

全帶域 TV 電波受信 안테나의 開發研究

(Study on a Combined Television Receiving Antenna)

朴 權 基* · 李 斗 秀**

(Park, Choung Kee and Lee, Doo Soo)

要 約

54~88MHz 및 174~216MHz의 텔레비전 電波 및 82~110MHz의 FM波를 수신할 안테나를 小形化하기 위하여 50~110MHz用의 LPD 안테나와 170~220MHz用의 LPD 안테나 및 結合用 필터를 각각 설계 제작하고 balun으로 피더線과 임피던스를 정합시켜 하나의 복합안테나를 만들었으며 실험결과 低채널의 利得은 안테나의 길이 2m에서 7dB, 高채널의 利得은 길이 1.8m에서 9dB로 나타났으며 설계理論值보다 각각 1dB씩이 낮았는데 그 原因으로는 안테나와 給電線의 임피던스不整合, 필터內에서의 損失 및 測定誤差를 생각할 수 있다.

Abstract

The low channels with frequency range of 54~88MHz and the high channels with frequency range of 174~216 MHz are in use for TV broadcasting in Korea. Since the ratio of the highest frequency to the lowest frequency is 4 to 1, only a logarithmic periodic antenna could cover such a wide frequency range. But, this log-periodic antenna should be big in size. Studies have been done on an antenna of small size with reasonable gain which combines through a channel filter a LPD antenna of low channel with boom length of 2m and a LPD antenna of high channel with boom length of 1.8m. The whole antenna is connected to feeder line through a balun. Experiment shows that the gain of low and high channels is 7 dB and 9 dB respectively, which are lower than theoretical values by no more than 1dB. The difference seemed to come from slight impedance mismatches between antennas and feeder lines, loss in the filter and measurement errors.

複合受像안테나에 관한 考察究明을 하였다.

1. 序 論

우리나라의 TV 채널은 54~88MHz의 低채널群과 174~216MHz의 高채널群으로 되어 있는데 현재 國內에서 사용되고 있는 텔레비전의 受信안테나는 受像機와 같이 導入되었던 各種형태의 外製品과 이들 外製品을 주로 모방해서 만든 多素子 Yagi 안테나가 大部分이나 위와같이 4:1이나 되는 周波數比를 가지고 있는 電波의 全周波數帶域을 한개의 複合피더線에 연결하는

2. 全채널受信用 LPD안테나의 構成

우선 低채널과 高채널 LPD(10g-periodic dipole) 안테나를 설계하고 다음에 低域 및 高域필터를 設計하여 全채널用 複合안테나를 얻는다.

2.1 LPD안테나의 設計法

그림 1과 같은 LPD 안테나 구조에서

$$\frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \tau \quad (1)$$

단 R_n : LPD 안테나의 頂點과 n 번째 안테나 素子까지의 거리

* 正會員, 高麗大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Korea University

** 正會員, 全北大學校 電氣工學科
Dept. of Elect. Eng., Chonbuk University
接受日字: 1974年 9月 20日

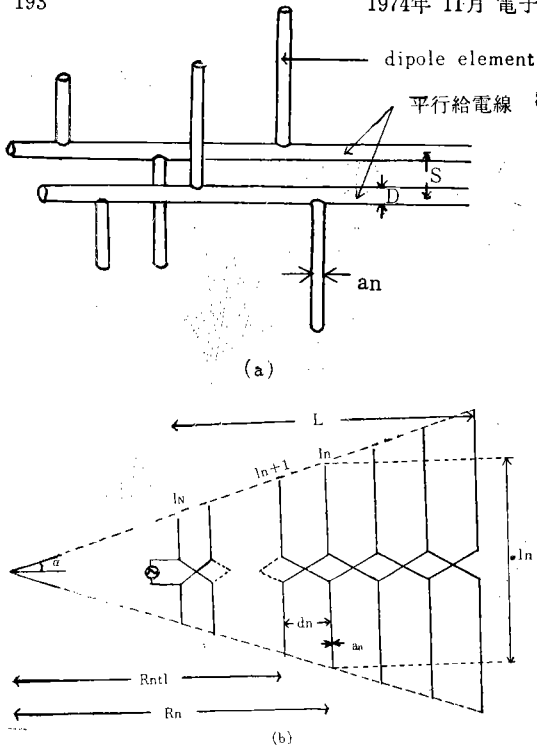


그림 1. LPD 안테나
 (a) LPD 안테나의 구조
 (b) LPD 안테나의 급전방법
Fig 1. LPD Antenna
 (a) Structure of LPD antenna.
 (b) Feeding to LPD antenna.

l_n ; n 번째 다이폴안테나 素子の 길이
 τ ; Common ratio of distance 또는 logarithmic decrement

式(1)과 그림 1로 부터 n 번째 안테나素子の 共振周波數 f_n 은 $l_n \propto \frac{1}{f_n}$ 이므로

$$f_{n+1} = \frac{f_n}{\tau} \tag{2}$$

따라서

$$\ln f_{n+1} = \ln f_n + \ln \frac{1}{\tau} \tag{3}$$

이 LPD 안테나에서의 放射는 供給信號에 共振하는 半波長 다이폴素子和 그보다 약간 짧은 몇개의 다이폴素子 즉 active region에서 일어나며¹⁾ LPD 안테나의 幾何的 형태와 利得G는 위의 τ 와 다음의 σ 및 α 로 정해진다.^{1),2)}

$$\sigma = \frac{R_n - R_{n+1}}{2l_n} = \frac{1 - \frac{R_{n+1}}{R_n}}{2 \cdot \frac{l_n}{R_n}} = \frac{1 - \frac{R_{n+1}}{R_n}}{4 \cdot \frac{l_n/2}{R_n}}$$

$$= \frac{1 - \tau}{4 \tan \alpha} = \frac{1 - \tau}{4} \cdot \cot \alpha \tag{4}$$

단 σ : Relative spacing

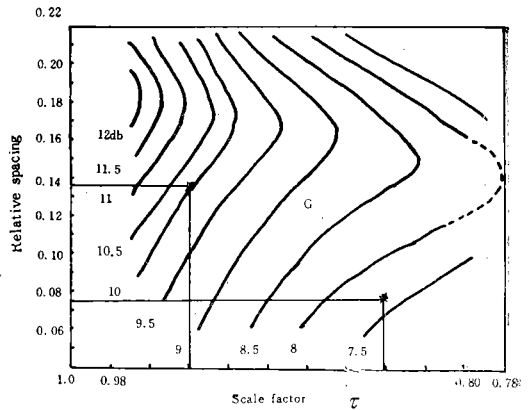


그림 2. σ, τ 와 G 의 특성곡선
Fig2. Contour of G versus σ and τ .

τ 와 σ 에 따른 그림 2의 利得曲線¹⁾에서 주어진 안테나의 이득 G 에 대하여 σ 와 τ 를 cut and try 식으로 적당히 선택하면 안테나의 길이 L 을 최소로 할 수 있으나 주어진 周波數帶域幅 B 에서 만족할만한 특성을 가지는 안테나를 얻을려면 active region의 放射特性으로 말미암아 L 의 크기가 最低周波數에 대한 波長 λ_{max} 의 0.5배 이상이어야 한다.²⁾

그림 1에서

$$L = R_1 - R_N = \left(\frac{l_1}{2} - \frac{l_N}{2} \right) \cot \alpha$$

$$= \left(\frac{\lambda_{max}}{4} - \frac{\lambda_{min}}{4} \right) \cot \alpha$$

$$= \frac{\lambda_{max}}{4} \left(1 - \frac{1}{B} \right) \cot \alpha \tag{5}$$

또는

$$\cot \alpha = \frac{4BL}{\lambda_{max}(B-1)} \tag{6}$$

단 여기서 B 는 LPD 안테나의 周波數帶域幅으로서

$$B = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} \text{ 또는 } \frac{f_{max}}{f_{min}} \tag{7}$$

이나 Isbel 및 Carrel 등에 의해서 실험적으로 확인된 바에 의하면 실제의 LPD 안테나의 周波數帶域幅이 처음에 설정한 위의 B 값보다 감소되므로²⁾ (7)의 B 대신 그의 修訂值인 (8)식의

$$B_s = B[1.1 + 7.7(1-\tau)^2 \cot \alpha] \tag{8}$$

에서 얻어지는

$$\cot \alpha = \frac{4B_s L}{\lambda_{max}(B_s - 1)} \tag{9}$$

를 만족토록 L 과 α 를 결정하면 된다. 그러나 架設場所에 制限을 받는 경우에는 L 을 먼저주어 놓고 (9)식을 만족하는 α 를 구하고 이어서 (4)식과 그림 2에서 바라는 안테나의 利得값 G 에 대응하는 σ 와 τ 를 결정

하는 것이 바람직하다.¹⁾

LPD 안테나의 所要 다이폴 素子數 N 은

$$\frac{f_N}{f_1} = \frac{1}{\tau^{N-1}} = B_S$$

따라서 $\ln\left(\frac{1}{\tau}\right)^{N-1} = \ln B_S$ 에서

$$N = 1 + \frac{\ln B_S}{\ln \frac{1}{\tau}} \quad (10)$$

로 定해진다.

안테나의 실제구조를 결정하는 나머지의 한 要素는 각 다이폴의 굵기와 平行給電線路의 굵기인데 그림 1 (a)의 다이폴素子の 임피던스 Z_a 및 平行給電線의 임피던스 Z_0 는 각각 다음과 같다.

$$Z_a = 120 \left(\ln \frac{l_n}{a_n} - 2.25 \right) \quad (11)$$

$$Z_0 = 120 \cosh^{-1} \frac{S}{D} \quad (12)$$

단

a_n : n 번째 안테나素子の 直徑

S : 給電線의 間격

D : 給電線의 直徑

이제 active region 내에서 各周波數에 대한 平行給電線과 안테나素子들로된 傳送線의 特性임피던스값의 平均値를 平均抵抗이라 하면 R_0 는 Z_a 와 Z_0 에 관한 實驗的인 圖表²⁾로 주어지기도 하지만 Carrel²⁾에 의해서

$$R_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{Z_0}{Z_a} \frac{\sqrt{\tau}}{4\lambda}}} \quad (13)$$

이 되므로 이로부터

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\tau} R_0^2}{8\sigma Z_a} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{64\sigma^2 Z_a^2}{\tau R_0^2}} \right) \quad (14)$$

이다. 한편 다이폴 素子の 길이에 대한 直徑의 비가 커질수록 利得이 增加하는 경향이 있으나^{2),3)} 안테나의 機械的 強度등을 생각하여 위의 비가

$$\frac{a_n}{l_n/2} > 150$$

이 되도록 한다.

결국 다이폴 素子の 直徑 a_n 이 적당하게 선정되고 안테나의 平均抵抗 R_0 가 주어지면 (14)式과 (12)式에 따라 平行給電線의 間隔對 直徑비가 결정되며 안테나의 實體가 구성되게 된다.

2.1.1 低채널用 안테나 設計

低채널은 54MHz에서 88MHz까지이나 여기서는 FM 放送도 受信하기 위해서 50MHz에서 110MHz까지 動作하는 LPD 안테나를 설계하였다.

最低周波數에 대한 波長 즉 λ_{max} 은 600 cm이나 안테

나의 길이 즉 平行給電線路의 길이 L 을 200 cm로 선택한다. 式 (4)와 式 (8)에서

$$B_S = B[1.1 + 7.7(1-\tau) \cdot 4\sigma] \\ = B[1.1 + 30.8\sigma(1-\tau)] \quad (15)$$

그러므로 式(4), (6)과 더불어

$$\frac{\sigma}{1-\tau} = \frac{L \cdot B_S}{\lambda_{max} \cdot (B_S - 1)} \quad (16)$$

式(15)를 (16)에 넣으면

$$\frac{\sigma}{1-\tau} = \frac{L}{\lambda_{max}} \cdot \frac{B[1.1 + 30.8\sigma(1-\tau)]}{B[1.1 + 30.8\sigma(1-\tau)] - 1} \quad (17)$$

여기에 위에서 定해진 값을 넣으면

$$\frac{\sigma}{1-\tau} = \frac{1}{3} \cdot \frac{2.2[1.1 + 30.8\sigma(1-\tau)]}{2.2[1.1 + 30.8\sigma(1-\tau)] - 1} \quad (18)$$

τ 가 작으면 素子數는 적어지지만 素子數가 너무 적으면 충분한 active region 을 포함하지 못하며 좋은 放射特性을 얻지 못한다. 또한 τ 가 크면 利得도 커지지만 素子數가 많아지고 안테나가 길어진다. 이런 관계로 본 연구에서는 $\tau=0.87 \sim 0.94$ 로 취하였다.

이식에서 $\tau=0.84$ 로 선택하면 $\sigma=0.075$ 가 되고 이들 (σ 와 τ)에 대한 利得 G 는 그림 2로부터 8dB가 됨을 알 수 있다. N 은 式(10)과 (15)로부터

$$N=8$$

각 다이폴 素子の 길이 l_n 의 cm 數는 式(1)로부터 $l_1=300, l_2=252, l_3=211.7, l_4=178, l_5=149.4, l_6=125.5, l_7=105.4, l_8=88.6$ 이다.

다음에 각 다이폴 素子の 間격의 cm 數는 그림 1로부터 $R_1=281, R_2=236, R_3=198, R_4=166.5, R_5=139.9, R_6=117.5, R_7=98.7, R_8=82.9$ 이다.

l_1 의 直徑을 $a_1=1.0$ cm라 하면 式(11)로부터

$$Z_a = 120 \left(\ln \frac{300}{1} - 2.25 \right) = 413.6[\Omega]$$

따라서 각 다이폴 素子の 임피던스를 모두 Z_a 에 같게 하면

$$\frac{a_n}{l_n} = \frac{1}{300}$$

그러므로

$$a_2 = \frac{l_2}{300} = 0.84 \text{ cm} \quad a_6 = 0.42 \text{ cm}$$

$$a_3 = 0.7 \text{ cm} \quad a_7 = 0.35 \text{ cm}$$

$$a_4 = 0.59 \text{ cm} \quad a_8 = 0.3 \text{ cm}$$

$$a_5 = 0.50 \text{ cm}$$

다음에 안테나의 平均抵抗을 85[Ω]으로 하면 式 (14)로부터 $Z_0=115.77[\Omega]$ 이다. 따라서 式(12)로부터 $S/D = \cosh \frac{115.77}{120} = 1.5$ 즉 $S=1.5D$ 이다. 여기서 $D=1.8$ cm로 하면 間격 S 는 2.7cm가 되고 低채널受信用 LPD 안테나 각부의 치수가 그림 3과 같이 모

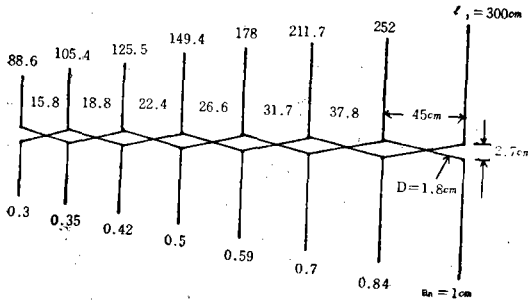


그림 3. 低채널受信用 LPD 안테나
Fig 3. LPD antenna for low channels.

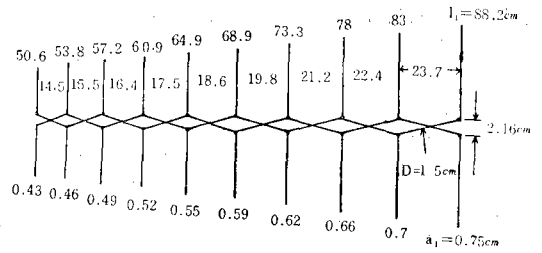


그림 4. 高채널受信用 LPD 안테나
Fig 4. LPD antenna for high channels.

두 결정된다.

2.1.2 高채널用 안테나 設計

高채널의 周波數는 174~216MHz이므로 170~220MHz에서 사용할 수 있는 안테나를 설계한다.

最低周波數에 대한 波長 즉 λ_{max} 은 176.4cm 이므로 平行給電線路의 길이를 170cm로 하면 低채널用때의 2m보다 약간 짧으나 이득 G는 높을 것이다.

式(17)로부터

$$\frac{\sigma}{1-\tau} = \frac{107}{176.4} \cdot \frac{\frac{220}{170} [1.1 + 30.8\sigma(1-\tau)]}{\frac{220}{170} [1.1 + 30.8\sigma(1-\tau)] - 1}$$

이 式에서 $\tau=0.94$ 로 선택하면 $\sigma=0.135$ 가 얻어지며 그림 2로부터 안테나의 利得은 $G=10dB$ 가 얻어진다. 以下 2.1.1項과 같은 순서에 의해서 $N=10$, $l_1=88.2$, $l_2=83.0$, $l_3=78.0$, $l_4=73.3$, $l_5=68.9$, $l_6=64.8$, $l_7=60.9$, $l_8=57.2$, $l_9=53.8$, $l_{10}=50.6$ cm이다. 또한 頂點과 各 素子間의 거리는 $R_1=397$, $R_2=373.3$, $R_3=350.9$, $R_4=329.8$, $R_5=310.0$, $R_6=291.4$, $R_7=273.9$, $R_8=257.5$, $R_9=242$, $R_{10}=227.5$ cm이다.

最長의 다이폴素子の 지름을 $a_1=0.75$ cm로 하면 式(11)에 따라 $Z_a=299.3[\Omega]$ 이다. 各 다이폴의 임피던스를 Z_n 라 하면 $a_2=0.7$, $a_3=0.66$, $a_4=0.62$, $a_5=0.59$, $a_6=0.55$, $a_7=0.52$, $a_8=0.49$, $a_9=0.46$, $a_{10}=0.43$ cm이다.

안테나의 平均抵抗을 $R_0=85[\Omega]$ 으로 하면 式(14)에 따라 $Z_0=109.4[\Omega]$ 이다.

따라서 $\frac{S}{D} = \cosh \frac{109.4}{120} = 1.44$ 이다. 平行給電線路의 지름을 $D=1.5$ cm로 하면 $S=2.16$ cm이다. 이들 數值로부터 高채널 受信用 LPD 안테나의 各部의 치수는 그림 4와 같이 모두 決定된다.

2.2 채널필터 回路의 設計法

두개의 LPD 안테나를 TV 受像機에 연결하기 위하

였다.

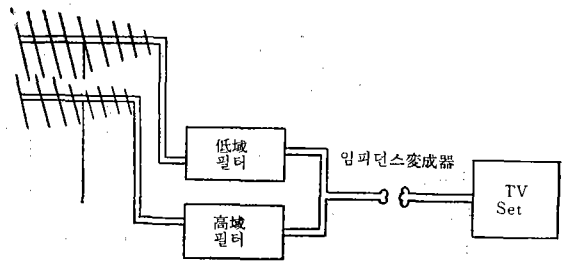


그림 5. 低高 채널 LPD 안테나의 연결
Fig 5. Connection of LPD antennas for high and low channels.

여 高채널受信用 LPD 안테나는 高域필터를 低채널受信用 LPD 안테나는 低域필터를 거쳐서 피더線에 접속 되도록 한다. 여기서는 脈動이 거의 없는 여파특성을 갖은 Butterworth 필터회로⁵⁾를 설계해서 사용한다.

먼저 Butterworth에 의하면 n 次的 規準化된 Butterworth 필터의 傳達函數는

$$|Z_{21}|^2 = \frac{1}{1+\omega^{2n}} \tag{19}$$

으로 주어지며 式(19)의 周波數 ω 에 따른 $|Z_{21}|^2$ 의 變化는 그림 6과 같다. 단 그림에서 $\omega=1$ 은 遮斷周波數

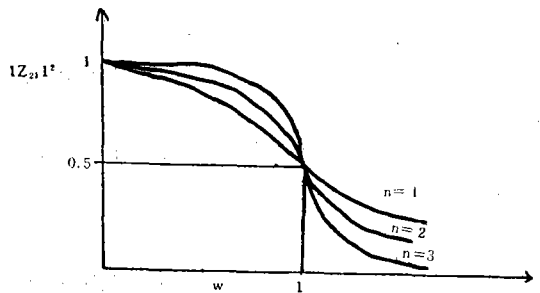


그림 6. Butterworth필터의 전달함수
Fig 6. Curves of transfer function of Butterworth filter.

를 나타낸다. 이 필터의 利得 D 는

$$D = 20 \log |Z_{21}|$$

$$= 10 \log \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (20)$$

이다.

遮斷周波數의 a 배되는 周波數에서의 利得이 D_a dB라 하면 式(20) 으로 부터

$$D_a = 10 \log \frac{1}{1 + a^{2n}} \quad (21)$$

을 얻으며 이 式에 依해서 필터에 필요한 素子數 n 이 산출된다. 필터 兩端의 終端抵抗의 比를 r 이라 할 때 n 과 r 에 따라 필요한 素子의 數值가 다르게 되는데 이들 關係를 나타내는 數值計算의 結果가 Weinberg 에 의하여 表로 나타내져 있다. 이 表에 주어진 값들은 規準化된 값들로서 이들을 R_n, L_n, C_n 이라 표시한다면 R_n, L_n, C_n 의 실제 값은

$$R = R_0 R_n$$

$$L = \frac{R_0 L_n}{\omega_0} \quad (22)$$

$$C = \frac{C_n}{\omega_0 R_0}$$

이다.

2.2.1 低域필터設計

遮斷周波數 $f_c = 90$ MHz, 兩端의 終端抵抗이 각각 $85(\Omega)$, $2f_c$ 에서의 利得이 -30 dB인 低域필터를 設計한다.

式(21)에서 필터에 필요한 素子數 n 은 5이다. 또 兩端의 終端抵抗이 $85(\Omega)$ 이므로 $r=1$ 이 되어 이들 條件 ($n=5, r=1$)에 맞는 L_n, C_n 을 參考文獻 (5)의 表13-1-f에서 求하면 規準化된 Butterworth 필터는 그림 7과 같다.

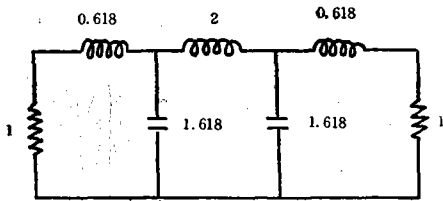


그림 7. 規準化된 저역필터
Fig 7. Normalized low pass filter.

式 (22)에 따라 $R_0 = 85(\Omega)$, $\omega = 2\pi f_c$ 로써 Butterworth 필터의 素子의 실제 값들을 구하면

$$R = 85(\Omega), L_a = L_e = 0.093(\mu H), L_c = 0.3(\mu H)$$

$$C_b = C_d = 33.5(pF)$$

가 되므로 低域필터는 그림 8과 같다.

2.2.2 高域필터 設計

$f_c = 170$ MHz, 兩端의 終端抵抗이 $85(\Omega)$, $\frac{1}{2} f_c$ 에서 -30 dB인 高域필터를 設計한다.

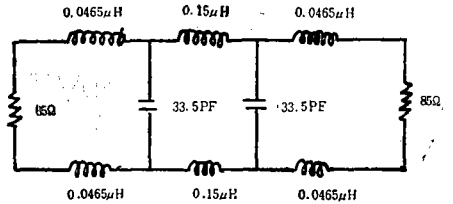


그림 8. 실제의 저역필터
Fig 8. Denormalized low pass filter.

Frequency transformation⁵⁾에 의하여 高域필터의 利得은

$$D_a = 10 \log \frac{a^{2n}}{1 + a^{2n}} \quad (23)$$

라 쓸수 있다. 이 式에서 素子의 數는 $n=5$ 로 얻어진다. 兩端의 終端抵抗이 $85(\Omega)$ 이므로 比는 $r=1$ 이 되며 參考文獻(5)의 表 13-1-f로 부터 規準化된 필터는 그림 9와 같다.

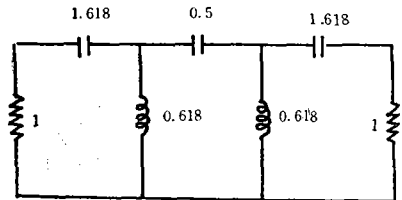


그림 9. 規準化된 고역필터
Fig. Normalized high pass filter.

따라서 이경우의 필터의 실제 數値는 $R = 85(\Omega)$, $C_a = C_e = 17.7(pF)$, $C_b = 5.5(pF)$, $L_b = L_d = 0.0516(\mu H)$ 가 되며 그 회로는 그림 10과 같다.

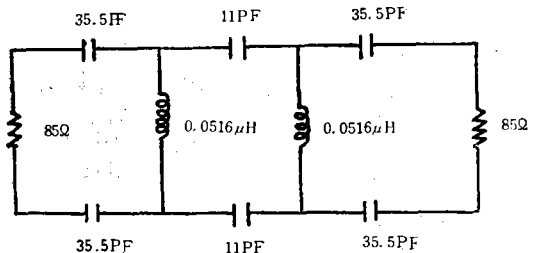


그림 10. 실제의 고역필터
Fig 10. Denormalized high pass filter.

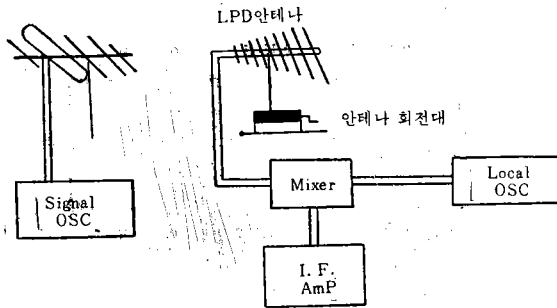


그림 11. LPD 안테나의 지향성 측정
Fig 11. Directivity measurement of LPD antenna

2.3 전체널 複合안테나의 構成

그림 5와 같이 低채널 안테나를 高채널 안테나 보다 높이고 각 受信起電力을 각각 特性임피던스 85[Ω]의 給電線을 通해서 低域 및 高域 필터에 이르게 하고 이 두 필터의 出力이 임피던스 變成器를 지나서 TV受像機에 공급되게 한다.

特性임피던스 85[Ω]의 線이 市販되고 있지 않기 때문에 4心線을 並列연결한 약 85[Ω]의 線을 필터와 안테나 및 임피던스 變成器사이 에 연결하였고 임피던스 變成器와 TV 受像機사이에는 市販되고 있는 TV피터 線이 340~400[Ω]인 것을 그대로 사용하였다.

3. 指向性 및 利得測定

3.1 指向性 測定

앞에서 설계된 각 안테나의 指向性 測定方法은 그림 11과 같다.

送信안테나로는 Yagi 안테나를 사용하였으며 送信 및 被測 두 안테나를 98m 떨어진 5층 양쪽屋上에 놓고 측정 하였다. 여기서 얻은 低채널受信用과 高채널受信用 안테나의 指向性은 그림 12와 같다. 단 170MHz에 대한것은 unknown station을 잡아가지고 이 unknown station에 대한 受信電界를 측정하여 얻은 것이다.

그림에서 點線은 低채널 LPD 안테나와 高채널 LPD 안테나를 個別的으로 動作시켰을때 測定된 放射電界패턴이고 實線은 두 LPD 안테나를 필터로 結合한 複合안테나로 動作시켰을때 測定된 放射電界패턴이며 前者와 後者의 差違가 別로 크지 않다. 또한 이들 放射패턴으로부터, 複合안테나는 60~100MHz 및 170~210MHz의 周波數帶域에 대해서 만족할만한 動作을 할 것으로 믿어진다.

3.2 利得測定

표준 다이폴 안테나에 의한 被側 LPD 안테나의 利得測定결과는 표 1과 같으며 低채널用 안테나의 利得이 7dB전후이고 高채널用 안테나의 利得이 9dB전후로서 이것은 設計値보다 約 1dB 낮은 값이다.

표 1. 안테나의 利得
Table 1. Antenna gain vs freq.

周波數(MHz)	LPD안테나의 絕對利得(dB)
60	7.55
80	6.15
100	7.15
170	9.65
190	8.25
210	9.25

4. 考察 및 結論

우리나라 小形住宅屋上에도 용이하게 架設할 수 있도록 LPD 안테나의 길이를 2m(低채널用), 1.8m(高채널用)로 하였다. 低채널用의 것을 좀 길게 한것은 원래가 利得이 낮은 低채널 안테나의 利得을 조금이라도 높이기 위한 것이다. 위의 길이에서 실제 低채널 안테나와 高채널 안테나의 利得이 設計理論値보다 각각 1dB 정도가 낮은 7dB와 9dB로 나타났는데 이 差違는 안테나의 給電임피던스와 피터線과의 임피던스 不整合, 高, 低채널 필터의 損失 및 測定誤差등에서 오는 것으로 생각된다.

低채널 안테나와 高채널 안테나를 각각 獨立의으로 사용했을때의 패턴과 이 두 안테나를 필터로 연결하여 하나의 複合안테나로 하였을때의 同一周波數에 대한 패턴사이 에 若干의 方向차이가 있는 것은 高, 低 두 LPD 안테나의 길이의 方向이 完全히 같지는 않은에서 유래한 것이라고 생각된다.

高, 低 각 안테나의 길이를 꼭 1.8m와 2m로 해야 한다는 것은 아니며 필요에 따라 얼마든지 變更해서 設計할 수 있다.

如何든 高, 低 2개의 LPD 안테나로 전체널群을 受信토록 하였지만 그래도 低채널用 LPD 안테나가 相當한 크기여서 여기에 高채널用 LPD 안테나와 高, 低채널 필터 및 바운 등을 追加해서 이루어지는 전체널 受像안테나가 原價面에서 1개의 길이가 긴 LPD 안테나보다 과연 經濟的인 것이냐 하는 것은 多量生産을 前提로 하여서 따로 檢討를 해 봐야 할 것이다.

그러나 高채널이나 低채널의 어느한쪽 TV 放送局만 존재하는 地域에서는 高, 低用 두 안테나 중에서 어느

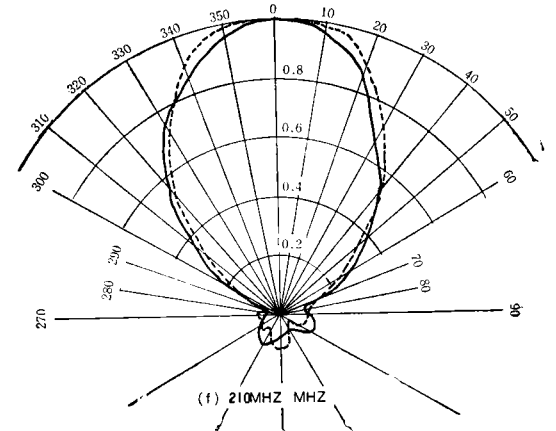
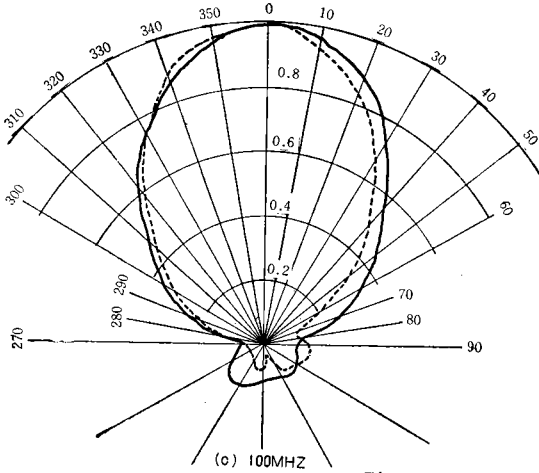
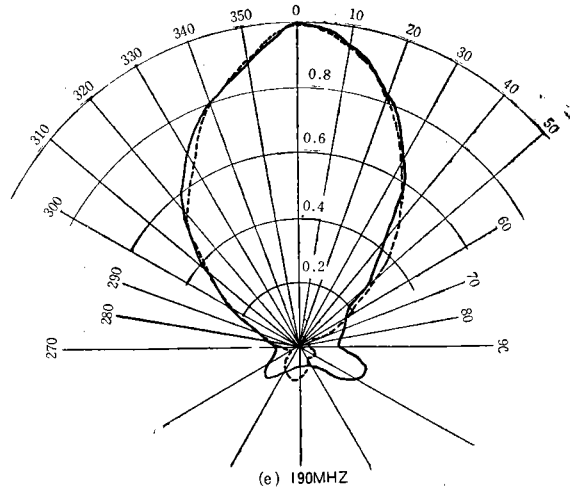
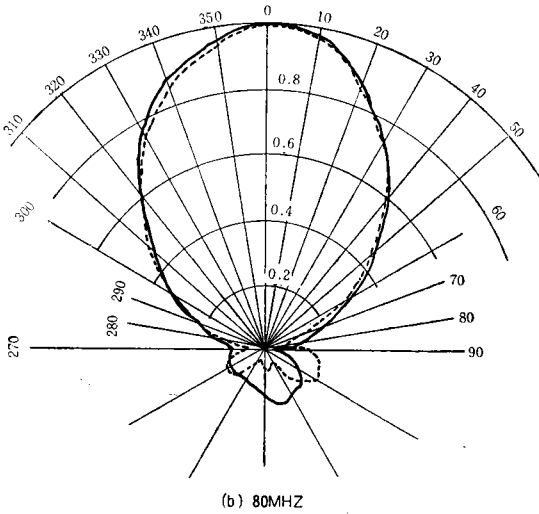
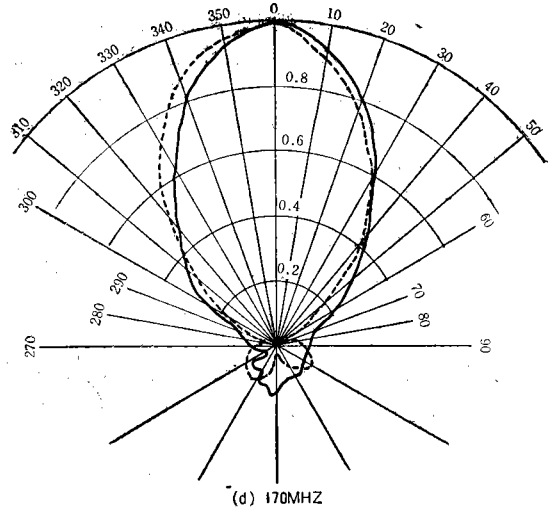
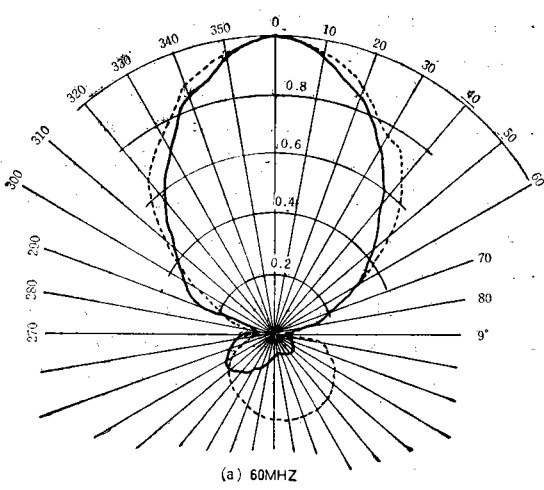


그림 12. LPD 안테나의 지향성
 Fig 12. Directivity of LPD antennas.
 : 단일 안테나(Single antenna)
 — : 복합 안테나(Combined antenna)

한쪽만 사용하면 되고 低체널 放送局과 高체널 放送局의 方向이 다른 受信點에서는 이 複合안테나를 사용하므로서 低체널用 안테나와 高체널用 안테나를 각각 該當放送局의 方向에 맞출 수 있는 利點이 있는 것은 明한 일이다.

끝으로 低체널用 LPD 안테나의 크기를 보다 縮少하기 위해서 다이폴 안테나 素子에 대한 나선形線의 使用을 생각해 볼 수 있다.

參 考 文 獻

1. Weeks: Antenna Engineering, McGraw-Hill, 1968, pp. 267~291.
2. R. Carrel: "An Analysis of the Log-periodic Dipole Antenna." 10th Annual Symposium on the USAF Ant. R & D program, October 1960.
3. G. De Vito and G.B. Stracca: "Comments on the Design of the Log-periodic Dipole Antennas." IEEE Trans. Antennas Propagation Vol. AP-21, pp. 303~308, May 1973
4. Jordan & Balmain: Electromagnetic Waves and Radiating systems, Prentice-Hall, 1968, pp. 391.
5. Weinberg, Network Analysis and Synthesis, McGraw-Hill, 1963, pp. 535~543, pp. 600~605.