

廣帶域 Twisted -Wire Quadrature Hybrid 회로構成에 관한 研究

(A Study on the Construction of Broad-Band Twisted-Wire Quadrature Hybrid)

朴 檉 基*, 金 聖 鎮**

(Park, Choung -Kee and Kim, Sung -Jin)

要 約

本 論文에서는 主로 bifilar pair 의 撚線에 의한 對稱 3dB quadrature hybrid 回路의 構成에 關하여 考察 研究 하였다. 撚線으로된 두 개의 하이브리드를 縱續連結함으로써 VHF 帶에서 結合損失 (coupling loss) 이 작으며 한 옥타브의 帶域幅을 갖는 quadrature hybrid 回路를 實現 할 수 있었다.

이러한 類型의 하이브리드는 짜임새가 간결하면서도 저렴하므로 1GHz 以下の 周波數 帶域에서 一般的으로 使用되고 있는 同軸線 型 또한 인쇄회로 板보다 오히려 有利하다고 생각된다. 本 研究는 텔레비전 電波의 고스트 防止를 위하여 두개의 다른 안테나 신호를 混合하는 하이브리드 回路를 얻기위한 設計方法을 提示한 것이다.

Abstracts

A symmetrical 3-dB quadrature hybrid circuits, consisting mainly of bifilar pair of twisted wires, is described.

A cascade of two such hybrid circuits can achieve an octave bandwidth hybrid circuit with a small coupling loss.

Since the proposed type is simple, compact, and low in cost, its application may be preferred to the more common coaxial line or printed-circuit type hybrid version in the frequency region below 1GHz.

This study provides a design method for a hybrid circuit mixing two different antenna signals for the anti-ghosting of television signal.

I. 序 論

2개의 안테나를 勵振시키기 위한 混合回路로서는 從來의 三搖變成器, 集中定數 混合回路 등을 생각 할 수 있으나 本 論文에서는 twisted-wire quadrature (90°) hybrid를 利用한 混合回路를 생각하였다.^[1,2]

* 正會員, 高麗大學校 工科學科 電子工學科
(Dept. of Electronics Engr. Korea Univ.)

** 正會員, 海軍士官學校 電子工學科
(Dept. of Electronics Engr. Naval Academy)
接受日字: 1980年 7月 19日

1959年 Ruthroff에 의해서 페라이트 코아에 撚線을 감은 小型이며, 非對稱인 180° hybrid가 처음 소개되었다.^[3]

이어서 Firestone, Kurokawa, Cappucci, Seidel 등에 의해서 撚線 構造를 使用하여 UHF 帶에대한 3-dB 對稱 quadrature hybrids를 만들 수 있다는 것이 알려졌다.^[4,5,6]

本 論文에서는 두 개의 안테나 信號를 混合하는 方向性 結合器를 構成할 目的으로 二段의 twisted-wire quadrature hybrids를 同軸 케이블과 함께 縱續

連結하여 160~220 MHz의 廣帶域 twisted-wire quadrature hybrid 회로를 設計 製作 및 考察 研究하였다. 이 같은 hybrid 회로는 2個 안테나 素子로부터의 入力를 方向性 結合함으로써 고스트(ghost) 除去用 안테나 시스템을 만드는데에 使用될 수 있을 것이다.

II. 3-dB Quadrature Hybrid Coupler의 理論

一般的으로 3-dB 方向性 結合器는 branch-line hybrid 와 ring hybrid 로 大別된다. 이 들中 ring hybrid 는 그 出力이 180° 位相差를 가지며, branch-line hybrid 는 그 出力이 90° 位相差를 갖게 된다. 따라서 3-dB quadrature hybrid 로서 branch line hybrid 를 分析하게 되는데 [7]

이것을 要約하면 다음과 같다.

그림 1의 branch-line hybrid 에서 内部 임피던스 Z_0 , 기전력 e volt 의 電源이 port 1 에 供給되고, port 2, 3, 4 에는 Z_0 의 基準 임피던스가 連結되었다면 이 회로는 그림 2 와 같이 표시된다.

이 branch-line hybrid 는 대칭방향성 결합기와 같이 볼 수 있으므로 그 결합부의 동작을 고찰하는데

있어서 우수 또는 기수 mode 의 전송, 반사 parameter 들의 선형조합이 접합부에 대한 散亂 matrix 보다 자주 사용된다. [11]

한편 偶數勵振은 port 1,4 에 同振幅, 同位相의 電壓을 가했을때 얻을 수 있고 奇數勵振은 port 1,4 에 同振幅, 逆位相의 電壓을 가했을때 얻을 수 있다. 그림 3의 (a), (b)와 같이 偶數勵振과 奇數勵振의 重疊으로서 나타낼 수 있다.

그림 3의 (a), (b)의 모델에 있어서는 電氣的인 對稱平面이 存在하고, 偶數勵振의 對稱平面은 開放回路로 되고 奇數勵振의 對稱平面은 短絡回路로 되며 4 port 回路問題를 等價의인 2 port 回路問題로 變換할 수 있으므로 이것을 그림 4 와 같이 나타낸다.

그림 4는 各各의 勵振에서 2 port 로 表示되고 있다. 즉 4 단자 回路網으로 볼 수 있다. 그러므로 V_{1e} , V_{1o} , I_{1e} , I_{1o} , V_{2e} , V_{2o} , I_{2e} , I_{2o} 들은 ABCD 매트릭스를 적용하여 구할 수 있으며 이들의 重疊으로 원래의 4 port 回路의 電壓, 電流들은 다음과 같이 決定할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{1e} + V_{1o}, \quad I_1 = I_{1e} + I_{1o} \\ V_2 &= V_{2e} + V_{2o}, \quad I_2 = I_{2e} + I_{2o} \quad \dots\dots (1) \end{aligned}$$

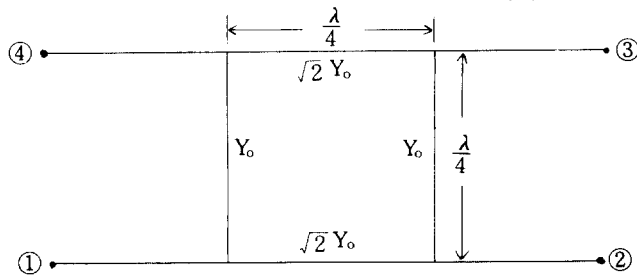


그림 1. Branch-line 하이브리드
Fig. 1. Branch-line hybrid.

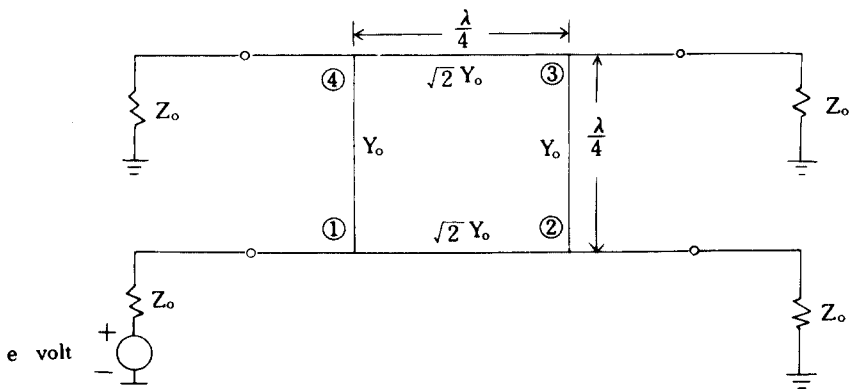
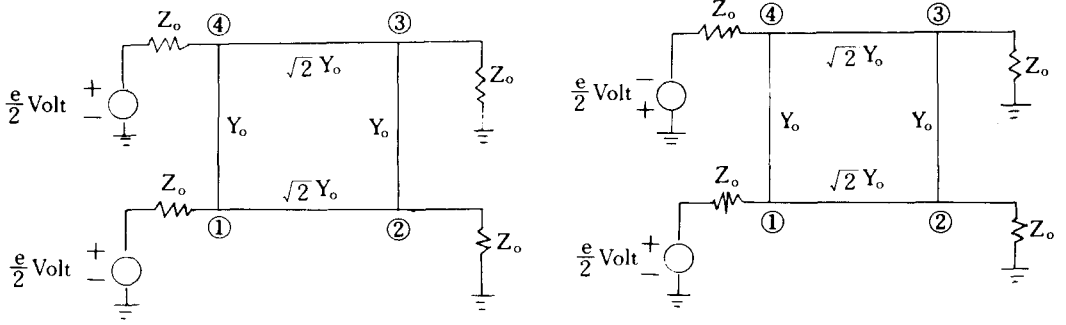


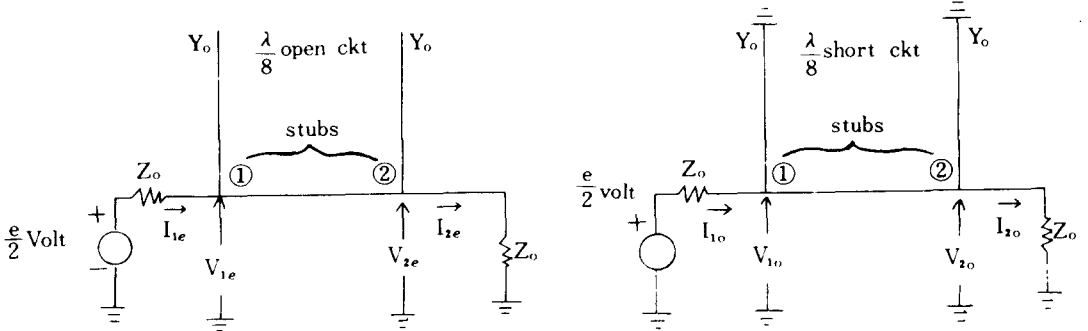
그림 2. 종단된 branch-line hybrid coupler.
Fig. 2. Terminated branch-line hybrid coupler.



(a) 偶數勵振 (b) 奇數勵振
(a) Even excitation (b) Odd excitation

그림 3. Branch-line hybrid coupler 를 위한 偶數·奇數勵振 모델

Fig. 3. Even-odd excitation models for the branch-line hybrid coupler.



(a) 偶數勵振 (b) 奇數勵振
(a) Even excitation (b) Odd excitation

그림 4. 수정된 偶數·奇數勵振 모델

Fig. 4. Modified even-odd excitation models.

$$V_3 = V_{2e} - V_{2o}, I_3 = I_{2e} - I_{2o}$$

$$V_4 = V_{1e} - V_{1o}, I_4 = I_{1e} - I_{1o}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & j\frac{Z_0}{\sqrt{2}} \\ j\frac{Y_0}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

그림 4의 2 port 回路에서 奇數勵振과 偶數勵振을 위한 ABCD 매트릭스 表現은

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{even}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j\frac{Z_0}{\sqrt{2}} \\ j\sqrt{2}Y_0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{2}} & j\frac{Z_0}{\sqrt{2}} \\ j\frac{Y_0}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{odd}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j\frac{Z_0}{\sqrt{2}} \\ j\sqrt{2}Y_0 & 0 \end{bmatrix} \dots(2)$$

와 같으며 V_{1e}, V_{1o} 및 I_{1e}, I_{1o} 는

$$\begin{bmatrix} V_{1e} = -\frac{1}{\sqrt{2}}V_{2e} + j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}I_{2e} \\ I_{1e} = j\frac{Y_0}{\sqrt{2}}V_{2e} - \frac{1}{\sqrt{2}}I_{2e} \\ V_{1o} = \frac{1}{\sqrt{2}}V_{2e} + j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}I_{2o} \\ I_{1o} = j\frac{Y_0}{\sqrt{2}}V_{2o} + \frac{1}{\sqrt{2}}I_{2o} \end{bmatrix} \dots(3)$$

와 같이 表示된다.

그림 4에서 PORT 2는 임피던스 Z_0 로 종단되어 있고, PORT 1은 내부 임피던스 Z_0 를 가진 $\frac{e}{2}$ volt의 電源이 가해지므로 종단조건 ($V_2 = I_2 Z_0$, $V_1 + I_1 Z_0 = \frac{e}{2}$)을 적용하면

$$\left. \begin{aligned} V_{1e} &= \frac{Z_0}{\sqrt{2}}(j-1)I_{2e}, V_{10} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}(j+1)I_{20} \\ I_{1e} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(j-1)I_{2e}, I_{10} = \frac{1}{\sqrt{2}}(j+1)I_{20} \\ I_{2e} &= \frac{e}{2\sqrt{2}Z_0(j-1)}, I_{20} = \frac{e}{2\sqrt{2}Z_0(j+1)} \end{aligned} \right\} \dots(4)$$

이다. 그러므로 2 port 回路모델의 電壓, 電流는

$$\left. \begin{aligned} V_{1e} &= \frac{e}{4}, V_{10} = \frac{e}{4} \\ I_{1e} &= \frac{e}{4Z_0}, I_{10} = \frac{e}{4Z_0} \\ V_{2e} &= \frac{e}{2\sqrt{2}(j-1)}, V_{20} = \frac{e}{2\sqrt{2}(j+1)} \\ I_{2e} &= \frac{e}{2\sqrt{2}Z_0(j-1)}, I_{20} = \frac{e}{2\sqrt{2}Z_0(j+1)} \end{aligned} \right\} \dots(5)$$

가 된다. 식(5)를 식(1)에 代入하면 원래의 4 port 回路의 各 port의 電壓, 電流가 결정된다. 즉,

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \frac{e}{4} + \frac{e}{4} = \frac{e}{2} \dots(a) \\ V_2 &= \frac{e}{2\sqrt{2}(j-1)} + \frac{e}{2\sqrt{2}(j+1)} = -j\frac{e}{2\sqrt{2}} \dots(b) \\ V_3 &= \frac{e}{2\sqrt{2}(j-1)} - \frac{e}{2\sqrt{2}(j+1)} = \frac{e}{2\sqrt{2}} \dots(c) \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} V_4 &= \frac{e}{4} - \frac{e}{4} = 0 \dots(a) \\ I_1 &= \frac{e}{4Z_0} + \frac{e}{4Z_0} = \frac{e}{2Z_0} \dots(b) \\ I_2 &= \frac{e}{2\sqrt{2}Z_0(j-1)} + \frac{e}{2\sqrt{2}Z_0(j+1)} \dots(c) \\ I_3 &= -j\frac{e}{2\sqrt{2}Z_0} \dots(c) \\ I_3 &= \frac{e}{2\sqrt{2}Z_0(j-1)} - \frac{e}{2\sqrt{2}Z_0(j+1)} \\ &= -\frac{e}{2\sqrt{2}Z_0} \dots(d) \\ I_4 &= \frac{e}{4Z_0} - \frac{e}{4Z_0} = 0 \dots(e) \end{aligned} \right\} \dots(6)$$

가 된다.

따라서 식(6)의 (a), (b), (c), (d)와 같이 port 1에 入力을 가했을 때 port 2와 3은 90° 의 位相差가 생기며 同一電力 分配가 이루어진다. 또한 port 4는 絶緣이 되어 이 port에는 電力이 나가지 않음을 알 수 있다. 이와같이 branch-line hybrid가 3-dB quadrature hybrid coupler가 됨을 알 수 있다.

III. 廣帶域 Twisted-Wire Quadrature Hybrid의 構成

이제 然線을 利用한 UHF 帶에서의 3-dB quadrature hybrid 構成과 위의 分析 結果를 參考하여 然線으로 VHF 帶用 3-dB quadrature hybrid 回路를 構成하는 것에 對한 檢討를 하여 본다.

1. 一段 Hybrid

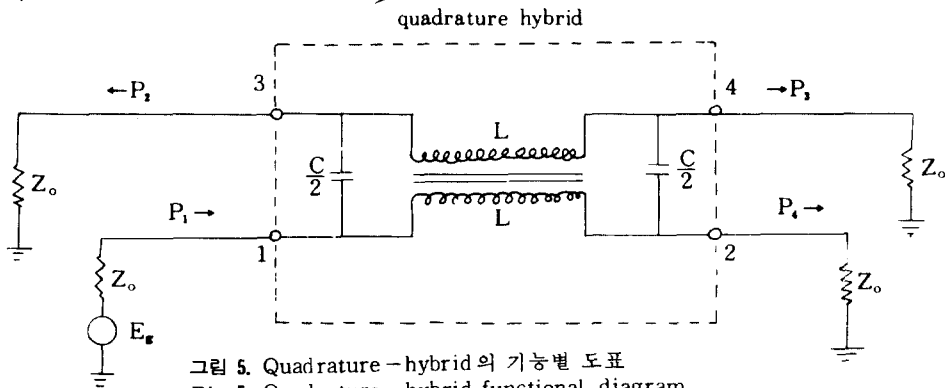


그림 5. Quadrature-hybrid의 기능별 도표
Fig.5. Quadrature-hybrid functional diagram.

그림 5는 一段의 twisted-wire quadrature hybrid의 기능별 도표이다(但, 無損失의 경우이다). 만약 port 1과 port 3과, 그리고 port 2와 port 4가 連結되면 燃線사이의 磁氣結合係數는 거의 1이기 때문에 그 결과 얻어지는 2 port 회로는 단순히 集中 인덕턴스 L과 같게 된다. 또한 port 1과 port 4가, 그리고 port 3과 port 4가 連結 될때 생기는 2 port 회로는 근사적으로 集中 커패시트 C로 나타낼 수 있다. 여기서 集中 커패시터 C는 燃線間의 分布容量과 外部 導線間에 나타나는 分布容量의 疊으로 되어있다. 그러나 160~220 MHz의 VHF 帶域에서는 外部 커패시터의 影響은 무시할 수 있는 것으로 생각한다.

네개의 port들이 hybrid 특성을 나타내기 위해서는

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \dots\dots\dots (7)$$

가 만족되어야 하며 PORT 2와 PORT 4 사이의 同一電力分配는 周波數 f_0 에서 일어나게 되므로

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = Z_0 \dots\dots\dots (8)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

이다. PORT 1과 PORT 3 사이의 變換損失(transducer loss)은

$$\frac{P_1}{P_3} = 1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \dots\dots\dots (9)$$

이며 PORT 1과 PORT 2 사이의 變換損失은

$$\frac{P_1}{P_2} = 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \dots\dots\dots (10)$$

가 된다.[8] 그리고 II장에서와 같이 port 1과 port 4間의 絶緣은 無限대가 되고 port 3에서 4으로의 또 port 2에서 1로의 歸還損失(returnloss)은 모든 周波數 帶域에서 零이 된다. 또한 port 2와 port 3에서의 電壓은 理論上으로 周波數에 關係없이 相互間에 90°의 位相差를 갖게 된다.

2. Hybrid의 廣帶域化

식(9)와 식(10)에서와 같이 一段의 twisted-wire quadrature hybrid는 다만 한 周波數(f_0)에서 同一電力分配가 일어나기 때문에 廣帶域 回路로 使用 할

수 없다. 그러므로 帶域幅을 廣帶域으로 하기위해서는 Rehnmark [9]와 Fisher [8]에 의해서 提案된 바와 같이 二段의 twisted-wire quadrature hybrids를 同軸 케이블로 縱續連結하는 方法을 생각할 수 있으며, 이러한 二段 縱續結合 twisted-wire quadrature hybrid를 컴퓨터로 分析할 때, 그림6과 같은 傳送特性이 나타난다. [10]

여기서 모든 周波數는 ω_0 로 標準化 되었으며, ω_0 는 縱續結合에 使用된 hybrid의 3dB 周波數이다. 또한 同一電力分配가 $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ 의 3個 周波數에서 이루어짐을 알 수 있다.

그림6에서 ω_A 와 ω_B 는 結合度 差(coupling difference)가 α 를 넘지않는 周波數 帶域이다.

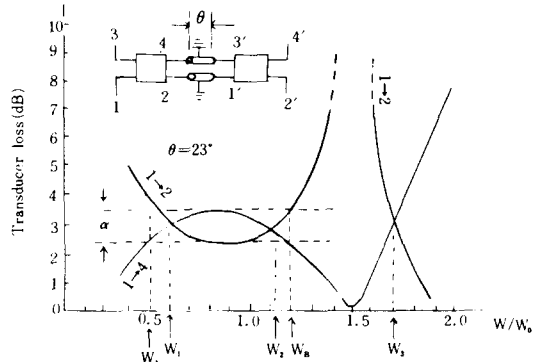


그림 6. 컴퓨터에 의한 2段 quadrature hybrid의 특성 ($\theta = 23^\circ$)

Fig.6. Computer-generated characteristics of two-stage quadrature hybrid when $\theta = 23^\circ$.

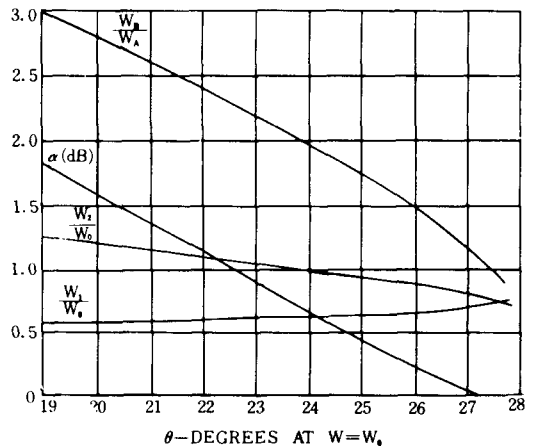


그림 7. 連結케이블 장에 대한 2段 quadrature hybrid의 傳送係數

Fig.7. Two-stage quadrature-hybrid transmission parameters versus connecting cable length .

그림 6에서와 같이 첫 번째 hybrid의 port 2과 port 4를 周波數 ω_0 에서 θ 의 電氣長(electrical length)을 가지며 Z_0 의 特性 임피던스를 갖는, 同軸 케이블을 通하여 各各 두 번째 hybrid의 port 1'과 PORT 3에 連結하므로써 帶域幅의 廣帶域化가 實現 될 수 있다.

그림 7은 廣帶域 2段 hybrid를 設計하는데 使用 될 수 있는 圖表를 표시하며, 그림 6에 나타난 傳送 特性이 連結된 케이블의 電氣長과 어떠한 關係를 갖고 있는가 하는 것을 보여준 것이다. 예를들면 한 옥타브의 帶域幅 ($\omega_B / \omega_A = 2$)은 $\theta \cong 24^\circ$ 일 때 喪기며 結合度 差 α 는 0.7 dB를 넘지 않는다.

3. 設計의 實際

廣帶域 twisted-wire quadrature hybrid를 設計함에 있어서 우선 基準 임피던스(50 Ω)와 同一한 特性 임피던스를 갖는 燃線이 필요하다. 여기서 燃線은 平行 二線으로된 傳送線路로 생각 할 수 있으므로 平行 二線式 傳送線路의 單位 길이(mile) 당의 인덕턴스 L_0 와 커패시턴스 C_0 는 導線의 半徑을 r , 線路의 間隔을 d 라 하면

$$L_0 = 0.001482 \log \frac{d-r}{r} \quad \text{Henry/mile}$$

$$C_0 = \frac{0.0194 \times 10^{-6}}{\log \frac{d-r}{r}} \quad \text{Faraday/mile}$$

이며 無損失 傳送線路의 特性 임피던스는 $Z_0 = L_0/C_0$ 이므로

$$Z_0^2 = \frac{L_0}{C_0} = 76392.095 \log^2 \left(\frac{d-r}{r} \right)$$

따라서 $Z_0 = 50(\Omega)$ 에 구하여

$$d = 2.516 r \quad \dots\dots\dots (11)$$

이 됨을 알 수 있다.

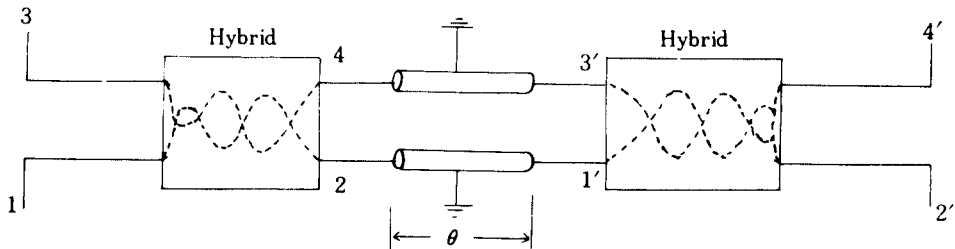


그림 8. 廣帶域 twisted-wire quadrature hybrid.
Fig. 8. Broad-band twisted-wires quadrature hybrid.

식(11)에서 直徑이 1.1(mm)가 되므로 最適 特性 임피던스 $Z_0 = 50(\Omega)$ 이 되게 하기위해 直徑을 1.1(mm), 線路間隔을 약 1.4(mm)로 選擇한다. 또한 線路의 長이는 結合係數가 가장 큰 0.25入⁽⁷⁾로 擇할 필요가 있는데 여기서는 190 MHz를 中心 周波數로 定하여 線路의 長이를 약 40(cm)로 擇한다. 따라서 一段의 燃線은 그 長이의 半인 20(cm)로 擇하였다.

그림 7의 圖表를 利用하면 所製帶域幅에 필요한 縱 續連結用 同軸 케이블의 長이를 決定 할 수 있다. 약 한 옥타브의 帶域幅을 갖도록 하기 위해서는 $\theta = 23^\circ$ 가 必要하므로

$$\theta = \beta \ell = \frac{2\pi}{\lambda} \ell = 23^\circ$$

에서

$$\ell = 0.0639 \lambda \quad \dots\dots\dots (12)$$

를 얻는다. 中心 周波數를 190 MHz로 擇하면 $\lambda = 157.89(\text{cm})$ 이므로 식(12)로부터 $\ell \cong 10.09(\text{cm})$ 이다. 따라서 特性 임피던스 $Z_0 = 50(\Omega)$ 을 갖는 약 10(cm)의 同軸 케이블을 둘로 나누어서 各段 사이에 插入시킨다.

實際의인 構造는 그림 8과 같다. 제작에 있어서 是 雜音의 影響을 작게 하기위해 兩面 에폭시기판을 사용하였으며 에폭시기판의 크기는 9.8(cm) \times 22.8(cm), 두께는 1.5(mm)짜리를 擇하였다. 콘넥터는 特性 임피던스가 50(Ω)인 美產 BNC 콘넥터(UG - 657 A/U, 03855)를 使用하였다.

IV. 實驗 및 檢討

實驗은 燃線의 임피던스 測定實驗, hybrid 回路의 各 port 間의 插入損失 測定實驗, 位相 測定實驗의 順序로 하였으며 그 結果는 各各 그림 9, 10, 11에 나타내었다.

Hybrid 回路의 燃線으로는 直徑이 1.1(mm)인 코 일 2가닥을 密着시켜서 꼬은 것을 使用하였다. 이때

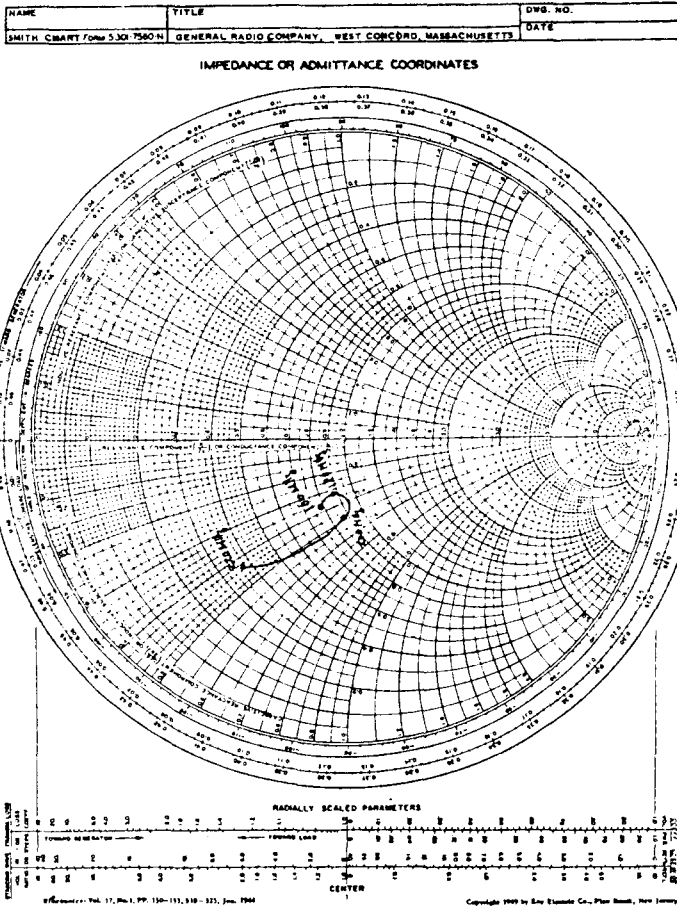


그림 9. 撚線の 임피던스 특성 (160~220 MHz)

Fig. 9. Measured characteristics impedance of twisted-wires (160~220 MHz).

$Z_0 = 50(\Omega)$ 의 特性 임피던스를 갖는 撚線을 만들기 위해 코일에 비닐 튜브 (市中에서 판매하는 1(mm) 外經의 코일 외피용 튜브)를 끼워 넣어 線路間隔을

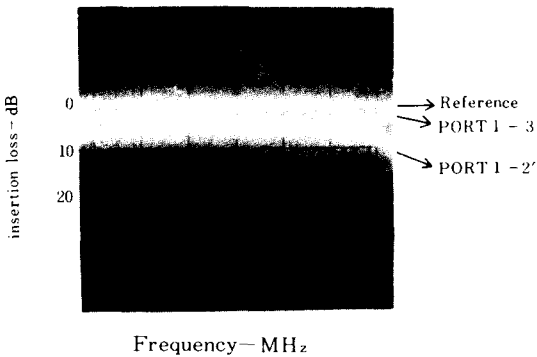


그림 10. 2段 quadrature hybrid의 實驗 特性

Fig. 10. Measured characteristics of two-stage quadrature hybrid.

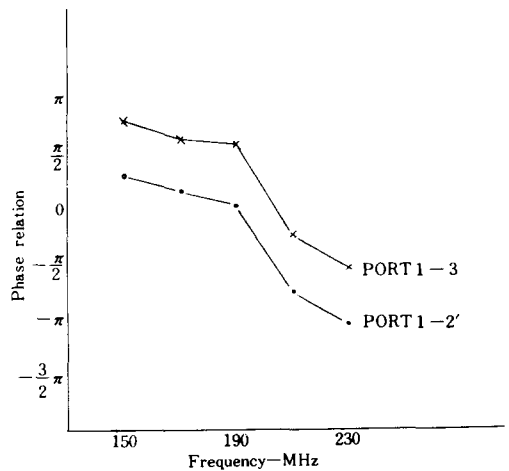


그림 11. 2段 quadrature hybrid의 位相特性

Fig. 11. Phase characteristics of two-stage quadrature hybrid.

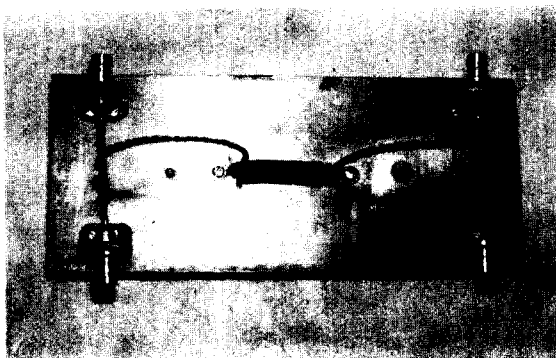


사진 : 실제 제작한 하이브리드
Photo : Realized hybrid.

계산된 α 의 값에 맞추었으며 同軸 케이블에는 特性 임피던스가 $50(\Omega)$ 인 RG-58 C/L를 使用하였다.

그림 10은 port 1에 入力를 인가하였을 경우에 대한 port 3, port 2'의 插入損失 特性을 나타낸 것이며 port 4'의 測定値는 기준입력 보다 18 dB 이상 떨어지므로 표시하지 않았다.

한편 그림 11은 port 1-3와 port 1-2'間的 位相差를 표시한 것이며 그림 10에서와 같이 結合度差 α 가 設計值 보다 큰 것은 燃線의 特性 임피던스를 정확히 $50(\Omega)$ 으로 맞추지 못한 것과 콘넥터 및 케이블에서의 損失에 起因된 것이라고 생각된다.

V. 結 論

本 研究에 의한 twisted-wire quadrature hybrid에서 port 1에 信號를 인가 시켰을 경우 port 3와 port 2'에서 信號가 잘 通過해나가고 port 4'에는 信號가 상당히 (18 dB 이상) 減少되어 나타난다. 뿐만 아니라 port 3와 port 2'間에는 약 $90^\circ \pm 10^\circ$ 정도의 位相差가 측정되었으며 앞에서 檢討한 構成 理論을 實驗的으로 立證할 수 있었다. 이 研究에서 實驗 製作한 hybrid는 사진과 같으며 그림 10에서 보는 바와 같이 160~220 MHz의 넓은 周波數 帶域에서 使用할 수 있고 比較的 저렴한 값으로 製作할 수 있으므로 高 채널(174~216 MHz) TV 受信에서 高우스트 防止用 안테나의 方向性 結合器로서 使用될 수 있을 것이라 믿는다.

本 論文에서 利用한 縱橫連結 方法은 hybrid의 使用 周波數 帶域이 낮아지면 插入連結한 同軸 케이블의 길이가 과다하게 길어지게 되는 단점이 있으나 이러한 문제는 同軸 케이블 대신에 集中素子 低周波數 通過 필터(lumped element low pass filter)를 使用하므로써 극복할 수 있을 것으로 생각된다.

參 考 文 獻

1. PARK Choung Kee, LEE Doo Soo, "Electrically Small Broad-Band Antenna with Active Element," The Journal of KIEE, pp. 28-34, Aug. 1975.
2. PARK Choung Kee, "A Study on Anti-ghost Television Receiving Antenna," The Journal of KIEE, pp. 14-22, May 1976.
3. Ruthroff, "Some Broad Band Transformers," Proc. IRE, Vol. 47, pp. 1337-1342, Aug. 1959.
4. W. L. Firestone, "U. S. Patent 2972121," Feb. 1961.
5. J. D. Cappucci, H. Seidel, "U.S. Patent 3452300 and 3452301," June. 1969.
6. K. Krokawa, "Design Theory of Balanced Transistors Amplifiers," BSTJ, Vol. XL IV, No 8, pp. 1675-1698, Oct. 1965.
7. R. G. Brown, et al. ; "Lines, Waves and Antennas," New York John Wiley & Sons, Inc., 1973.
8. R. E. Fisher, "Broad Band Twisted wire Quadrature Hybrids," IEEE Trans. Vol. MTT- 21, pp. 355-357, May. 1973.
9. S. Rehnmark, "Wide-Band Balanced Line Microwave Hybrids," IEEE Trans. Vol. MTT - 25, No. 10, Oct. 1977.
10. Program 名 ; "Laboratories linear circuit analysis, BELNAP-II "
11. J. Helszajn ; " Passive and Active Microwave Circuits" John wiley & Sons. 1978.