

A super gain antenna relating to TV & FM broadcasting for Seoul area is designed and manufactured. It is analyzed with the equivalent circuit, and then manufactured according to the design method. Some practical measurements pertaining to various characteristics of the antenna have been accomplished and shown us good results.

### 1. 序 論

TV 또는 FM 放送用 空中線에 있어서는 되도록이면 電力利得을 높이고 希望하는 指向性을 얻을 수 있게끔 設計하는 것이 가장 重要한 問題이다. 이런 點에서 南山은 서울의 中心에 位置하고 있는 海拔 260m의 自然 鐵塔이라고 보면 그 위에 75m의 人工鐵塔을 設置함으로써 東京 TV 塔(333m)이나 巴里的 埃펠塔(312m)보다도 훨씬 높으며 美國 New York의 Empire State building(440m)의 TV 塔 다음 가는 높이가 되므로 넓은 可視距離內的 서비스區域을 갖게 된다.

이러한 好條件에 있는 南山鐵塔 위에 公報部에서는 5·16 革命後 1961 年末에 電擘의으로 RCA의 TV 放送施設 一切를 導入하여서 12 月 31 日에는 studio 建物만 되어 있는 속에서 立김을 보이면서 放送을 始作했다. 그러나 이때의 施設은 全部 輸入品으로 設置하자 放送業務를 開始하는데 바빻기 때문에 機器의 設計나 製作面에 關해서는 別다른 技術資料도 얻지 못했다. 그 後 여기에 從事했던 技術者 몇 사람들이 中心이 되어서 民間放送으로서 東洋 TV가 發足되었으나 外貨事情에 依하여 外國機器導入은 到底히 不可能하게 되어서 任務狀態에 빠

졌던 것을 1964 年에 이르러 筆者들도 이 計劃을 國產品으로서 實行코져 積極的으로 이 方面의 技術을 總集結시켜서 年內로 國內 技術者들의 손으로서 TV 放送을 開始할 수 있게끔 가진 努力을 다 하게 되었다.

그 가운데서도 筆者들은 空中線 및 饋電線系統의 全部를 分擔하고 이를 設計 및 製作試驗까지 하여야 되게 되었다. 그러나 이 部門에 關해서 公報部의 것은 全部 既成品을 導入해서 設置 및 試驗에 있어서도 RCA 技術者가 測定器具를 持參하여서 끝내오는 그대로 가 버렸기 때문에 構造의인 外面 寸法 以外에는 아무런 技術資料를 얻지못하였다. 여기에서 그 空中線은 Super Turnstile Antenna 이기 때문에 鐵塔頂上에 14m의 mast 를 올려 거기에서 6 段의 上記 空中線 element 를 全長에 걸쳐 設置하였었다. 따라서 第 2, 3 的 TV 放送用 空中線으로서는 이와같은 型의 것은 쓸 수가 없어서 三角鐵塔面 自體를 利用하지 않을 수 없게 되었다.

이와같이 鐵塔面 自體를 利用하려면 Super Gain(高利得) Antenna element 를 三角鐵塔面에 固定하는 것이 가장 適合하게 되었다. 거기에서 利得을 올려서 實効輻射電力을 上昇시키기 위하여 처음에는 10 段의 高利得 空中線群을 生똥했으나 公報部에서는 다음 第三의 TV 放送空中線도 그 밑에 設置할 수 있게끔 하는 條件下에서만 鐵塔使用을 許可한다고 하기 때문에 8 段으로 落着되었다. 따라서 나머지 鐵塔面을 使用하면 다음 第三 TV 空中線으로서 8 段 더 設置할 수 있기 때문에 高利得 空中線의 設計 및 試驗資料는 韓國에서 國產化하는 데 있어서 처음이며 必要 不可欠의 것이 되었다.

여기서 筆者들은 國內 生産化할 수 있는 條件下에 가장 簡便한 高利得 空中線을 研究한 結果 서울地方 것은 水平偏波의 圓筒型 半波長 空中線에 trap 回路와 容量板만 附加한 것으로서 日製에 比해서 dipole element 길이 의 伸縮用 可變部分을 省略했으며 taper 部分을 하나도 使用하지 않아도 된다는 理論的인 根據를 確立했기 때

\* \*\*原子力研究所 電子工學研究室 · 正會員

Electronics Division

Atomic Energy Research Institute

문에 여기에 따라 設計된 것을 實測할 수 있는 測定裝置를 갖추어서 基本的인 測定值를 얻은後 8段으로 積立한 것을 實用해 본 結果 豫測한 대로 使用周波數帶에서 좋은 成果를 얻었다. 方便 指向性에 있어서도 理論的으로 計算해본 結果 各面의 空中線間 反射板距離도 될 수록 짧은 것이 指向性의 一様化를 期할 수 있다는 것을 알 수 있었다.

釜山地方用으로서는 地形의 特殊性에 비추어 Cardioid 型의 指向性이 必要하고 甚한 風速에도 견딜 수 있게 하기 위하여 亦是 鐵塔面에 高利得 空中線을 固定시키게 하고 垂直偏波로 하였기 때문에 一面에  $\lambda/4$  間隔으로 두 개씩 並列化된 것을 試驗해 본 結果 여기서도 所期의 좋은 成果를 얻었다. 이 點에 關해서는 다음 [ ] 報에서 詳述하기로 하고 第 1 報로서는 위성 서울用 空中線의 設計 및 試驗結果에 關해서만 記述하기로 하겠다.

2. 本 論

가. 서울地方 TV 放送用 高利得 空中線의 選定 및 構成

서울地方에서는 이미 公報部에서 南山 八角亭 밑의 75 m 三角鐵塔을 利用하여서 그 頂上에 mast 를 올려 6段의 RCA 製 Super Turn Style Antenna 로 TV 放送을 開始하고 있었다. 여기에다 第二, 三의 TV 放送까지를 할 수 있게끔 하려면 自然히 三角鐵塔面을 그대로 利用하는 Super Gain Antenna System 으로 高利得을 取할 수 있게끔 多段으로 하여서 survice area 는 北側이 山岳地帶로 막혀 있는데다가 큰 都市는 없는데 比하여 西側이 永登浦, 富平, 仁川을 거쳐 西海에 이르기까지 工業地帶가 繼續하고 南側도 山岳地帶이나 南漢山城을 넘으면 繼續 水原, 烏山 等의 都市가 있기 때문에 南쪽을 強調한 “하트” 形의 指向性이 必要하였다.

이와 같은 要請에 따라서 그림 1의 New York 市 Empire State Building 屋上의 鐵塔\*1과 같이 Super Gain Antenna 를 設置하는데 있어서 서울地方도 그림 2와 같이 鐵塔 下段部에는 Microwave 또는 移動電話用 空中線群이 있기 때문에 三角鐵塔 上段部에서 中間部에 이르기까지에 TV 空中線 二系統을 더 收容할 수 있게 하기 위하여 三面八

段의 Super Gain Antenna 가 東洋 TV 用으로 割當받게 되었다. 그러나 Super Gain Antenna 가 Super Turn-Style Antenna 에 比하여 設置場所 目的에 따라서 希望하는 指向性을 任意로 얻을 수 있는 利點이 있는 反面에 element 의 構造自體가 너무나 單純한 dipole 이기 때문에 廣帶域性에 있어서 그 本質的인 欠陷을 갖고 있었다. 이것을 補償하기 위하여 그림 3과 같이 Tapered Antenna 가 널리 使用되어 왔었다. 여기에다 NHK 에서는 dipole element 의 길이 自體로 伸縮할 수 있게끔 그림 4와 같은 것을 使用해 왔다. 이러한 것들은 그 構造에 있어서 多少 複雜한 要素들을 많이 包含하고 있기 때문에 製作面에 있어서도 簡便한 cylindrical dipole 에다 trap 回路만 그림 5와 같이 反射板에 垂直方向에서 溶接으로 固定시켜 使用한다. 이것은 TV channel 內에 있어서 audio 用 FM 과 함께 6mc 帶幅만 있으면 되기 때문에 調整에 있어서도 可變 要素가 적은 本形을 擇하기로 하였다.

한편 綜合指向性에 있어

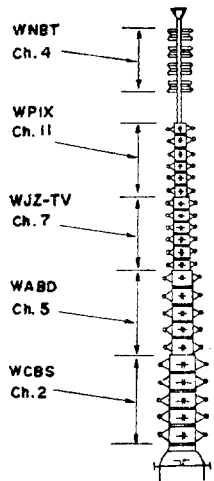


그림 1. New York Empire State building 의 TV tower

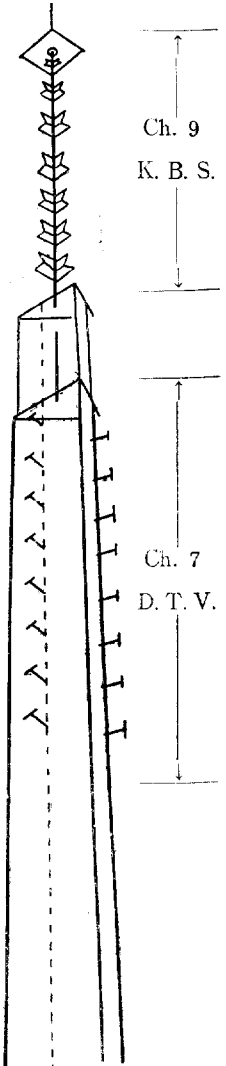


그림 2. 서울地方 TV 放送用 鐵塔 (Fig. 2 K.B.S TV transmitting antenna on the Namsang tower)

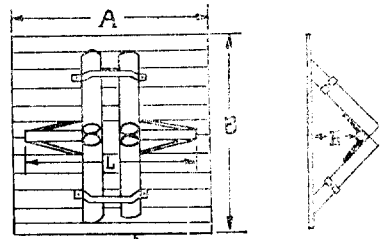


그림 3. NBC 型 Tapered antenna (Fig. 3 Tapered antenna of NBC type)

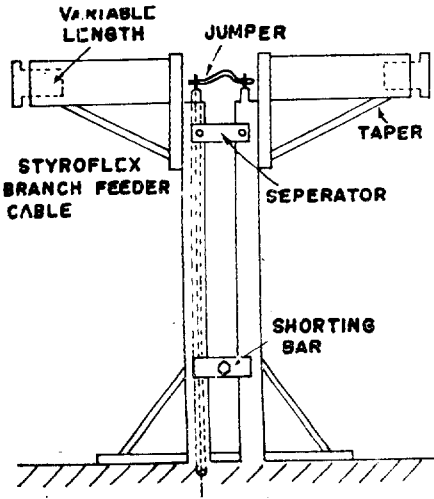


그림 4. NHK 型 可變테—과 空中線 element  
(Fig. 4 Tapered antenna with variable element length of NHK type)

서는 南側을 強調하기 爲해 全饋電力의 半을 南側 8段 空中線으로 輻射하게끔 하고 나머지 1/4 式을 東北 및 西北側의 各各 8 段式으로 된 空中線으로 그림 6 과 같이 饋電하여서 南側 空中線群을 基準으로 하여 各各 90° 씩 逆相시킨 것을 東北, 西北面 空中線群에 饋電함으로써 回轉電界를 構成하여 所要의 指向性을 얻게 하였다. 製作面에 있어서는 鐵材를 熔接하여서 所要의 空中線 形態를 만들어 亞鉛을 두껍게 塗金하므로써 空氣中에서는 表面에 酸化膜을 形成하게 하여 녹이 안나게 하였다.

나. 高利得 空中線의 等價回路

여기서 設計하려는 高利得 空中線의 한 element 는 그

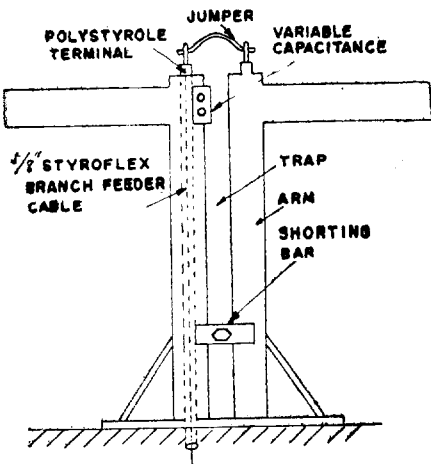


그림 5. DTV 型 簡易圓筒 空中線 element  
(Fig. 5 The most simple cylindrical antenna element of DTV type)

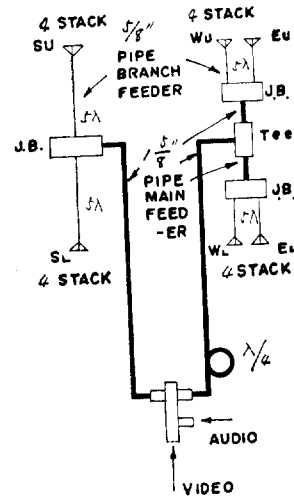


그림 6. 各面 空中線 饋電系統  
(Fig. 6 Antenna feeding system)

림 5 와 같은 圓筒型 半波長 空中線을 0.3λ 떨어진 反射板에 平行二線式 arm 로 固定시키고 그 arm 間에 半固定型可動 shorting bar 를 넣어서 trap 을 만들었고, trap 回路 送端 兩側에 容量板을 半固定形으로 붙였다. 本 空中線과 饋電用 同軸 cable 의 連結은 그림 5 에서 볼 수 있는 바와 같이 不平衡으로 한쪽 arm 를 거쳐 半波長 dipole 의 한쪽 element 에 饋電된 것이 거기서 中心 導體만 Jumper 를 통해서 남은 半波長 dipole 의 element 에 trap 回路와 並列로 連結되어서 처음 饋電點까지는 半波長の 變換回路를 거치게 되므로 饋電用同軸 cable 의 饋電端에서는 反對位相의 往復電流가 內外導體를 各各 反對方向으로 흐르게 되어서 半波長の 圓筒空中線에 對해서 平衡變換된다. 이때 饋電用 同軸分岐 cable 의 出力端子에서 본 空中線 element 의 等價回路는 그림 7 과 같다.

同圖에서 空中線과 分岐 Capel 中心導體를 連結하는 Jumper 線의 impedance  $Z_L$  는 饋電點 impedance 에 直列로 들어가고 分岐端子의 容量  $Z_C$  는 並列로 들어간다. 따라서 이 分岐 cable 出力端子에서 본 impedance  $Z_0$  는 다음과 같다.

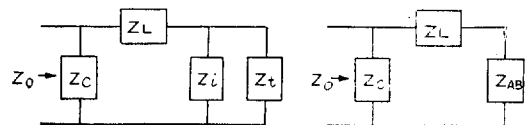


그림 7. 高利得空中線의 等價回路  
(Fig. 7 Equivalent circuit of super gain antenna)

$$Z_c = \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_t}} + \frac{1}{Z_c}} \quad (1)$$

여기에  $Z_t$ : 反射板의 影響을 考慮한 空中線의 給電點 impedance\*(6)

$Z_t$ : Trap 回路의 送端 impedance

$Z_i$ : Jumper 導線의 reactance

$Z_c$ : 分岐 cable 端子의 reactance

그리고

$$Z_{AB} = \frac{1}{\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_t}} \quad (2)$$

라고 하면 (1)式은

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1}{Z_{AB} + Z_i} + \frac{1}{Z_c}} \quad (3)$$

(1), (2)式을 보면  $Z_i$ 가 固定되어도  $Z_t$ 를 變化시켜  $Z_{AB}$ 를 任意대로 바꿀 수 있고 分岐 cable 端子構造가 確定되어  $Z_c$ 가 定해져도  $Z_t$ 를 쉽게 바꿀 수 있기 때문에  $Z_o$ 는  $Z_t$ 와  $Z_i$ 을 調整해서 우리가 願하는 impedance를 얻을 수 있다. 그러므로 高利得 空中線을 製作 設置할 때 製作後  $Z_t$ 와  $Z_i$ 의 調整은 大端히 重要하다.

그러면  $Z_o$ ,  $Z_{AB}$ ,  $Z_t$ 를 設計可能한 變數로 變換해 본다.

$$\left. \begin{aligned} \text{지금 } Z_{AB} &= R_{AB} + jX_{AB} \\ Z_t &= j\omega L_o \\ Z_c &= \frac{1}{j\omega C_o} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

라고 놓고 (4)式을 (3)式에 代入하면

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1}{R_{AB} + jX_{AB} + j\omega L_o} + j\omega C_o} = \frac{L_o}{C_o R_{AB}} \times \frac{\left\{ \frac{R_{AB}}{j\omega L_o} + j\frac{\omega}{R_{AB}} + j\frac{X_{AB}}{\omega L_o} \right\}}{\frac{1}{\omega C_o R_{AB}} - \frac{\omega L_o}{R_{AB}} \left( \frac{\omega}{\omega} \right) - \frac{X_{AB}}{R_{AB}} \left( \frac{\omega}{\omega} \right) + j\frac{\omega}{\omega}} \quad (5)$$

여기에 다시

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\omega C_o R_{AB}} &= \frac{\omega L_o}{R_{AB}} = Q \\ \frac{\omega}{\omega} &= x \\ \frac{X_{AB}}{R_{AB}} &= y \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

라고 놓고 (5)式을 變形하면 다음 式을 얻는다.

$$Z_o = \frac{L_o \left\{ \frac{1}{Q} \times jx + j\frac{X_{AB}}{\omega L_o} \right\}}{C_o R_{AB} [Q - Qx^2 - xy + jx]} = \frac{L_o [Q + j\{(Qx+y)(Q - Qx^2 - xy) - x\}]}{Q C_o R_{AB} [(Q - Qx^2 - xy)^2 + x^2]} \quad (7)$$

(7)式에서 reactance 分을 零으로 하는 條件式을 求

할 수 있다.

$$\text{即 } (Qx+y)(Q - Qx^2 - xy) - x = 0$$

$$\therefore Q - Qx^2 - xy = \frac{x}{Qx+y} \quad (8)$$

(8)式이 滿足될 때  $Z_o$ 는 純抵抗分이 된다.

$$Z_o = \frac{L_o}{C_o R_{AB}} \times \frac{1}{\left( \frac{x}{Qx+y} \right)^2 + x^2} = \frac{Q^2 R_{AB}}{x^2} \cdot \frac{1}{\left( \frac{1}{Qx+y} \right)^2 + 1} \quad (9)$$

또 (8)式에서  $Q$ 를 求하면

$$Q = \frac{y(2x^2-1) \pm \sqrt{y^2(2x^2-1)^2 + 4x^2(y^2+1)(1-x^2)}}{2x(1-x^2)} \quad (10)$$

上式을 檢討하면  $1 \geq y$ 인 範圍에서  $Q$ 가 恒常 正이 되려면  $x$ 는

$$1 > x > 0 \quad (11)$$

라야 한다. 根號는 正을 取한다.

(10)式에서  $x=1$ 이면  $Q$ 는 無限大가 되고 그림 7에서  $Z_t$ 의 inductance  $L_o$ 의 分岐 cable 端子의  $C_o$ 와는 並列共振回路가 構成되므로 나쁘다. 그러므로 高利得 空中線을 設計할 때 (11)式을 滿足시키는  $x$ 의 值를 取해야 한다. 理想的인 値는 零이지만 實際로  $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ 을 취하게 된다.

다음에  $Z_t$ 는

$$Z_t = j\frac{W}{2} \tan ml_t = jW_o \tan ml_t \quad (12)$$

$$\text{但 } W = 277 \log 10 \frac{2D_t}{d_t} \quad (12)$$

$$m: \frac{2\pi}{\lambda}$$

$D_t$ : Trap 回路의 中心距離

$d_t$ : Trap을 形成하는 導體의 直徑

$l_t$ : Trap 回路의 길이

$Z_{AB}$ 는 (2)式에서 부터

$$Z_{AB} = \frac{1}{\frac{1}{Z_t} + \frac{1}{Z_i}} = \frac{1}{j\omega L_o \tan ml_t + \frac{1}{R_i + jX_i}} = \frac{R_i W_o^2 \tan^2 ml_t + jW_o \tan ml_t (R_i^2 + X_i^2 + X_i W_o \tan ml_t)}{R_i^2 + (X_i + W_o \tan ml_t)^2} \quad (13)$$

(13)式에서

$$y = \frac{X_{AB}}{R_{AB}} = \frac{R_i^2 + X_i^2 + X_i W_o \tan ml_t}{R_i W_o \tan ml_t} \quad (14)$$

$y$ 가  $1 \geq y$ 인 範圍가 必要한 理由는 (14)式에서  $y$ 가 1보다 커지면  $X_{AB}$ 가  $R_{AB}$ 보다 커져서 輻射抵抗보다 無効成分이 커지기 때문이다. 實際 設計할 때는

$$+0.6 > y > -0.6 \quad (14)'$$

인 值를 取한다.

(14)式에서  $\tan ml_t$ 를 求하면

$$\tan ml = \frac{R_i^2 + X_i^2}{(R_i y - X_i) W_o} \quad (15)$$

$$\therefore l = \frac{1}{m} \tan^{-1} \left[ \frac{R_i^2 + X_i^2}{(R_i y - X_i) W_o} \right] \quad (16)$$

또한 (13)식에 (15)식을代入해서

$$Z_{AB} = \frac{X_i^2 + R_i^2}{R_i(1-y^2)} + j \frac{y(X_i^2 + R_i^2)}{R_i(1+y^2)} = R_{AB} + jX_{AB} \quad (13)'$$

다. 設計法

分岐 cable의 特性 impedance를  $Z_o$ , cable 端子の 容量을  $C_o$ 라고 하고 給電點에서 空中線을 본 impedance  $Z_o$ 가 純抵抗이 될 條件式은 (8)式으로 주어지고, 그때의  $Z_o$ 는 (9)式으로 決定된다. (9)式에서  $R_{AB}$ 를 求하면

$$R_{AB} = \frac{Z_o x^2}{Q^2} \left[ \left( \frac{1}{Qx+y} \right)^2 + 1 \right] \quad (17)$$

또 (9)式을 變形시켜서

$$\frac{Z_o}{R_{AB} Q} = \frac{Q}{x^2} \cdot \frac{1}{\left( \frac{1}{Qx+y} \right)^2 + 1} \quad (18)$$

(18)式에 (6)式을 代入해서

$$\frac{Z_o}{R_{AB} Q} = Z_o \omega C_o = Z_o C_o \frac{\omega}{x} = \frac{Q}{x^2} \cdot \frac{1}{\left( \frac{1}{Qx+y} \right)^2 + 1} \quad (19)$$

$$\left. \begin{aligned} \therefore C_o \omega &= \frac{Q}{x Z_o} \cdot \frac{1}{\left( \frac{1}{Qx+y} \right)^2 + 1} \\ \text{또는 } C_o f &= \frac{Q}{2\pi x Z_o} \cdot \frac{1}{\left( \frac{1}{Qx+y} \right)^2 + 1} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$Z_o$ 가 純抵抗일 때  $Q$ 值는 (10)式에서 求할 수가 있다. 表 1은  $y$ 를 parameter로 하였을 때의  $x$ 에 對한  $Q$ 值를 計算한 것이고 이것을 graph로 圖示한 것이 그림 8

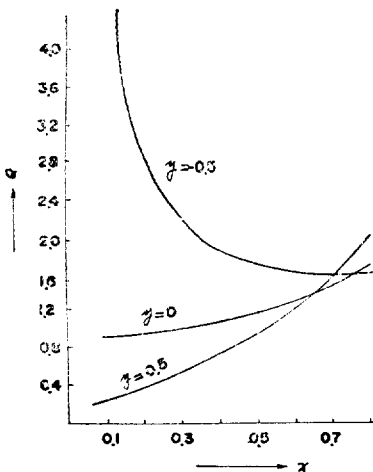


그림 8.  $x$ 에 對한  $Q$ 值  
(Fig. 8  $Q$  value as a function of  $x$ )

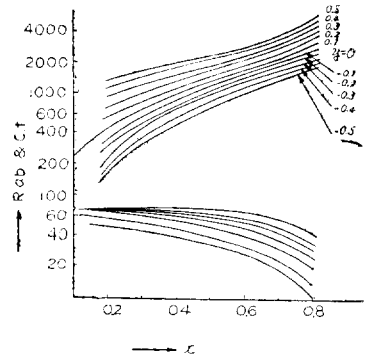


그림 9.  $x$ 에 對한  $Co_f$  및  $R_{AB}$   
(Fig. 9  $R_{AB}$  &  $Co_f$  value as a function of  $x$  with parameter of  $y$ )

이다.

表 1.  $Q$ 值

$y \backslash x$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
0.5	0.23	0.45	0.64	0.73	1	1.26	1.57	2.11
0	1	1.02	1.05	1.09	1.15	1.25	1.4	1.67
-0.5	5.18	2.85	2.14	1.89	1.67	1.65	1.67	1.63

그림 9는  $y$ 를 parameter로 하였을 때의  $x$ 에 對한  $Co_f$  및  $R_{AB}$ 值이다.

Trap의 길이는 (16)式에서 求할 수 있고 空中線과 分岐 cable의 中心導體를 連結하는 Jumper 導線의 inductance는 (6)式에서

$$L_o = \frac{R_{AB} \cdot Q}{w_o} = \frac{x \cdot R_{AB} Q}{w} \quad (21)$$

로 求하면 된다.

以上에서 誘導한 諸式과 圖表를 利用한다면 分岐 cable과 空中線이 完全히 整合되고 cable에서 본 impedance가 純抵抗이 되게 設計할 수가 있다.

여기서 所望의 高利得空中線의 element를 다음과 같은 條件 및 要領에 따라 設計하기로 한다.

(1) 設計條件

- (가) 分岐 cable 特性 impedance  $Z_o=72 \Omega$
- (나) 分岐 cable의 端子容量  $C_o=5pF$
- (다) 使用周波數는 174 MC~180 MC  
(TV channel 7)
- (라) 分岐 cable內의 V.S.W.R는 1.1 以下

(2) 設計要領

- (가) 그림 9에서  $Co_f$ 에 해당되는  $R_{AB}$ ,  $x$  및  $y$ 를 求한다.
- (나) (13)'式을 變形해서  $\frac{R_i^2 + X_i^2}{R_i}$ 를 求한다.

(다) 그림 10에서  $\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$ 에 대한  $L/\lambda, H$ 를 구한다.

(라) Trap 회로의  $l_t$ 를 구한다.

(마) Jumper의 길이  $l$ 과 導體板을 사용할 때 幅  $b$ 를 구한다.

(바) 以上の 要領으로 設計한 空中線의 周波數 特性이 適當한가 檢討하고 電壓定在波比가 許容値 以內에 들어 있는가를 檢討한다.

라. 名部의 設計値

(가) TV channel 7(174~180 MC)의 中心周波數  $f_o$ 는 audio carrier와 picture carrier의 幾何平均으로 定했다.

即  $f_o=177.5$  MC

$C_o(\text{pF}) \times f_o(\text{MC})=5(\text{pF}) \times 177.5(\text{MC})=887.5$

그림 9에서  $R_{AB}$ ,  $x$  및  $y$ 를 求하면 表 2와 같다.

表 2.

$y$	$x$	$R_{AB}$
-0.3	0.49	63
-0.4	0.53	63
-0.5	0.56	63

(나) (13)'式을 變形해서  $\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$ 를 求한다.

$\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}=(1+y^2)R_{AB}$ 에서  $y, R_{AB}$ 를 알고 있으면

따라서  $\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$ 를 求해서 表 3에 整理하였다.

表 3.

$y$	$x$	$R_{AB}$	$1+y^2$	$\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$
-0.3	0.49	63	1.09	70.1
-0.4	0.53	63	1.16	75.5
-0.5	0.56	63	1.25	81.5

(다) 그림 10에서 空中線自體만의 饋電點 impedance가 純抵抗이 될 때의  $L/\lambda$ 와  $H$ 를 求해서 表 4를 만들었다.

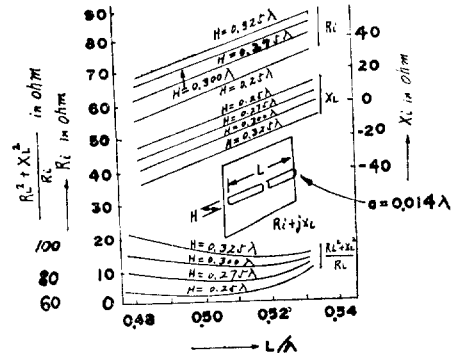


그림 10.  $L/\lambda$ 에 대한  $R_i, X_i$ , 및  $\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$   
(Fig. 10  $R_i, X_i$ , &  $\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$  value as a function of  $L/\lambda$  with parameter)

表 4.

$H$	$L/\lambda$	$\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$
0.25 $\lambda$	0.513	65.5
0.275 $\lambda$	0.521	75.0
0.3 $\lambda$	0.53	82.0

表 3과 表 4에서  $\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$ 가 同一한 것을 選擇해서 表 5를 만들었다.

表 5.

$y$	$R_{AB}$	$x$	$1+y^2$	$H$	$L/\lambda$	$\frac{R_i^2+X_i^2}{R_i}$
-0.4	63	0.53	1.16	0.275 $\lambda$	0.52	75.0
-0.5	63	0.56	1.25	0.3 $\lambda$	0.53	82.0

(라) Trap 회로의  $l_t$ 를 求한다. Trap 회로가 圓筒이 아니므로 等價의 圓筒이라고 하고 (12)式에서  $W$ 를 求한다.

$W=277 \log 10 \frac{2 \times 10}{5} = 167 \Omega$

但  $D_t=10$  cm

$d_t=5$  cm

$\therefore W_o = \frac{W}{2} = 83(\Omega)$

따라서 表 5와 (16)式을 利用해서  $l_t$ 를 求하여 整理한 것이 表 6이다.

表 6.

Antenna	$y$	$R_{AB}$	$x$	$1+y^2$	$H$	$L/\lambda$	$R_i$	$X_i$	$\frac{R_i^2+X_i^2}{(R_i X_i)w_o}$	$l_t$	$l_t+0.98$
A	-0.4	63	0.53	1.16	0.275 $\lambda$	0.52	75	0	-2.26	0.45 $\lambda$	0.44 $\lambda$
B	-0.5	63	0.56	1.25	0.3 $\lambda$	0.53	82	0	-1.97	0.42 $\lambda$	0.41 $\lambda$

에서 (a)와 같은 얇은 導體板은 (b)와 같이 置換할 수 있다. 置換係數는  $r_o=0.25b$  이다. 이 때 棒狀導體의 inductance  $L_o$ 는 回路網理論에 依해서

$$L_o = 2l_1 \left\{ \log e \frac{2l_1}{r_o} - 1 \right\} \times 10^{-9} \text{ henry} \quad (22)$$

한편 (21)式에서  $L_o$ 는

$$L_{oA} = \frac{xQR_{AB}}{w} = \frac{0.53 \times 1.56 \times 63}{2\pi \times 177.5 \times 10^6} = 48.5 \times 10^{-9} \text{ henry}$$

$$L_{oB} = \frac{0.56 \times 1.55 \times 63}{2\pi \times 177.5 \times 10^6} = 51 \times 10^{-9} \text{ henry}$$

(22)式에 이 數値를 代入하고  $l_1$ 을 8 cm 로 하면

$$48.5 \times 10^{-9} = 2l_1 \left\{ \log e \frac{2l_1}{r_o} - 1 \right\} \times 10^{-9}$$

$$2.85 = \log e \frac{16}{r_o} - 1$$

$$\therefore \log e \frac{16}{r_o} = 3.85 \quad e^{3.85} = \frac{16}{r_o} = 47$$

$$\therefore R_{oA} = 0.34 \text{ cm}$$

$$\text{그러므로 } b_A = \frac{0.34}{0.25} = 1.36 \text{ cm}$$

同一한 方法으로  $b_B$ 를 求하면

$$b_B = 0.985 \text{ cm}$$

이로써 設計는 全部 끝났다. 이것을 表로 整理하면 表

(라) Jumper의 길이  $l_1$ 과 幅  $b$ 를 求한다. 그림 11 7이 된다.

그림 11 平板과 棒의 變換

(Fig. 11 Jumper sheet transformed to a small cylindrical bar to evaluate  $l_1$ )

表 6에서  $l_1$ 는 trap 回路의 短縮率 98%를 考慮하여  $l_1$ 는  $0.44\lambda$ ,  $0.41\lambda$ 를 얻었다. 表 6이 高利得空中線의 設計値가 된다. 지금 表 6에  $H$ 와  $l_1$ 를 比較해 보면  $l_1$ 가 더 길지만 이것을 短縮시켜 주기 위해서 trap 回路 送端兩側에 半固定型 容量板을 달았다.

表 7.

Antenna	$H$	$L/\lambda$	$x$	$y$	$R_{AB}$	$R_i$	$X_i$	$l_i$	$l_1$	$b$
A	$0.275\lambda$	0.52	0.53	-0.4	63	75	0	$0.44\lambda$	8 cm	1.36 cm
B	$0.3\lambda$	0.53	0.56	-0.5	63	82	0	$0.41\lambda$	8 cm	0.985 cm

(마) 以上과 같이 設計한 空中線 A,B에 對하여 周波數特性과 電壓定在波比가 許容値內에 있는가를 檢討한다.

우선 (6)式에서 周波數上限과 下限에서의  $x$  値를 求한다.

$$x_{180} = \frac{w}{w_o} = \frac{f_{177.5} + 2.5}{f_o} = x_{177.5} \left( 1 + \frac{2.5}{f_{177.5}} \right) = 0.53 \left( 1 + \frac{2.5}{177.5} \right) = 0.53 \times 1.0143 = 0.532$$

$$x_{174} = \frac{w}{w_o} = \frac{f_{174.5} - 3.5}{f_o} = x_{177.5} \left( 1 - \frac{3.5}{f_{177.5}} \right) = 0.53 \times \left( 1 - \frac{3.5}{177.5} \right) = 0.52$$

지금 計算한 것은 空中線 A에 對한 것이므로 空中線 B에 關한 것도 求한다. 그리고  $x$ 에 對한  $y$  値,  $R_{AB}$  値 및  $Q$  値 等을 그림 8, 그림 9, 그림 10에서 各各 求한다. 또한 (7)式을 變形해서 다음 式을 얻는다.

表 8.

Antenna	Frequency	$x$	$y$	$R_{AB}$	$\frac{Z_o}{R_{AB}}$	$Z_o$
A	174 MC	0.52	-0.42	63	$1.24 + j0.05$	$78 + j3.15$
	177.5	0.53	-0.4	63	1.16	73
	180	0.532	-0.32	59	$1.14 + j0.02$	$67 + j1.18$
B	174	0.55	-0.51	63	$1.14 + j0.02$	$72 + j1.26$
	177.5	0.56	-0.5	63	1.14	72
	180	0.562	-0.51	64	$1.14 + j0.01$	$73 + j0.64$

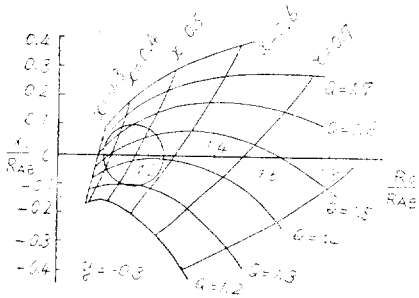


그림 12.  $\frac{R_0}{R_{AB}}$  에 대한  $\frac{X_0}{R_{AB}}$  곡선

(Fig. 12  $\frac{X_0}{R_{AB}}$  curve as a function of  $\frac{R_0}{R_{AB}}$  with y parameter fixed on  $-0.3$ )

$$Z_0 = \frac{R_{AB} Q [Q + j \{ (Qx + y)(Q - Qx^2 - xy) - x \}]}{[(Q - Qx^2 - xy)^2 + x^2]} = R_0 + jx_0 \quad (23)$$

上式에서 Q, x 및 y를 parameter로 해서  $\frac{R_0}{R_{AB}}$  를 x軸,  $\frac{X_0}{R_{AB}}$  를 y軸으로 해서 graph로 그린 것이 그림 12, 그림 13, 그림 14 등이다. 지금 이 graph들과 위

表 9.

Antenna	Frequency	x	Z <sub>0</sub>	VSWR
A	174 MC	0.52	78-j 3.15	1.09
	177.5	0.53	73	1.01
	180	0.532	67+j 1.18	1.07
B	174	0.56	72-j 1.26	1.01
	177.5	0.56	72	1
	180	0.562	73-j 0.64	1.02

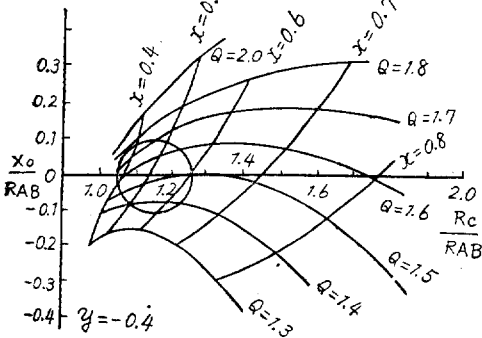


그림 13. 그림 12와 동일

(Fig. 13  $\frac{X_0}{R_{AB}}$  curve as a function of  $\frac{R_0}{R_{AB}}$  with y parameter fixed on  $-0.4$ )

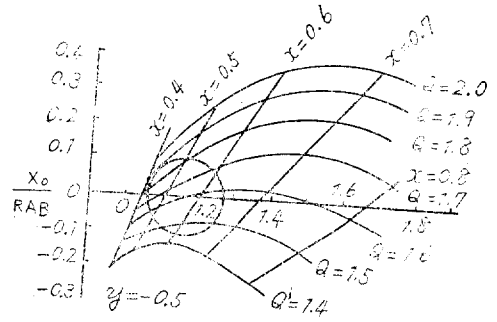


그림 14. 그림 12와 동일

(Fig. 14  $\frac{X_0}{R_{AB}}$  curve as a function of  $\frac{R_0}{R_{AB}}$  y parameter fixed on  $-0.5$ )

에서 구한 x, y, Q 값을 가지고 Z<sub>0</sub>를求解해서 表 8에整理하였다.

여기서 마지막으로 電壓定在波比를 72Ω에對해서求해 보면 表 9가 된다.

表 9를 考察할 때 空中線 A보다 空中線 B가 優秀함을 알 수 있다. 即 周波數 特性과 定在波比가 空中線 B는 最大 1.02나 空中線 A는 最大 1.09가 된다.

筆者들은 이런 點을 考慮하여 空中線 B의 值數를 갖는 空中線을 製作하였다. 이 空中線의 外觀은 그림 14와 같다.

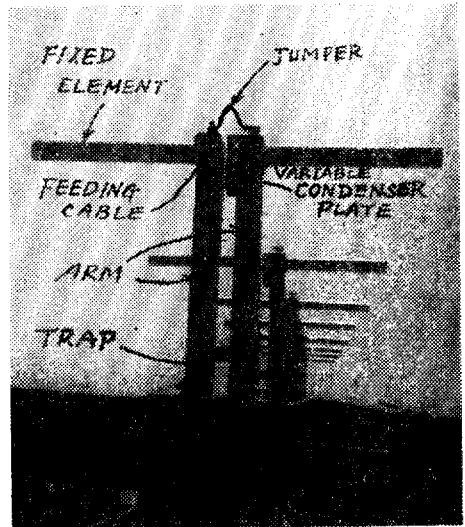


그림 15. 製作空中線의 外觀 (實地 鐵塔에 設置한 것을 仰觀)

(Fig. 15 Bottom view of the fabricated super gain antenna array)



(마) Impedance 特性測定 結果

Impedance 特性의 測定에 있어서는 먼저 空中線 element 하나하나를 反射板에 固定시켜 72Ω의 分枝 cable로 實際 架設狀態와 마찬가지로 하여서 Sweep Signal Generator\*3로 廣帶域掃引을 하여 20~30 m의 饋電線으로 反射되어 온 波分을 sweeper의 먼저 出力과 混合檢波하여서 ±50 MC에 걸쳐 VSWR을 oscilloscope上에 監視한다. 이때 첫째로 Jumper의 形態를 trap 回路의 shorting bar가 約 0.25λ附近에서 希望하는 周波數帶附近에 綜合點이 오도록 粗調整하고 둘째로는 短縮容量板과 trap를 交替로 微調整하여서 所要의 帶域內에서 VSWR 1.05 以下에 들게끔 한다. 이와같은 調整結果 空中線 하나하나의 거의 같은 點에서 再現性이 있으나 構造의 不均一에 의한 差違는 若干씩 認定되었다.

空中線 各 element를 反射板에 固定시켜서 그림 15와 같이 三角鐵塔의 實際面에 8段씩 全部 設置해서 다시 한個씩의 調整을 72Ω 分岐 cable에서 他空中線 element는 無反射終端시켜 놓고 그 特性을 再確認한 後 8端全部를 junction box를 通하여 50Ω의 主饋電線端에서 各面의 綜合特性을 測定하여 본 結果 하나하나씩 본 것 보다는 더 廣帶域化된 좋은 特性이 얻어졌다. 이와같이 하여서 東北 및 西北面을 T分岐로 合한 것과 南側面의 것이 主饋電線을 通하여 各各 bridge diplexer를 通하여 video 및 audio端으로 나와서 audio는 直接, video는 다시 VSBF를 迫하여 各各 送信機出力端에 連結된다. 이때 junction box, bridge diplexer, VSBF

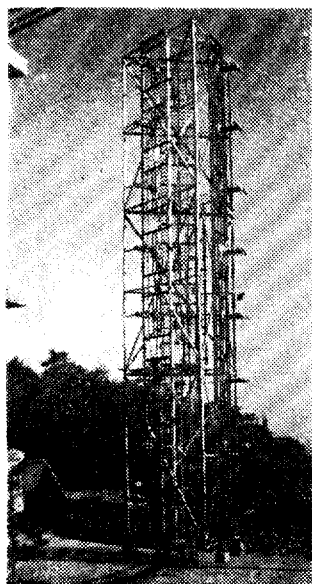


그림 16. 各面에 8段式 設置된 空中線群 (地上相立光景)  
(Fig. 16 8 Stacked antenna array of one side)

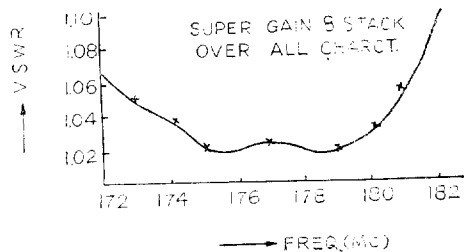


그림 17. VSWR 特性  
(Fig. 17 VSWR characteristics)

는 各各 通過帶域에서 VSWR 1.01 以下인 것을 使用하였기 때문에 送信機 出力端에 Sweeper와 VHF Bridge\*4로 VSWR을 測定한 結果 그림 1과 같은 綜合 impedance 特性을 얻었다. 여기서 所要帶域 內에서는 1.04 以下였으므로 所期의 設計値에 近似하였으며 TV 및 FM 放送用 空中線特性으로 充分하였다.

바. 指向 特性의 計算\*2), \*6)

(1) 水平指向 特性

그림 17과 같이 空中線 1과 空中線 2가 任意角度 α를 갖는 鐵塔에 設置되었다고 하고 水平指向 特性을 誘導한다. 反射板付 半波長 空中線이 單獨으로 있을 때의 水平面內에서의 發振能率 A는 다음과 같이 된다.

$$A = \sin\left(\frac{2\pi H}{\lambda} \cos \varphi\right) \frac{\cos\left\{\frac{\pi}{2} \sin \varphi\right\}}{\cos \varphi} \quad (24)$$

第 1 空中線의 發振能率을 A<sub>1</sub>, 第 2 空中線의 것을 A<sub>2</sub>라고 하고 位相差가 β라고 하고 이 두 空中線의 遠距離地點 P에서의 位相差는 鐵塔上에서 決定된다. 即

$$m D \tan \frac{\alpha}{2} \sin\left(\frac{\alpha}{2} - \varphi\right) - m D \tan \frac{\alpha}{2} \sin\left(\frac{\alpha}{2} + \varphi\right)$$

여기에  $m = \frac{2\pi}{\lambda}$

2D: 反射板의 幅

(25)式에 給電位相差 β를 넣은 것을 γ라면

$$\gamma = m D \tan \frac{\alpha}{2} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2} - \varphi\right) - \sin\left(\frac{\alpha}{2} + \varphi\right) \right] - \beta \quad (26)$$

지금 P點에서의 合成指向性을 D(φ)'라고 하면

$$D'(\varphi) = A_1 + A_2 e^{i\gamma} \quad (27)$$

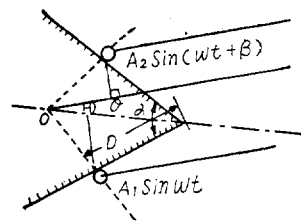


그림 18. 水平指向 特性 解析圖  
(Fig. 18 Diagram of horizontal field pattern evaluation)

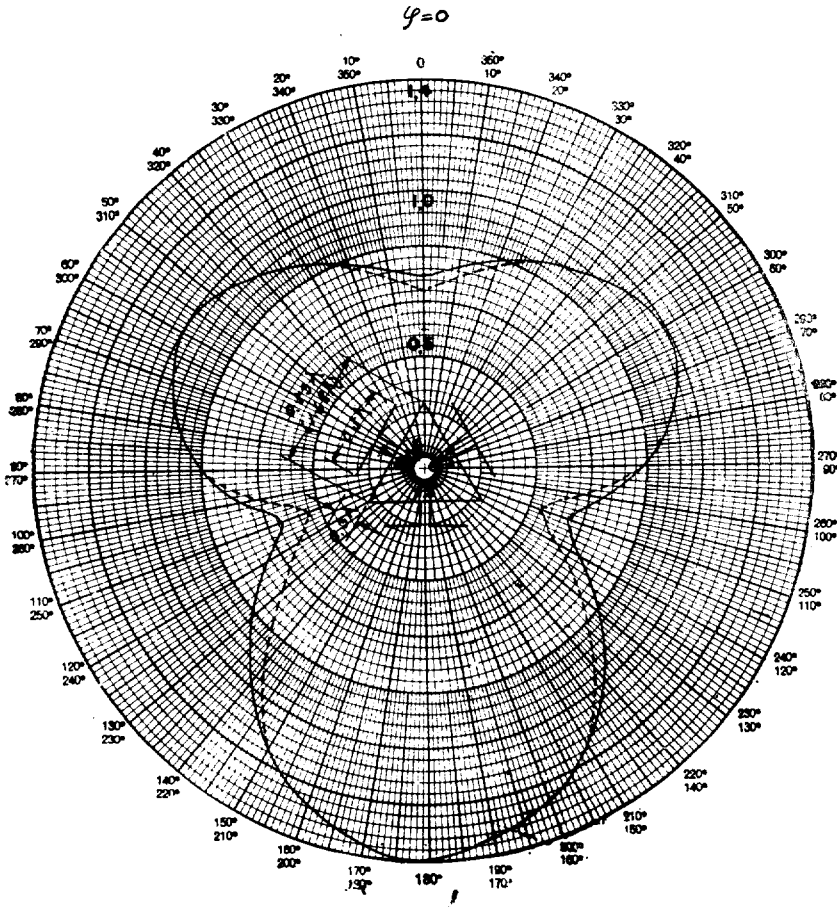


그림 19. 指向 特性의 計算值  
(Fig. 19 Calculated horizontal field pattern)

(26)式에서 絶對值를 求하면

$$D(\varphi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 \cdot A_2 \cos \left\{ mD \tan \frac{\alpha}{2} \left[ \sin \left( \frac{\alpha}{2} - \varphi \right) \right] - \sin \left( \frac{\alpha}{2} + \varphi \right) + \beta \right\}} \quad (28)$$

(28)式이 우리가 求하려는 水平指向性이 된다. 그림 18은 三角鐵塔에  $A_1, A_2, A_3$ 의 發振能率을 갖는 空中線의 綜合特性을 나타낸다.  $A_1, A_2, A_3$ 는 (24)式에서 다음과 같이 된다.

$$A_1 = \frac{\cos \{90^\circ \sin(90^\circ - \varphi)\}}{\cos(60^\circ - \varphi)} \sin \{108^\circ \cos(60^\circ - \varphi)\}$$

$$A_2 = \sqrt{2} \frac{\cos \{90^\circ \sin \varphi\}}{\cos^2 \varphi} \sin \{108^\circ \cos \varphi\}$$

$$A_3 = \frac{\cos \{90^\circ \sin(60^\circ + \varphi)\}}{\cos(60^\circ + \varphi)} \sin \{108^\circ \cos(60^\circ + \varphi)\}$$

그림 18에서  $A_1, A_3$ 와의 合成指向性을 (28)式에서 求하면

$$D_1(\varphi) = \sqrt{A_1^2 + A_3^2 + 2A_1 A_3 \cos \{174.6^\circ [\sin(30^\circ - \varphi) - \sin(30^\circ + \varphi)]\}} \quad (30)$$

但  $-30^\circ < \varphi < +30^\circ$

$$m = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$D = 0.84 \lambda$$

$$\alpha = 60^\circ$$

또한  $A_1, A_2$ 와의 合成指向性은

$$D_2(\varphi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \sin \{174.6^\circ [\sin(30^\circ - \varphi) - \sin(30^\circ + \varphi)]\}} \quad (31)$$

但  $90^\circ < \varphi < 150^\circ$

同圖에서 點線으로 表示한 것이  $D$ 가  $0.84 \lambda$ 일 때의 指向性이다. 그러므로 反射의 幅이 넓어지면 두 空中線의 相互作用은 작아진다. 實線은  $D$ 가  $0.265 \lambda$ 일 때의 指向性이다. 따라서  $D$ 가  $0.265 \lambda$ 에서  $0.84 \lambda$ 까지 變해도 指向性의 變動은 주지 않는다. 筆者들이 製作한 것은  $D$ 가  $0.295 \lambda$ 이다.

(2) 垂直 指向性

反射板付 半波長 空中線이 單獨으로 있을 때의 垂直 指向性은

$$D(\theta) = \sin(mH \cos \theta) \quad (32)$$

그림 19에서 空中線間의 間隔을 S, 反射板과 dipole element 와의 距離를 H 라고 하면 一般的으로 N 段의 空中線으로 얻어지는 綜合 垂直 指向性은 다음과 같다.

$$D(\theta) = 1 + e^{-j\psi} + e^{-2j\psi} + e^{-3j\psi} \dots + e^{-j(N-1)\psi} \quad (33)$$

但  $\psi = \frac{\pi S}{\lambda} \sin \theta$

$\theta$  : 俯角

따라서

$$D(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N\pi S}{\lambda} \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi S}{\lambda} \sin \theta\right)} \sin\left(\frac{2\pi H}{\lambda} \cos \theta\right) \quad (34)$$

지금 (34)式에  $N=8, S=0.9\lambda, H=0.3\lambda$  를 代入해서 8 段의 境遇의 綜合 垂直 指向特性을 求하면

$$D(\theta) = \frac{\sin(1296^\circ \sin \theta)}{\sin(162^\circ \sin \theta)} \cdot \sin(108^\circ \cos \theta) \quad (35)$$

가 된다. 여기서 空中線의 中心位置가 地上으로부터 300 m 地點에 있다고 해서  $\theta$  를  $0^\circ \sim 17^\circ$  까지 變化하였을 때의 綜合特性을 圖示한 것이 그림 19 이다. 이 그림을 보면 俯角  $\theta$  가  $8^\circ$  일 때 即 空中線으로부터 水平距離 D 가 2.2 km 地點에서 電界強度가 처음으로 0 이 되는點 (null point)이 나타난다. 그리고 第2의 null point 는 約  $16^\circ (D=1.1 \text{ km})$  에서 나타난다. 이와같은 null point 는 side lobe 가 없고 反射波가 없을 때는 實存하나 實際에 있어서는 前記 두 現象의 影響으로 近距離에서 完全히 感度가 없는 地點이라고는 뚜렷하게 나타나지 않는다. 그러나 이와같은 現象을 補償하기 위하여 上下段 空中線의 饋電力 또는 位相을 달리해서 指向係數가 零이 되는 地點을 없애는 null fill in 을 하는 수도 있으나 實測結果 그렇게 해야 할 必要는 없었다.

한편 空中線位置로부터 2.2 km 以上 떨어진 受信地點에서는 距離가 멀어짐에 따라 指向係數가 커지기 때

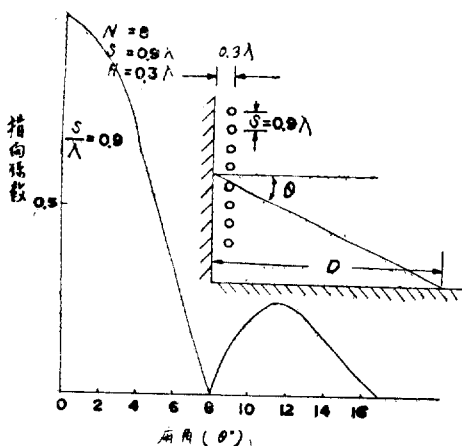


그림 20. 垂直 指向特性 解析 및 計算圖 (Fig. 20 Vertical field pattern its evaluation diagram)

문에 電界強度는 上昇하고 그 後 어떤 地點以上 먼 곳에는 可視距離內에서 距離의 自乘에 反比例하여 減衰하고 可視距離를 넘으면 距離의 大略 5 乘에 反比例하여 急激히 減少한다.

사. 電界強度 測定結果

VHF 帶 標準電界強度 測定器\*5 로 서울近郊의 實地電界強度를 本空中線으로 映像出力 2 kw 輻射하였을 때 各地點別로 測定한 結果가 表 10 이다. 特히 여기에 選擇된 地點들은 視聽者分布에 따른 受信狀態의 實態調査를 하려고 한 것이 아니고, 空中線으로부터 輻射되는 電波의 pattern 을 내기 위한 것이기 때문에 障礙物이 介在하는 어떤 地點의 特殊한 것은 考慮밖 에 두었다.

測 定 地	電 界 強 度 (mV/m)	備 考
동 작 동	560	南 側
공 군 분 부 앞	250	//
신 길 동	184	//
안 양	0.35	//
수 원	12	//
오 산	1.7	//
김 포	37	西 側
부 평	90	//
인 천	12	//(소방소)
소 래	1.1	西 南 側
삼 거 리	1.1	//
양 촌	20	西 側
수 색 다 리	92	西 北 側
수 색 역 전	12	//
구 로 동	26	//
신 촌 로 타 리	12	//
연 대 옥 상	300	//
이 대 앞	17	//
동 일 천	19	//
자 하 문 고 개	68	北 側
성 군 관 대 학	188	//
정 능	8	東 北 側
의 정 부	7	//
우 이 동	35	//
수 유 디	12	//
연 촌	56	東 側
고 대 앞	80	//
위 생 병 원	92	東 南 側
면 목 동	66	//
대 청 동	66	//
보 은 사	300	//

以上の測定値를 地圖에 表示한 것이 그림 20이다. 여기서 可視距離 內에서의 測定値를 基準으로 하여 얻어진 電界強度로부터 空中線利得을 逆算해 보면 다음과 같다. 即 平面大地上에서의 어떤 地點의 電界強度 E는

$$E = \frac{14V \sqrt{G \cdot p}}{\alpha} \left| \sin\left(\frac{2\pi h_1 \cdot h_2}{\lambda \alpha}\right) \right| \quad (36)$$

에서  $p=2KW$ ,  $d=10Km$ ,  $\lambda=1.7m$ ,  $h_1=300m$ ,  $h_2=3m$ 를 代入하고  $d=10Km$  地點, 即 西北面의 水色다리에서  $E=92mV/m$ 를 얻었으므로 求하려는 G는  $G=21$ 이 된다.

한편 8段의 高利得 空中線으로 부터 얻을 수 있는 綜合利得  $G'$ 는

$$G' = 1.22 \times N \times S \quad (37)$$

$$= 1.22 \times 8 \times 0.9 = 8.78$$

이다 따라서 空中線利得은 理論值보다 2.3倍나 있게 된다. 그러나 이것은 10Km 地點의 한 例로서 水色다리에서의 測定値를 利用했기 때문에 다시 10Km 地點에서 가장 電界強度가 낮았던 東北面의 硯村의 例를 보면 거기서는  $56mV/m$  밖에 없었으므로 이 境遇에는  $G=9.24$ 가 된다. 이러한 最惡의 境遇에 있어서도 理論值보다는 若干 많으나 거의 같다고 보고 本空中線은 利得이 9倍以上の 高利得特性을 나타내고 있는 것을 確認했다.

한편 이와 같은 測定値에서 指向特性을 보면 그림 20과 같이 可視距離 內에서의 測定値에 依하여 山岳障礙를 生覺하지 않을 때의  $10mV/m$ 의 等電界線이 實線과 같고

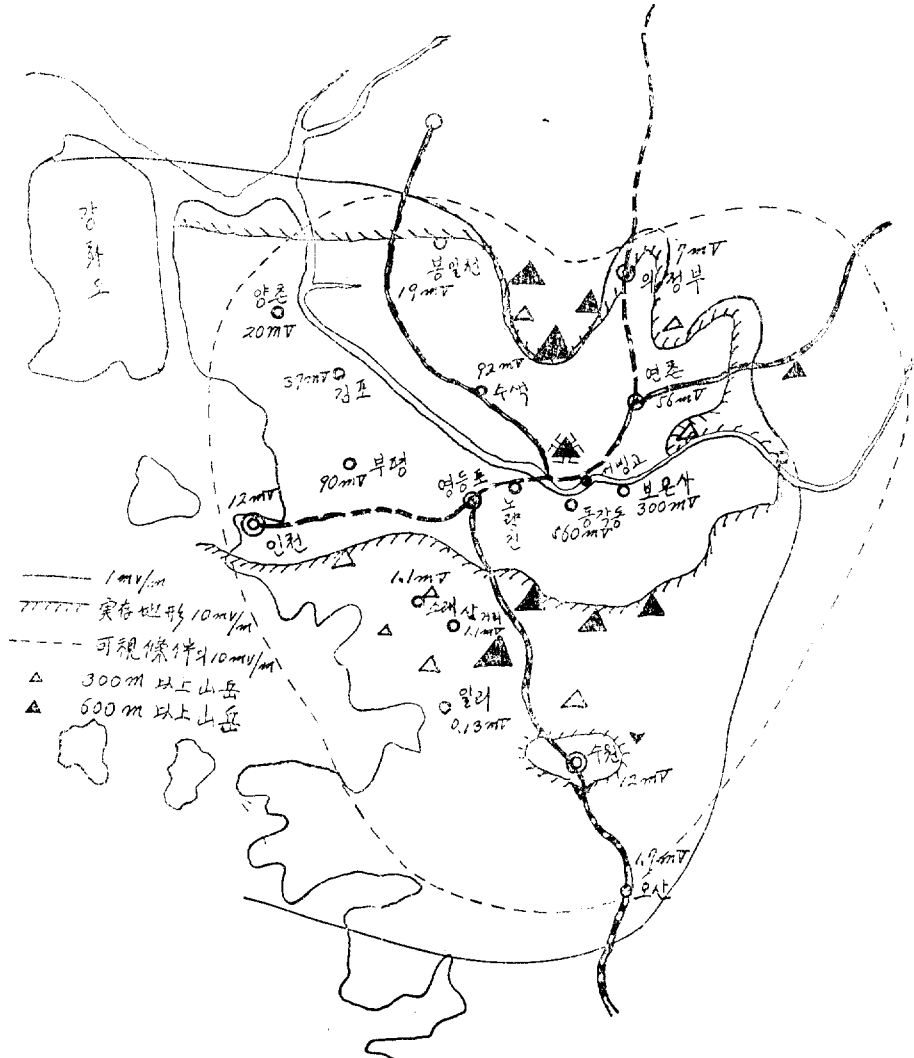


그림 21. 電界強度 測定值  
(Fig. 21 Measured field intensity pattern)

實存하는 山岳에 依한 影響으로  $10\text{ mV/m}$  등 電界曲線은 斜影을 쳐서 表示한 것과 같다. 여기서 可視條件下의 電界強度로 그려지는  $10\text{ V/m}$  pattern 으로 볼 때 그림 18 과 같은 東南, 西南側에서의 dip 點은 없었다고 할 수 있으며 實存地形에 依한 pattern 에 있어서는 強調한 南側이 安義같은 地點에서는 冠岳山背後로서 別效果가 없었으나 그 以후으로 가서 永原에 이르던 曲折에 依한 電界로  $10\text{ mV/m}$  地點이 나오고 實際로 天安의 黑城山頂 大田의 飾嶺山頂에서도 明瞭한 映像을 받아 볼 수 있으므로 將次 TVR 을 한다면 大田에서 바로 受信한 것을 再放送中繼할 수 있고 여기서 大邱의 八公山까지는 可視距離가 되기 때문에 全國 TVR 로 不可能한 것이 아니라는 實證을 할 수 있었다. 그리고 溫陽地力에서도 南側이 強調된 效果를 잘 利用할 수 있었다.

### 3. 結 論

TV-FM 放送用 高利得空中線을 設計試作한 結果 所期の 特性을 理論値대로 얻을 수 있었으며 四面鐵塔을 그대로 利用하여서 空中線 element 數를  $1/3$  節約하여서

國內製作이 可能하다는 것을 實證했다.

마지막으로 木空中線試驗 및 製作에 關聯된 關係要路의 人士들로 부터 物心兩面으로 後援받은 德澤으로 完成된 것으로 믿고 거듭 深甚한 謝意를 表하는 바이다.

### 參 考 文 獻

1. J.B Dearing et. "Multiple Television and FM. Transmitting Antenna Installation on the Empire State Building" Proc. IRE mar. 1953.
2. Kraus: "Antenas" McGraw-Hill Electric and Electronic Engineering Series. 1950.
3. Jerrold 900 B "Sweep Signal Generator" Instruction Book.
4. H.P. 803 A VHF Bridge 417 A VHF Detector(SWR Meter) Instruction Book.
5. Stoddart; Radio Interfere-Field Intensity meter NMT-30 A. Instruction Book.
6. NHK 技術 Handbook NHK 技術研究所 1953.  
(1965年 3月 4日 接受)