

能動素子裝荷에 의한 小形廣帶域 안테나 研究

(Electrically Small and Broad-band Antenna with Active Elements)

朴 檉 基* · 李 斗 秀**

(Park, Choung Kee and Lee, Doo Soo)

要 約

텔레비전 受信用 안테나로서 가장 널리 사용되고 있는 Yagi안테나는 構造가 간단하고 指向性 利得 등이 좋으나 放射周波數에 대한 半波長길이의 素子를 사용하므로 寸수가 커지고 周波數帶域이 좁다.

따라서 設置 取扱 등에 不便을 느낄 경우가 많다. 한편 최근 일반적으로 아무곳에서나 용이하게 설치할 수 있을 만큼 小形이면서 畫質이 좋은 受像이 가능한 受信안테나에 대한 要望이 커지고 있는데 本 研究에서는 그 波長에 比해서 小形인 폴디드·다이폴 안테나 素子 2개를 좁은 간격으로 配列하고 이들을 移相結合하므로써 VHF텔레비전電波의 高 채널 周波數帶에서 比較的 良한 單一指向性을 얻고 있다.

本 안테나에 能動素子를 利用한 低雜音廣帶域增幅器를 挿入한다면 多素子 Yagi안테나에 比肩될 前後方比를 갖는위에 그의 利得도 크게 增加되어 一般受像안테나로 뿐만 아니라 高우스트 防止用室內안테나로서 相當한 寄與를 할것으로 생각된다.

Abstract

The Yagi antenna, which is most widely used for television receiving, has simple form and good directivity as well as high gain, but it must be made with linear elements of half wave length. Therefore, the dimension of multi-element Yagi antenna becomes bulky and so often it is inconvenient to install and handle, because of its big size. Moreover the frequency band width of the Yagi antenna is usually not broad enough to cover the total frequency range of VHF TV channels in our country. Recently, the demand for an antenna which is not only small enough to install it easily anywhere but also assures good quality of pictures is generally increasing. In this study 2 elements of folded dipole, which is small compared to its electrical wave length, are fixed parallel to each other with a narrow distance and the emfs induced in them are made to get together with some phase difference. This new phased array antenna has shown a relatively good unidirectivity through over the high channel VHF television frequency band as well as the good F/B ratio which is comparable to that of multielements Yagi antenna. As a result this new antenna will be used as a VHF high channel TV receiving antenna and it may become better antighost antenna when used inside the room than other room antennas.

1. 序 論

현재 텔레비전 受信用에 널리 사용되고 있는 Yagi안테나는 素子數가 많아지면 性能이 向上되고 우수한 안테나가 되지만 그 크기가 커지고 施設 또는 取扱하는

데 不便할 뿐만아니라 風壓에 의해서 損傷되기쉬운 難點이 있다.

이러한 點에서 小形化가 絶실히 要望되고 있으나 일반적으로 텔레비전受信안테나의 小形化를 생각할때에 있어서 利得, 指向性, 임피던스 등의 모든 特性을 넓은 周波數帶域에 걸쳐서 만족시킨다는 것은 매우 어렵다.

따라서 이들 特性중 가장 중요한 것에 侧重하여야하며 다른 特性이 어느정도 나빠지는 것은 불가피한 일이다.

* 正會員, 高麗大學校 電子工學科, member Dept. of Electronics Engineering, Korea Univ.

** 正會員, 全北大學校 電氣工學科, member Dept. of Electrical Engineering, Chonbuk Univ.

接受日字: 1975年 7月 25日

최근 都市內의 高層建物の 증가에 따라서 텔레비전 受像畫面에 나타나는 고우스트(ghost)가 텔레비전의 普及과 더불어 큰 問題로 대두되고 있다.

이것은 受信안테나에 送信所에서 직접 到來하는 電波(以後 直接波라 부르기로 함) 이외에 일단 다른 高層建物에 부딪혔다가 反射하여오는 電波(以後 反射波라 부르기로함)가 受信되는데 反射波는 直接波보다 長空間을 傳播하여서 늦게 도착하는 관계로 고우스트가 發生한다. 따라서 이와같은 고우스트를 避하고 畫質을 改善하기 위해서는 直接波만을 受信할수 있고 이 方向 이외에서 오는 電波의 受信感度は 매우 낮은 안테나 즉, 指向性이 날카로운 受信안테나가 필요하다.

本 研究에서는 위와같은 需要에 適合하고 그 電氣的 波長에 比해서 物理的寸수가 작은 小形안테나의 理論的근거를 검토하고 實驗을 통하여 그 性能을 確認하였다. 小形안테나로서 생각할 수 있는 型式에는

(1) 일단의 텔레비전 受信안테나에서 사용되고 있는 Yagi안테나의 素子를 코일形으로 하거나 分布定數回路나 集中定數등을 素子の 基部 또는 先端에 裝荷하는 方法

(2) 페라이트와 같은 磁性體 또는 高誘電率物質들을 사용해서 電磁界를 集中하여 小形化하는 方法

(3) 터널 다이오드와 같은 能動素子를 插入하는 方法^{1)~5)}

(4) 無指向性인 monopole과 8字形指向性의 스토프의 組合으로 單一方向性을 얻는 方法⁶⁾

(5) 그 素子 移相안테나의 方法⁷⁾

등이 있으나

(1)은 임피던스特性 및 動作利得特性이 狹帶域인 缺點이 있고

(2)에서는 良質의 波性體 또는 誘電體를 싸게 구할 수 없는 缺點이 있다. 또

(3)에서 不必要한 輻射의 除去를 쉽게할수 없는 點 및 一定한 낮은 바이어스 電壓의 供給이 어려운 點 등이 있으며

(4)에서는 VHF帶域에 대해서 小形으로 만들기가 어렵다.

本 研究에서는 (4)의 의해서 VHF에 대한 小形廣帶域안테나를 얻기가 어려운點을 생각하고 (5)의 方法을 參考하여 하이브리드回路(混合回路)로서 混合用變成器를 사용하고 2개의 小形안테나素子間의 間격을 적당한 크기로 하여서 이들의 受信起電力을 重疊하는 안테나 系로서 廣帶域에 걸쳐 F/B比(前後方比)가 良好한 指向性을 얻었다.

2개의 VHF用 폴디드·다이폴 안테나를 波長에 比해

서 좁은 間격으로 平行하게 配置하고 여기에 上記한 混合用變成器, 케이블에 의한 移相回路 및 整合回路를 사용하여 給電하므로써 VHF用 8素子에 比較될만한 指向性을 얻고 있다. 利得은 VHF低帶域에서 一數dB, 高帶域에서 OdB에 不遇하여 弱電界用으로는 不充分하지만 F/B比가 우수하여 都市에서 妨害波를 除去하는 안테나로써 有用하며 여기에 低雜音增幅器를 插入함으로써 弱電界에서도 使用될수 있을것으로 생각되어 VHF信號를 증폭할 低雜音廣帶域增幅器에 대한 考察 實驗도 아울러 실행하였다.

2. 2 素子 移相안테나의 F/B比

2素子다이폴을 각각 D_1, D_2 라 하고 이들을 直接波에 대해서 그림 1과 같이 $\frac{\pi}{2}$ 의 電氣角의 間격으로 配列하고 D_1, D_2 의 出力을 平衡-不平衡變換器 B_1, B_2 를 통하여 混合回路의 端子 1과 2에 到達하게 한다.

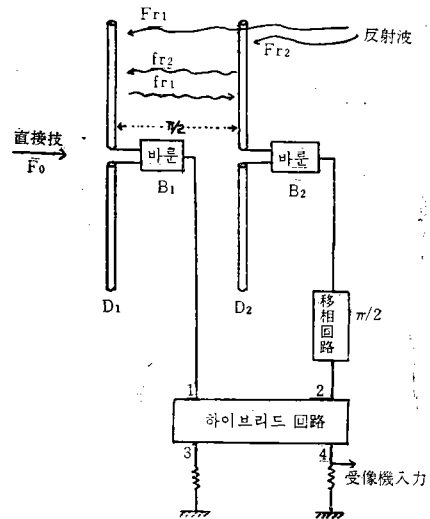


그림 1. 從來의 2素子안테나 混合合成

Fig. 1. Two element antenna combined by a hybrid circuit.

混合回路가 브리지로 形成되는 경우에는 端子 1과 2에 逆相의 信號가 印加되면 端子 4에 그 出力이 나타나고 端子 3에는 出力이 나타나지 않는다. 반대로 端子 1과 2에 同相의 信號가 印加되면 그 出力은 모두 端子 3에 나타나고 端子 4에는 나타나지 않는다.

따라서 直接波는 端子 4에 나타나고 反射波는 端子 3에 나타난다. 이것은 理想的인 경우이지만 실제에 있어서는 D_1 과 D_2 사이에서 相互干涉이 있다.

反射波를 받는 경우 D_1 에 受信되는 電波는 그림에서 點線으로 표시한 反射波 F_{r1} 외에 D_2 에 受信된 反射波로 인한 電流 I_{r2} 로 말미암아 發生하는 放射電波 f_{r2} 가

첨가된다. 즉 D_1 에는 $F_{r1} + f_{r2}$, D_2 에는 $F_{r2} + f_{r1}$ 이受信된다. 이 중에서 F_{r1} 은 F_{r2} 보다 $\frac{\pi}{2}$ 만큼 늦으므로合成된出力은 端子 3에 나타나고 f_{r2} 는 f_{r1} 보다 $\frac{\pi}{2}$ 앞서있으므로 이들의合成電波는 端子 4에 나타난다. 따라서直接波만 꺼내려던 端子 4에서 f_{r1} , f_{r2} 등의反射波까지 섞여 나오게 된다. f_{r2} , f_{r1} 은 D_2 , D_1 의各 다이폴에 흐르는電流에 의하여放射되는電波가 상대방의 다이폴 즉 D_1 과 D_2 에受信되는 것이므로 D_1 과 D_2 간의相互干涉에依한 것이다. 따라서 D_1 과 D_2 가無限히 떨어져 있으면이影響은無視되지만 그림 1과 같이 $\frac{\pi}{2}$ 의電氣角(195 MHz에서 38.5cm)의 경우에는 상당히 큰값이 된다.

이相互干涉의程度는 보통 한쪽 다이폴의給電點에 1A의電流를 흘리고 다른쪽 다이폴의給電點을 개방하였을 경우 이開放點에 생기는電壓으로 나타내며相互임피던스로 표시된다.

相互임피던스 Z_m 은 일반적으로

$$Z_m = R_m + jX_m \quad (1)$$

로 표시되며 D_1 과 D_2 에整合負荷가 접속되었을 때에는 D_1 과 D_2 에 흐르는電流가 近似的으로 $\frac{E_r}{2R_s}$ (단 E_r 은 D_1 과 D_2 가 개방되었을때反射波를 받아서 생기는電壓이고 R_s 는 D_1 과 D_2 의自己임피던스이다)이며 이것에 의하여 상대방 다이폴에 생기는電壓은 $\frac{E_r}{2R_s} Z_m$ 이다.

그러므로 端子 4에 생기는反射波의電壓은 端子 3에 생기는反射波의電壓에 비해서 近似的으로 $\frac{Z_m}{2R_s}$ 이다. 즉 이때의 F/B比는

$$F/B \text{ dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_m}{2R_s} \right|$$

이다.

다이폴에 접속한負荷임피던스 R_L 을 큰 값으로 하면 다이폴에 흐르는電流가 작아져서相互影響이 감소될 수도 있지만 이때 $R_s \ll R_L$ 이 되어 심한非整合상태가 되어 F/B比는改善되지만受信電力利得이 -14dB로 내려간다. 그런데 그림 1에서는 두素子간의 간격을 $\frac{\pi}{2}$ 로 하고 또 D_2 에는 $\frac{\pi}{2}$ 의移相器를插入하는 상태에서 고찰하였으나 D_1 과 D_2 와의 간격을 적당히 선정하고 또 D_2 에插入하는移相器의 길이를 적당히 하는 동시에 D_1 , D_2 의 다이폴의 길이를 $\frac{\lambda}{2}$ 보다 짧은 적당한 길이로 한 후 廣帶或 же 걸쳐서反射波의影響을除去할수 있을 것이다.

3. 小形單一指向性 안테나

3.1 單一指向性的條件

그림 2와 같이 全長이 $2L$ 인 두개의 다이폴素子 D_1 과

D_2 를 간격 d 로 平行하게 배치하고 각 다이폴素子の 총 給電電流 \dot{I}_1 과 \dot{I}_2 의 振幅과 位相을 각각 I_1, I_2 및 δ_1 ,

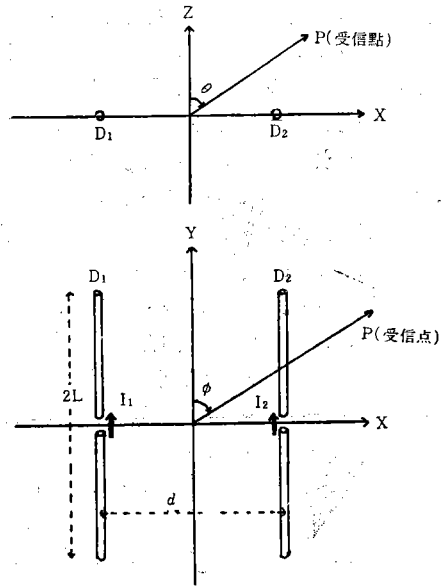


그림 2. 小形 2素子안테나
Fig. 2. Two-element small antenna.

δ_2 가 되게 給電하였을때 E面指向性 $D_E(\phi)$ 는

$$D_E(\phi) = \frac{1}{2} \left| \frac{\cos(\beta L \cos \phi) - \cos \beta L}{\sin \phi} \right| \times |I_1 - I_2 e^{j\{(\delta_2 + \delta_1)\beta d \sin \phi\}}| \quad (2)$$

β 는自由空間의 位相定數

式 (2)에서

$$I_1 = I_2 \quad (3)$$

$$\delta_2 - \delta_1 = \beta d \pm (2n - 1)\pi, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

의條件으로 給電하면 $\phi = -\frac{\pi}{2}$ 에서 $D_E(\phi)$ 가 零이되어 單一指向性이 된다.

그림 2에서 D_1 에는 길이 l_1 의 給電線을 통하여 起電力 \dot{V} 를 給電하고 D_2 에는 길이 l_2 인 給電線을 통하여 起電力 $-\dot{V}$ 를 給電하였을때 각 다이폴素子の 給電電流 \dot{I}_1 과 \dot{I}_2 를 계산하면

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{1}{Z_o + \dot{Z}_s} e^{-j\beta' l_1} \left\{ 1 + \frac{\dot{Z}_m}{Z_o + \dot{Z}_s} e^{j\beta' (l_1 - l_2)} \right\} \dot{V} \\ \dot{I}_2 &= \frac{1}{Z_o + \dot{Z}_s} e^{-j\beta' l_2} \left\{ 1 + \frac{\dot{Z}_m}{Z_o + \dot{Z}_s} e^{-j\beta' (l_1 - l_2)} \right\} (-\dot{V}) \end{aligned} \right\} (5)$$

Z_o : 給電線의 特性임피던스 및 電源의 內部임피던스

\dot{Z}_s : 다이폴素子 D_1 및 D_2 의 自己임피던스

β' : 給電線의 位相定數

여기서 만약 l_1, l_2 와 波長 λ 사이

$$l_1 - l_2 < \lambda \quad (6)$$

의 관계가 성립하면 式 (5)에서

$$I_1 = I_2 \quad (7)$$

$$\delta_1 = -\beta' l_1 \quad (8)$$

$$\delta_2 = -\beta' l_2 \pm (2n-1)\pi \quad (9)$$

式 (8), (9)와 式 (4)에서

$$\beta d = \beta' (l_1 - l_2) \quad (10)$$

따라서

$$d = \frac{\beta'}{\beta} (l_1 - l_2) = \frac{1}{k} (l_1 - l_2) \quad (11)$$

$$k = \frac{\beta'}{\beta} : \text{給電線의 波長短縮率을 얻는다.}$$

그러므로

(1) 다이폴素子 D_1 과 D_2 를 크기가 같고 獨立된 電源으로 각각 給電하고

(2) 電源의 內部임피던스와 給電線의 特性임피던스를 같게하며

(3) 두개의 給電線의 電氣長의 차를 D_1 과 D_2 의 간격 d 에 같게하고 한쪽의 位相을 反轉할뿐 아니라

(4) 두개의 다이폴素子의 간격 d 자체를 波長에 비해서 작게한다.

고하면 式 (3)과 (4)를 만족하고 廣帶域에 걸쳐서 單方向的 指向性을 얻게 될 것이다.

3.2 안테나의 構成

이와같은 條件들을 만족하는 VHF用 小形單指向性 안테나를 그림 3과 같이 構成하였다. 즉 75Ω 系의 케이블과 混合回路로 (1)과 (2)의 條件을 만족하고 두개의 케이블長을 式 (11)이 만족되게 취하고 한쪽 바른

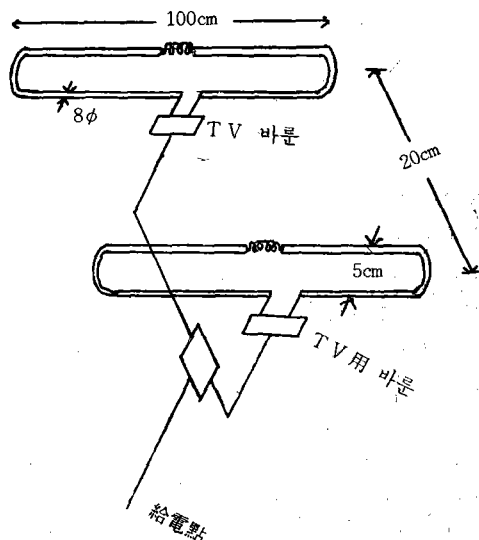


그림 3. VHF用 小形單 指向性 안테나
Fig. 3. Unidirectional VHF antenna.

(balun)의 平衡端子를 反轉하여 (3)의 條件을 만족하게 한다. 또 두개의 다이폴素子의 간격 d 를 20cm로 하여서 (4)의 條件을 만족시켰다.

또 다이폴素子로는 폴드드形의 것을 사용하고 그 2次線의 中央에 195MHz(7~13채널 즉 高채널群의 중앙 周波數)에서 自己共振하는 코일을 삽입하고 $300\Omega : 75\Omega$ 의 바른을 거쳐서 75Ω 의 케이블에 접속하였다. 混合回路로서는 2개의 페라이트 코어위에 감긴 4개 捲線形의 變成器를 사용하고 바른에는 페라이트코어에 平行 2線을 감은 것을 사용하였다.

3.3 混合回路

小形다이폴을 勵振하기 위한 混合回路로서는 브리지·다이프렉서, 三捲變成器 및 (12)式과 같은 集中定數를 사용한 그림 4와 같은 回路⁷⁾들을 생각할수 있으나

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{Z_0}{2\sqrt{2}\omega_0} \\ L_2 &= \frac{Z_0}{2\omega_0} \\ C &= \frac{1+\sqrt{2}}{\omega_0 Z_0} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Z_0 : 所要線路特性임피던스

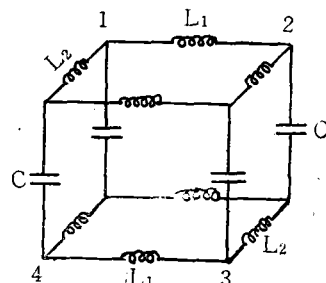


그림 4. 集中定數混合回路
Fig. 4. Balanced hybrid circuit with lumped elements

本 研究에서는 그림 5의 같이 두개의 페라이트 코어 위에 감은 混合用變成器 사용하였다.

P_1, P_2 는 똑같이 4회씩 감았으며 S_1, S_2 는 實驗時에

$$\frac{(P_1 \text{ 회수})^2}{(S_1 \text{ 회수})^2} = \frac{(P_2 \text{ 회수})^2}{(S_2 \text{ 회수})^2} = 2$$

가 되게하였으나 實際使用時에는 텔레비전 피더線의 特性임피던스 300Ω 을 감안하여

$$\frac{(P \text{ 회수})^2}{(S_1 \text{ 회수})^2} = \frac{(P \text{ 회수})^2}{(S_2 \text{ 회수})^2} = \frac{1}{2}$$

이 되게 감을필요가 있다. P_1, P_2 는 特性임피던스 75Ω 의 케이블을 통해서 다이폴素子 D_1, D_2 에 연결되게하고 S_1, S_2 는 特性임피던스 75Ω 의 同軸케이블線에 差動的으로 접속되게하여서 放射電界의 패턴을 測定하였다. 따라서 그림 3의 D_1, D_2 에서 直接到來波가 들어올때만 그림 5의 混合用變成器의 1次捲線 P_1, P_2 에 位相差 180°

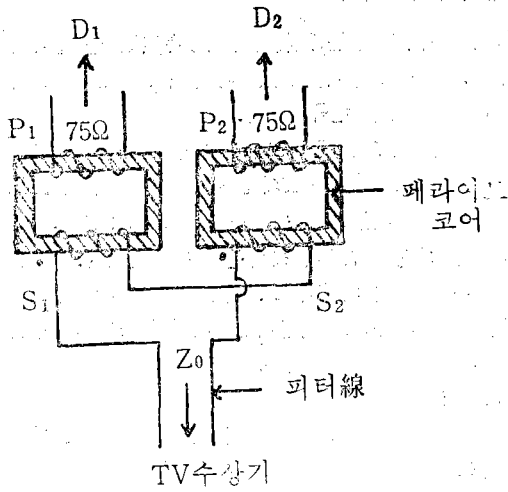
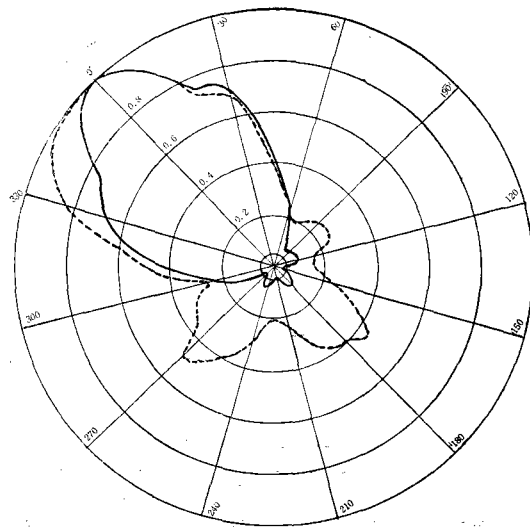
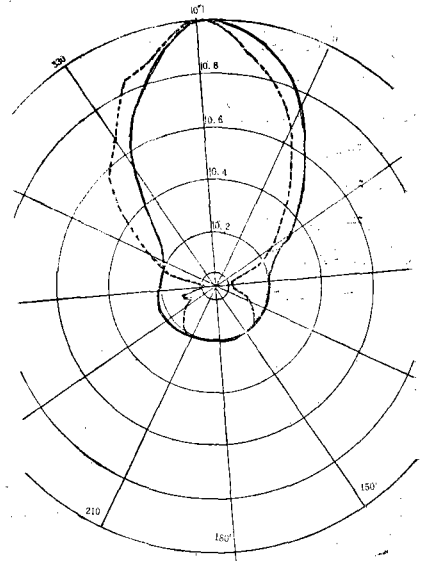
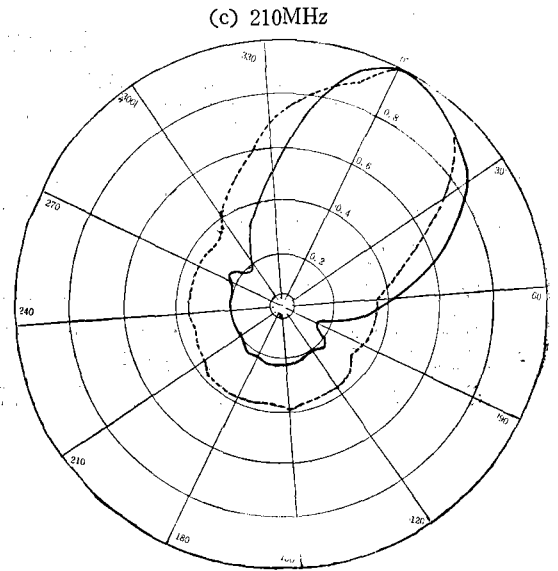


그림 5. 混合用變成器
Fig. 5. Hybrid transformer.



(a) 170MHz



(b) 210MHz

— 小形單面性 안테나
..... 市販 8素子 안테나

그림 6. 小形單面性안테나와 市販 8素子안테나의 放射電界 패턴
Fig. 6. Directivity of the unidirectional antenna.

의 入力이 加해져서 이 變成器의 出力端子로부터 TV 受像機에 信號起電力이 공급되고 D₂, D₁에 反射波가 來할 때에는 S₁과 S₂의 起電力이 相殺하게 된다.

즉 그 出力端子에서 直接波의 出力만을 꺼낼수 있다는 點으로부터 이 混合用變成器가 그림 1의 混合回路로 代用될수 있다고 생각하였다.

3.4. 放射特性 및 임피던스

이 안테나의 放射패턴은 그림 6의 實線과 같았고 이

와 比較하기 위한 市販 8素子안테나의 放射電界패턴은 그림 6의 點線들과 같았다.

그림 6의 (a), (b)에서는 小形單指向性 안테나의 指向性이 오히려 市販 8素子안테나의 것 보다 우수하고 그림 (c) 즉 210MHz의 경우에만 市販 8素子안테나 쪽이 약간 우수할 정도로서 2素子뿐인 小形單指向性안테나의 指向性이 8素子안테나와 거의 同等함을 알수있었다. 그림 6에서 (b)의 경우가 가장 패턴이 좋은것은

이 안테나를 195MHz를 中心으로 하여 설계하였기 때문이라고 생각되며 back lobe가 窄이 안되고 다소 남는것은 간격 d 가 195MHz에 대해서 0.13 λ 로 되고있어 그 波長에 비해 무시할수 있을 만큼 작다고는 볼수없는 것과 混合回路用變成器의 性能이 理想的이 아닌點 따라서 임피던스整合이 完全하지 않는것이 그 原因일 것으로 생각된다.

여하튼 그림 6에서 이 單指向性안테나의 前後方比가 VHF 高체널 텔레비전周波數에 대해서는 12.6~20dB로 되고있어 市販多素子 Yagi안테나와 같은 정도로 實

用될수 있음을 알수 있다.

또 바론을 거쳐서 본 이 안테나의 플러드·다이폴素子の 임피던스는 그림 7과 같았다.

3.5 能動素子에 대한 利得增加

이 안테나는 그 F/B比는 좋으나 그 利得이 거의 零dB이므로 中電界(74dB, 5mV/m) 以下지역에서의 텔레비전電波의 受信에는 그 利得을 따로 增加해줄 필요가 있다.

本 研究에서는 이와같은 利得增加를 위하여 f_{ab} 가 1.2 GHz인 2N2708npn실리콘트랜지스터 두개를 사용한 그

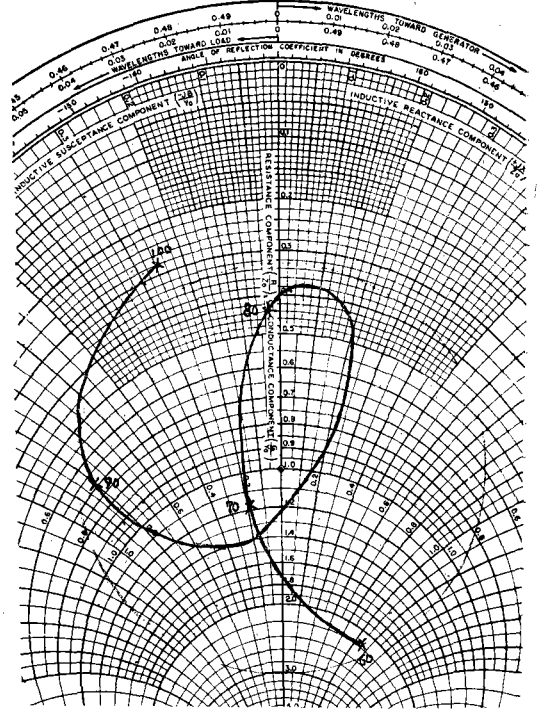
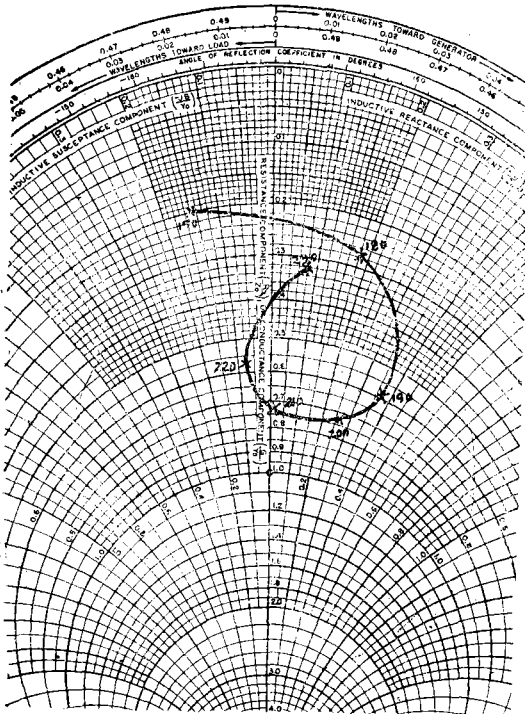


그림 7. 單指向性안테나의 임피던스 (a), (b)
Fig. 7. Impedance and VSWR of the unidirectional antenna.

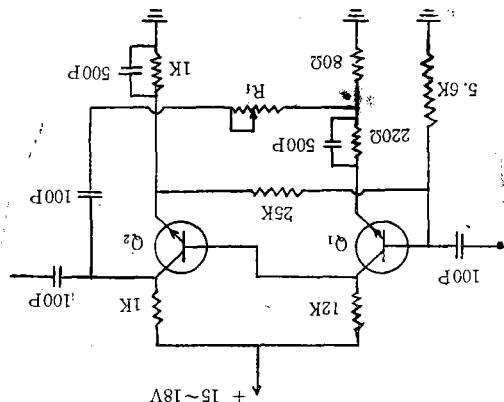


그림 8. 廣帶域增幅器
단, Q_1, Q_2 ; 2N 2708 $R_t=25k\Omega$
Fig. 8. A low noise VHF amplifier circuit.

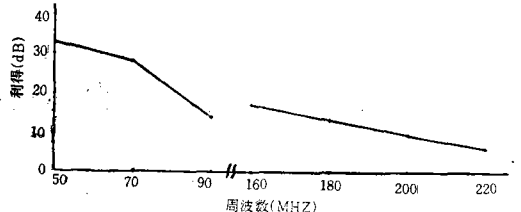


그림 9. 廣帶域增幅器의 增幅特性
Fig. 9. The gain dB of VHF amplifier.

그림 8과 같은 回路의 低雜音廣帶域增幅器를 만들었으며 그 利得을 측정하여 그림 9와 같은 결과를 얻었다.

그림 9에서 이 增幅器의 利得을 低체널에 대한 것이 크고 周波數가 높아짐에 따라 대체로 低下하고 있으나 高체널에 대한것도 7~17dB에 이르고 있으므로 이 增幅器를 낮은 周波數일수록 相對的으로 利得이 낮아져

는 前項의 單指向性안테나와 같이 사용한다면 弱電界의 電波도 受信될수 있을 것으로 생각한다.

4. 結 論

두개의 길이가 짧은 안테나素子를 좁은 간격으로 平行하게 配列하고 混合用變成器와 바론을 통해서 差位相給電하는 방법으로 高체널群에 屬하는 VHF텔레비전 電波를 受信할 小形單指向性안테나를 만들었다. 그 前後方比는 12.6~20dB로서 보통以上은 되지만 그런데로 back lobe가 남게되는 것은 混合回路의 廣帶域性不足과 임피던스整合不足을 개선하고 中心주파수의 選定 및 두 素子間의 間隔을 最適化함으로써 VHF全帶域에 걸쳐서 使用可能케 할수 있다고 생각한다.

또 混合回路의 出力쪽에다 3.5項에서 설명한바와 같은 低雜音廣帶域의 트랜지스터增幅器를 붙임으로써 그 低利得特性을 해결할수 있다고 생각한다.

또한 그림 7에서 180MHz이하의 高체널周波數帶에 대한 VSWR이 3이상으로 나와있는것은 廣帶域을 위하여 앞으로 계속 檢討改善되어야할 點이라 하겠으나 이 안테나는 그 크기가 그 電氣의波長에 比해서 小形일뿐 아니라 價格이 보통 市販안테나의 價格과 大差없을 것이므로 처마밑 壁의 부착용으로 또 고우스트防止用 室內안테나로 많이 사용될 것으로 믿는다.

끝으로 本 研究는 1974年度의 產學協同財團學術研究費에 의해서 이루어졌으며 이에 대하여 여기에 深甚한 謝意를 表한다. 또한 著者들은 本 研究의 實驗測定을 위하여 많은 手酷를 해준 高大理工大學 大學院 周昌福君에 대해서도 이자리를 빌어서 感謝드리는 바이다.

參 考 文 獻

1. 永井外 2人: "小形 單指向性 안테나" 日本電子通信學會 안테나傳播研究會-A pp.72-77, 1972年 5月
2. 土井, 佐藤: "무우프 連續電流에 의한 指向性的의 合成과 그의 實現法" 日本 電子通信學會誌, Vol. 54-B No.9 pp.547-574, Sep. 1969年
3. 土井, 佐藤: "連續電流 指向性合成 理論에 의한 能動안테나" 日本電子通信學會誌 Vol. 54-B, No.10, pp.647-653 Oct. 1971年.
4. Von H. Meinke: "Aktive Antennen" Nachrichtentechnische Zeitschrift Heft 12, pp.687-705, Dezember 1966年.
5. A. J. Poggio外 1人: "Bandwidth Extension for Dipole Antenna" IEEE Trans. AP-19, pp.544-547, July 1971年.
6. P. E. Mayers外 1人: "The Monopole Slot: A Small Broad-band Unidirectional Antenna". IEEE Trans, AP-20, pp.489-493, July 1972年,
7. 小西良弘: "고우스트 防止안테나" NHK 技研月報 11, pp.483-444, 1947年.
8. 雄山外 2人: "텔레비전 受信用 小形單指向性안테나" 日本텔레비전學會誌 第23卷, 第10號, pp.805-810, 1974年.
9. 岡村浩志: "하이브리드회로를 사용한 FM放送 受信用 小形안테나" 日本 텔레비전學會誌 第23卷, 第1號, pp.28-34, 1969年.