

論文 91-28A - 1 - 3

# 集中素子 等價 回路를 利用한 3-dB 圓形 하이브리드와 電力 分派器의 小型化에 關한 研究

## (A Study on the Miniaturization of 3-dB Ring Hybrid and Power Divider Using Lumped-Element Circuit)

安 希 蘭\*, 張 益 洙\*, 尹 相 元\*

(Hee Ran Ahn, Ik Soo Jang, and Sang Won Yun)

### 要 約

UHF (ultra high frequency), VHF (very high frequency) 帶域에서, 回路의 크기를 줄이기 위해서, 集中素子와 分布素子를 利用하여 設計할 수 있도록 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드와 Wilkinson 電力 分派器의 回路를 提示, 解析, 設計하였으며, 中心 周波數 900 MHz에서  $\epsilon_r=2.5$ ,  $h=0.76\text{mm}$ 인 테프론 基析으로 마이크로스트립 線路和 集中素子를 利用하여 制作, 實驗하였다. 提示한 回路를 基礎로 制作한 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드와 Wilkinson 電力 分派器의 面積은 既存의 分布線路를 利用한 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드와 Wilkinson 電力 分派器에 比하여 70% 以上 面積이 減少되었으며 實驗結果도 理論과 잘 一致함을 보였다.

### Abstract

New design method of small-sized 3-dB 0°/180° ring hybrid and Wilkinson power divider using both lumped elements and distributed elements are presented. At the center frequency of 900 MHz 3-dB 0°/180° ring hybrid and Wilkinson power divider are designed and tested. Good agreements are obtained between measured and theoretical modeling results, and at the same time the circuit area is reduced by more than 70% compared with the distributed-type circuits.

### I. 序 論

圓形 하이브리드나 브랜치 라인 하이브리드와 같은 4端子 回路나 Wilkinson 電力 分派器와 같은 3端子 回路들은 平衡 混合機, 變造機, 안테나 빔, 電力 混合機와 分派器 등에 널리 使用된다.

새로운 시스템의 使用 周波數가 높아지는 傾向이

있으나, 既存의 VHF (very high frequency), UHF (ultra high frequency) 帶域의 시스템 (携帶電話, 無線 電話, 無線裝備) 들도 점점 小型化가 要求되며, 나아가 MIC (microwave integrated circuits) 나 MMIC (monolithic microwave integrated circuits) 의 部品들을 利用하는 傾向이 있다.

電力 分派器의 MIC를 위한 集中素子 等價回路가 Ramesh K. Gupta and wiliam J. Getsinger<sup>1)</sup>에 의하여 發表되었으나, 그 等價回路에 나타나는 端子和 端子 사이의 인덕턴스의 具現이 쉽지 않아 制作하는데 問題點이 많이 있다. 그러므로 이런 點을 補完하기 위

\*正會員, 西江大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)  
接受日字: 1990年 8月 1日

해 본 論文에서는 端子와 端子사이 容量成分으로 連結되어 있는 集中素子 等價回路를 提示하였으며, 端子와 端子사이의 容量成分의 具現은 칩 커패시터를 使用하면 쉽게 具現할 수 있으며, 칩 커패시터는 制作 技術의 發達과 더불어 더욱 크기가 작아질 수 있으므로, 提示한 等價回路는 小型化에 더욱 큰 長點을 가지고 있다.

本 論文에서는  $1/4 \lambda$ 의 傳送線路和  $3/4 \lambda$ 의 傳送線路的 電力 傳達特性은 같으나, 位相이 다름을 利用하여, 既存의 4 端子나 3 端子에 使用되는  $1/4 \lambda$ 의 傳送線路를  $3/4 \lambda$ 의 傳送線路로 바꾸거나,  $3/4 \lambda$ 의 傳送線路를  $1/4 \lambda$ 로 바꾸어, 集中素子 等價回路를 誘導하고, 容量成分은 集重素子로, 인덕턴스 成分은 마이크로스트립 線路로 具現하여 中心 周波數, 900 MHz에서 制作, 實驗하여 理論値와 比較하였다.

II. 解 析

任義의 길이  $d$ 인 傳送線路的  $[Y]$ -파라미터에 의한  $\pi$ -型 等價回路는 그림 1 과 같으며<sup>2)</sup>  $d=1/4 \lambda$ 이면  $\pi$ -型 等價回路는 그림 2(a)이며  $d=3/4 \lambda$ 이면  $\pi$ -型 等價回路는 그림 2(b)이다.

$1/4 \lambda$ 의 傳送線路的  $\pi$ -型 集中素子 等價回路가 그림 2(a)와 같이 端子와 端子사이 인덕턴스 成分으로 連結되어 있고,  $3/4 \lambda$ 의 傳送線路  $\pi$ -型 集中素子 等

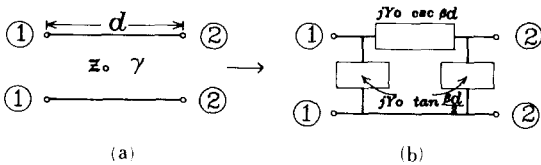


그림 1. 傳送線路的  $\pi$ -型 等價回路  
Fig 1.  $\pi$ -type equivalent circuit of transmission line.

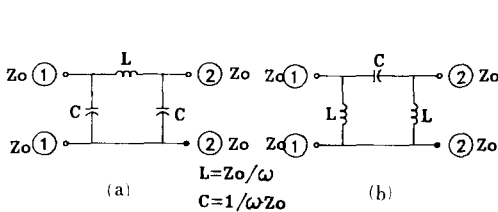


그림 2. 傳送線路的 集中素子 等價回路  
(a)  $d=1/4 \lambda$  (b)  $d=3/4 \lambda$   
Fig 2. Lumped-element equivalent circuits.  
(a)  $d=1/4 \lambda$ , (b)  $d=3/4 \lambda$ .

價回路가 그림 2(b)와 같이 端子와 端子사이 容量 成分으로 連結되어 있다. 端子와 端子사이 인덕턴스의 具現은 커패시터의 具現보다 어려움이 많이 있고, 具現한다 하여도 크기가 커지는 短點이 있다. 그러므로,  $3/4 \lambda$ 의 傳送線路  $\pi$ -型 集中素子 等價回路와 같은 構造면 集中素子로 制作 具現이 쉽다.

1) 3-dB  $0^\circ/180^\circ$  圓形 하이브리드

$3/4 \lambda$ 의 傳送線路를 集中素子로 制作, 具現이 쉬우므로, 既存의 3-dB  $0^\circ/180^\circ$  圓形 하이브리드의  $1/4 \lambda$  傳送線路를  $3/4 \lambda$ 의 傳送線路로 바꾸고, 位相이  $180^\circ$  差異 나도록  $3/4 \lambda$ 의 傳送線路를  $1/4 \lambda$ 의 傳送線路로 바꾸면, 그림 3(a)가 되며 各 部分의 傳送線路에 該當하는 集中素子 等價 回路로 바꾸게 되면, 그림 3(b)가 된다.

그림 3(b)에서  $C=1/(\sqrt{2} Z_o \omega)$ ,  $L=(\sqrt{2} Z_o)/\omega$ 이다.

그림 3(b)의 3-dB  $0^\circ/180^\circ$  圓形 하이브리드의 端子 ②에 勵起된, 變形된 偶-勵起 回路는 그림 4(a)이며, 奇-勵起된 回路는 그림 4(b)이다.

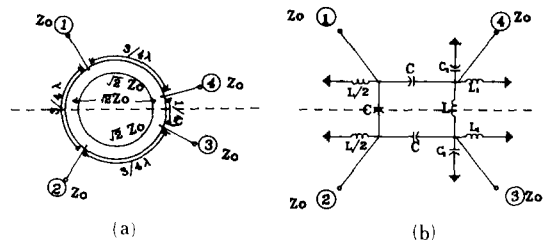


그림 3. 3 - dB  $0^\circ / 180^\circ$  圓形 하이브리드  
(a) 分布線路 하이브리드  
(b) 集中素子 하이브리드

Fig 3. 3 - dB Ring hybrid.  
(a) Distributed-element hybrid,  
(b) Lumped-element hybrid.

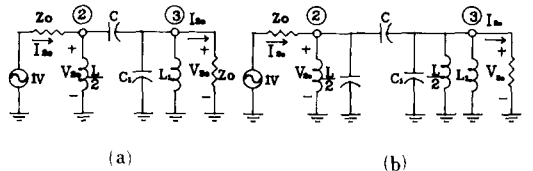


그림 4. 端子 ②에 勵起된 變形된 回路  
(a) 偶-勵起 回路 (b) 奇-勵起 回路  
Fig 4. Modified even-odd port ② excitation models.  
(a) Even-excitation,  
(b) Odd-excitation.

그림 4 (a)의 端子②와 端子③사이의 傳送파라미터와 電流  $I_{2e}, I_{3e}$ 와 電壓  $V_{2e}, V_{3e}$ 의 關係式은 式(1)이다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{even}} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C} \\ \frac{2}{j\omega L} & -1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$1 = Z_o \cdot I_{2e} + V_{2e}$$

$$V_{3e} = Z_o \cdot I_{3e}$$

그림 4 (b)의 端子②와 端子③사이의 傳送 파라미터와 傳流  $I_{2o}, I_{3o}$ 와 電壓  $V_{2o}, V_{3o}$ 의 關係式은 式2이다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{odd}} = \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{j\omega C} \\ \frac{-2}{j\omega L} & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$1 = Z_o \cdot I_{2o} + V_{2o}$$

$$V_{3o} = Z_o \cdot I_{3o}$$

式(1), (2)를 利用하여, 各 端子사이의 電壓을 求하면 式(3)이 된다.

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{2e} - V_{2o} = j/\sqrt{2} \\ V_2 &= V_{2e} + V_{2o} = 1 \\ V_3 &= V_{3e} + V_{3o} = j/\sqrt{2} \\ V_4 &= V_{3e} - V_{3o} = 0 \end{aligned} \quad (3)$$

그림 3 (b)의 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드의 端子③에 勵起된, 變形된 偶-勵起 回路는 그림 5 (a)이며 奇-勵起된 回路는 그림 5 (b)이다.

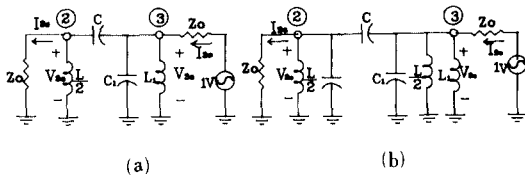


그림 5. 端子 ③에 勵起된 變形된 回路  
(a) 偶-勵起 回路 (b) 奇-勵起 回路  
Fig 5. Modified even-odd port ③ excitation models.  
(a) Even-excitation, (b) Odd-excitation.

그림 5 (a)의 端子②와 端子③사이의 傳送 파라미터와 電流  $I_{2e}, I_{3e}$ 와 電壓  $V_{2e}, V_{3e}$ 의 關係式은 式4이다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{even}} = \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{j\omega C} \\ \frac{2}{j\omega L} & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$1 = Z_o \cdot I_{3e} + V_{3e}$$

$$V_{2e} = Z_o \cdot I_{2e}$$

그림 5 (b)의 端子②와 端子③사이의 傳送 파라미터와 電流  $I_{2e}, I_{3e}$ 와 電壓  $V_{2e}, V_{3e}$ 의 關係式은 式(5)이다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{odd}} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C} \\ \frac{2}{j\omega L} & -1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$1 = Z_o \cdot I_{3o} + V_{3o}$$

$$V_{2o} = Z_o \cdot I_{2o}$$

式(4), (5)를 利用하여, 各 端子사이의 電壓을 求하면 式(6)이 된다.

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{2e} - V_{2o} = 0 \\ V_2 &= V_{2e} + V_{2o} = j/\sqrt{2} \\ V_3 &= V_{3e} + V_{3o} = 1 \\ V_4 &= V_{3e} - V_{3o} = -j/\sqrt{2} \end{aligned} \quad (6)$$

式(3), 式(6)과 受動回路에서 成立하는 可逆 定理를 利用하여, 電壓에 對한 散亂係數를 求하면 式(7)이 된다.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & 0 & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & j/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & j/\sqrt{2} & 0 & -j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & -j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式(7)의 散亂係數를 보면, 端子①에서 勵起시키면, 端子②와 端子④로 電力이 同位相으로 兩分되며, 端子③은 孤立된 端子가 된다. 또한, 端子③에서 勵起시키면, 端子②와 端子④사이의 180°의 位相差를 갖으며 電力이 兩分됨을 알 수 있다.

### 2) 電力 分派器

既存의 電力 分派器의  $1/4\lambda$  部分의 傳送線路를  $3/4\lambda$ 의 傳送線路로 바꾸면, 그림 6 (a)와 같으며, 그에 該當하는 集中素子 等價回路로 바꾸면, 그림 6 (b)가 된다.

端子①에서 電壓을 勵起시키면, 그림 7 과 같다. 그림 7 의 變形된 偶-勵起回路는 그림 8 (a)이며, 變形된 奇-勵起 回路는 그림 8 (b)가 된다. 그림 8 (a)의 端子①과 端子②사이의 傳送 파라미터와 電流  $I_{1e}, I_{2e}$ 와 電壓  $V_{1e}, V_{2e}$ 의 關係式은 式(8)이 된다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{even}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{j\omega C} \\ \frac{1}{j\omega L} & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

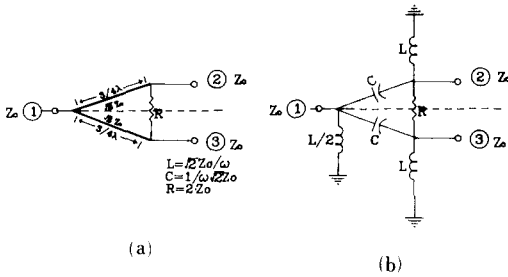


그림 6. 集中素子 電力 分派器

- (a) 分布線路 하이브리드
- (b) 集中素子 하이브리드

Fig 6. Lumped-element power divider.  
(a) Distributed-element hybrid,  
(b) Lumped-element hybrid.

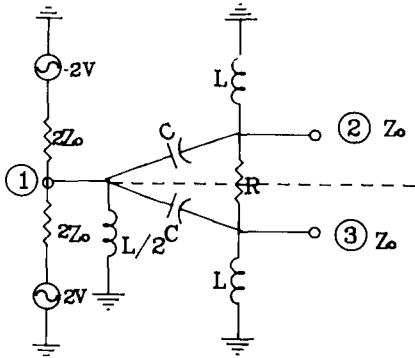


그림 7. 端子 ①에 勵起된 回路

Fig 7. Port ① Excitation circuit.

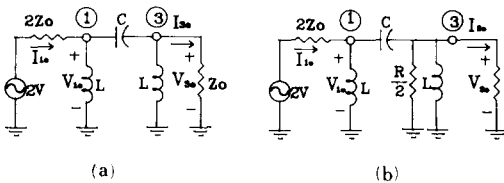


그림 8. 端子 ①에 勵起된 變形된 回路

- (a) 偶-勵起 回路
- (b) 奇-勵起 回路

Fig 8. Modified even-odd port ① excitation models.

- (a) Even-excitation, (b) Odd-excitation.

$$2 Z_0 \cdot I_{1e} + V_{1e} = 2$$

$$V_{2e} = I_{2e} \cdot Z_0$$

그림 8 (b)의 端子 ①과 端子 ②사이의 傳送 파라메터

와 電流  $I_{1o}$ ,  $I_{2o}$ 와 電壓  $V_{1o}$ ,  $V_{2o}$ 의 關係式은 式(9)이다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{odd} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ j\omega RC & j\omega C \\ 1 & 0 \\ j\omega L & \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$V_{1o} = 0$$

$$V_{2o} = I_{2o} Z_0$$

式(8)과 式(9)를 利用하여, 各 端子사이 電壓을 구하면 式(10)이 된다.

$$V_1 = V_{1e} + V_{1o} = 1$$

$$V_2 = V_{2e} + V_{2o} = j/\sqrt{2} \quad (10)$$

$$V_3 = V_{3e} + V_{3o} = 1/\sqrt{2}$$

또한 端子 ②에 電壓을 勵起시킨, 變形된 偶-勵起 回路는 그림 9(a)이며, 奇-勵起 回路 그림 9(b)이다.

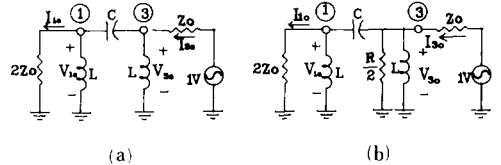


그림 9. 端子 ③에 勵起된 變形된 回路

- (a) 偶-勵起 回路
- (b) 奇-勵起 回路

Fig 9. Modified even-odd port ③ excitation models.

- (a) Even-excitation, (b) Odd-excitation.

그림 9(a)의 端子 ①과 端子 ③사이의 傳送 파라메터와 電流  $I_{1e}$ ,  $I_{3e}$ 와 電壓  $V_{1e}$ ,  $V_{3e}$ 의 關係式은 式(11)이다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{even} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ j\omega L & \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$Z_0 \cdot I_{2e} + V_{2e} = 1$$

$$V_{1e} = 2 Z_0 \cdot I_{1e}$$

그림 8 (b)의 端子 ①과 端子 ③사이의 傳送 파라메터와 電流  $I_{1o}$ ,  $I_{3o}$ 와 電壓  $V_{1o}$ ,  $V_{3o}$ 의 關係式은 式(12)이다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{oda} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \\ j\omega L & j\omega RC \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$Z_o \cdot I_{2o} + V_{2o} = 1$$

$$V_{1o} = 2 Z_o \cdot I_{1o}$$

式(11)과 式(12)를 利用하여, 各 端子사이의 電壓을 求하면 式(13)이 된다.

$$V_1 = V_{3e} + V_{3o} = j/\sqrt{2}$$

$$V_2 = V_{1e} - V_{1o} = 0$$

$$V_3 = V_{3e} + V_{3o} = 1 \tag{13}$$

式(10), 式(13)과 受動素子의 可逆定理를 利用하여, 電壓에 對한 散亂係數를 求하면, 式(14)가 된다.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{14}$$

式(14)의 [S]-파라메터를 보면 既存의 電力 分派器와 特性이 같으며 位相만 差異남을 알 수 있다.

그림10은 그림 6 (b)인 Wilkinson 電力 分派器의 集中素子 等價回路에서  $Z_o = 50\Omega$ 로 從端시켰을 때,  $C = 2.5pF$ ,  $L = 12.5nH$ ,  $R = 100\Omega$ 인 400 MHz 에서 1.4 GHz까지 同 位相으로 電力이 兩分되는 [S]-파라메터의 理論值를 나타낸 그림이다. 그림11(a)는 그림 4 (b)의  $C = 2.5pF$ ,  $L = 12.5nH$   $C_1 = C$ ,  $L_1 = L$ 의 값을 가진 同 位相으로 電力이 兩分되는 3-dB  $0^\circ/180^\circ$ 의 圓形 하이브리드의 400 MHz에서 1.4 GHz 까지 [S]-파라메터의 理論值를 나타낸 그림이다. 그림11 (b)는  $180^\circ$ 의 位相 差異를 가지며 電力이 兩分되는 3-dB  $0^\circ/180^\circ$ 의 圓形 하이브리드의 400 MHz에서 1.4 GHz까지 [S]-파라메터의 理論值를 나타낸 그림이다.

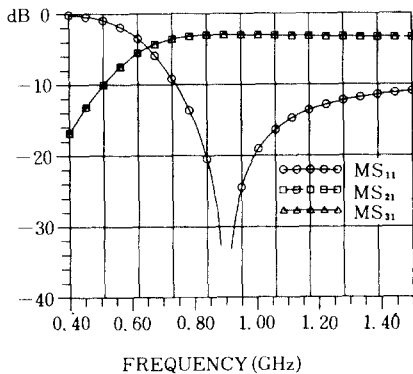


그림10. 電力 分派器의 [S]-파라메터의 理論值  
Fig 10. Theoretical [S]-parameter results of power divider.

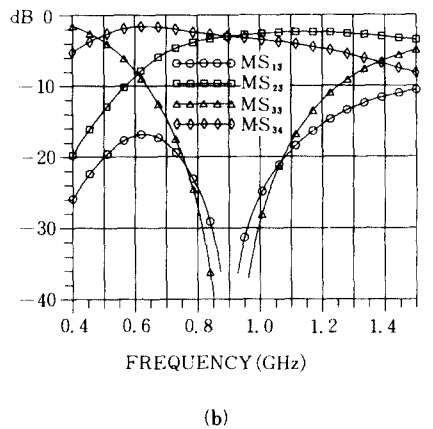
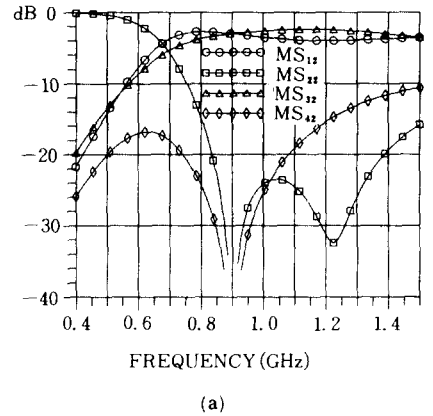


그림11. 3-dB  $0^\circ/180^\circ$ 의 圓形 하이브리드의 [S]-파라메터의 理論值  
(a) 同 位相의 圓形 하이브리드의 [S]-파라메터의 理論值  
(b)  $180^\circ$ 의 位相 差異를 가지는 圓形 하이브리드의 [S]-파라메터의 理論值

Fig 11. Theoretical [S]-parameter results of ring hybrid.  
(a) In-phase ring hybrid,  
(b) Out of phase ring hybrid.

### III. 制作 및 實驗

1. 3-dB  $0^\circ/180^\circ$  圓形 하이브리드  
中心 周波數 900 MHz에서 3-dB  $0^\circ/180^\circ$  圓形 하이브리드를 具現하기 위해서 그림 3 (b)의 理論的인 C는 2.5pF이며 L은 12.5nH이다.  $C_1$ 과  $L_1$ 는 特性이 좋도록 中心 周波數에서 共振하도록 適當히 擇할 수 있으나, 본 論文에서는  $C = C_1$ ,  $L = L_1$ 이 되도록 하였다. 實驗에 使用된 基板은 比誘電率이 2.5이며 두께는 0.76mm인 테프론 基板을 使用하였다. 端子

①, ②, ③과 接地사이의 인덕턴스의 具現은 短絡된 마이크로스트립 線路로 具現했으며, 各 端子사이의 커패시터는 1.17mm×1.89mm의 高周波用 칩 커패시터를 使用하여 具現했다. 端子③과 端子④ 사이의 인덕턴스  $L$ 과 端子③과 接地사이의 인덕턴스  $L_1$  과 端子④와 接地사이의 인덕턴스  $L_2$ 은 그림12과 같이<sup>[4][5]</sup> 마이크로스트립의 結合線路로 具現이 可能하다.

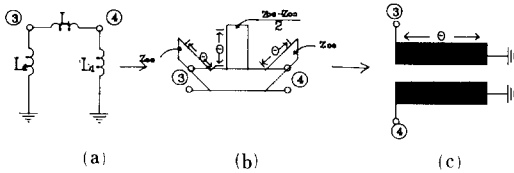


그림12. 인덕턴스의 마이크로스트립 結合線路 具現  
Fig.12. Realization inductance with coupled microstrip line.

本 論文에서 要求하는 그림 12(b)의 偶-모드의 임피던스는  $70.711\Omega$ 이며 奇-모드의 임피던스는  $23.558\Omega$ 이다. 이 偶-모드 임피던스와 奇-모드 임피던스는 결합계수가  $0.5^{[2]}$ 로 두 결합선로 사이의 결합력이 강하여 2차원으로 구현하기 어렵기 때문에, 우선 우리가 원하는 偶-모드 임피던스에 관심을 두어 2次元 構造(x-y 평면)로 구현 가능한 偶-모드 임피던스  $70.77\Omega$ 과 奇-모드 임피던스  $53.0778\Omega$ 을 갖는 結合線路를 2次元 構造(x-y 평면)로 具現한다.그런다음 奇-모드 임피던스  $53.0778\Omega$ 과 병렬로 연결하여 우리가 원하는 奇-모드 임피던스  $23.558\Omega$ 을 얻을 수 있는 두께  $d/2$ 의 마이크로스트립의 寬이를 결정하여  $z$  방향으로 세우게 되면 그림13과 같은 3次元 構造로 具現가능하다.

그림14(a)는 3-dB  $0^\circ/180^\circ$ 의 圓形 하이브리드를 마이크로스트립 線路로 制作한 것이며, 그림 14(b)는

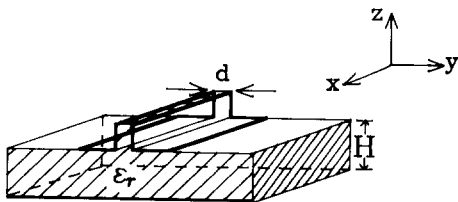


그림13. 結合線路의 3次元 構造  
Fig 13. Three dimensional structure.

Wilkinson 電力 分派器를 마이크로스트립 線路로 制作한 것이다. 각 端子와 端子사이는 高周波用 칩 커패시터로 連結되어 있다.

900 MHz에서 각 端子와 端子사이 커패시터의 용량은 2.5PF로 모두 같다. 실험한 周波數는 불연속면에 대하여 심각한 현상을 보이지 않으므로 납을 녹여 그림 14(a)의 ①과②, ②와③, ③과④, ④와 ① 端子와 端子사이를 커패시터로 연결하였으며, 그림 14(a)에 보이는 2mm×2mm의 작은 사각형을 접지면과 연결하여 ③, ④ 端子와 접지면과 연결하였다.

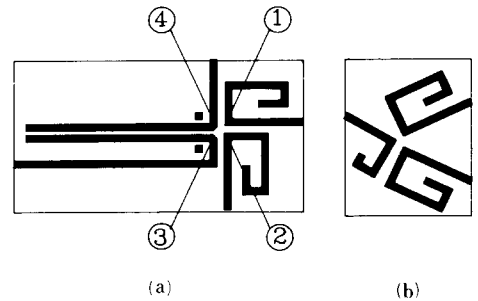


그림14. 實驗 아-트 워크  
(a) 3 -dB  $0^\circ/180^\circ$ 의 圓形 하이브리드  
(b) Wilkinson 電力 分派器  
Fig.14. Experimental art-work.  
(a) Ring hybrid,  
(b) Wilkinson power-divder.

그림15는 400MHz에서 1.5 GHz의 Wilkinson 電力 分派器 [S]-파라미터의 實驗 側定值이다. 이 實驗 結果는 그림10의 理論的 特性과 거의 같음을 알 수 있다.

그림16(a)는 400 MHz에서 1.5 GHz까지 電力이 同位相으로 兩分되는 3-dB  $0^\circ/180^\circ$ 의 圓形 하이브리드의 [S]-파라미터의 實驗 側定值이다. 이 實驗 結果는 그림11(a)와 같은 特性을 보임을 알 수 있다.

그림16(b)는 400 MHz에서 1.5 GHz까지 電力이  $180^\circ$  位相差를 가지며 兩分되는 3-dB  $0^\circ/180^\circ$ 의 圓形 하이브리드의 [S]-파라미터의 實驗 側定值이다. 역시, 이 實驗 結果도 그림11(b)와 같은 特性을 보임을 알 수 있다.

IV. 結 論

比誘電率이 2.5이고 두께가 0.76mm인 테프론 基板으로 900 MHz에서의  $1/4\lambda$ 의 길이는 57.50mm 정

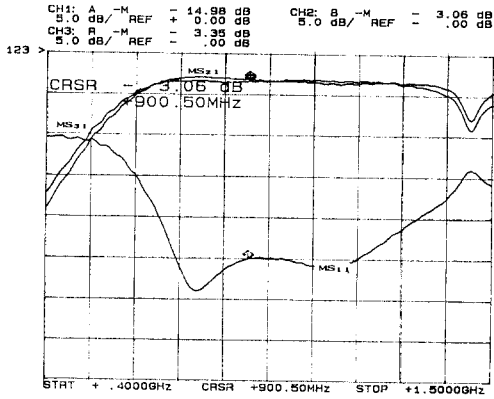
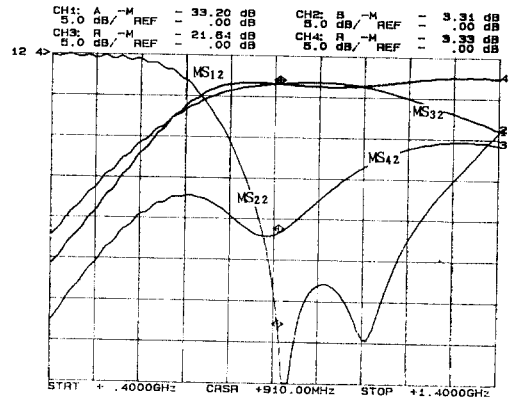
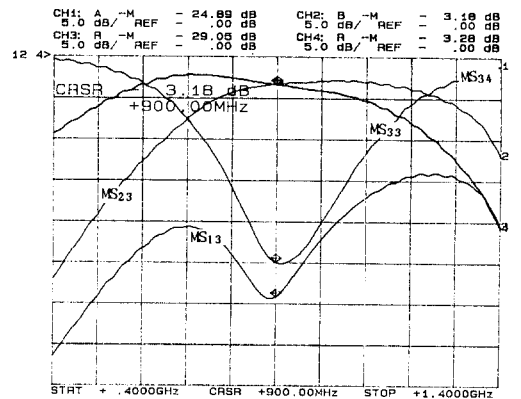


그림15. Wilkinson 電力 分派器 實驗 結果  
Fig 15. Experimental results of power divider.



(a)



(b)

그림16. 圓形 하이브리드의 實驗 結果  
(a) 同 位相의 圓形 하이브리드의 實驗結果  
(b) 180° 位相差의 圓形 하이브리드의 實驗 結果

Fig.16. Experimental results of ring hybrid.  
(a) In-phase experimental results of ring hybrid.  
(b) Out of phase experimental results of ring hybrid.

도이므로, UHF(ultra high frequency), VHF(very high frequency)帶域의 시스템에서 使用되는 3-dB 0°/180° 圓형 하이브리드를 具現하기 위해서는 回路의 크기는 적어도 120mm×120mm가 된다. 그러나, 本論文에서 制示한 等價回路에 依하여 集中素子와 마이크로스트립 線路를 利用하여 具現한 回路의 크기는 60mm×10mm가 되어 回路가 차지하는 面積이 아주 작아진다. 回路의 크기를 더 작게 具現하기 위해서는 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드 集中素子 等價回路 그림 4(b)에서  $L_1$ 을  $L/3$ 로 擇하게 된다면, 2차원 平面 構造도 可能하고 回路의 크기도 10mm×5mm로 可能하다. 또한, 比誘電率이 큰 基板을 使用하면 回路의 크기가 더욱더 작아져 小型化를 이룰 수 있다. 이 集中素子 等價回路를 利用하여 小型化를 要求하는 無線裝備, 携帶電話, 小型無線機등에 널리 使用될 수 있으며 MIC, MMIC가 期待된다. 本論文에서 實驗한 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드와 電力 分派器는 帶域幅이 15% 정도이므로 앞으로, 帶域幅을 넓힐 수 있는 集中素子 等價回路가 研究되어야 할 것이다.

參 考 文 獻

[1] Ramesh K. Gupta and William J. Getsinger "Quasi-Lumped 3-and 4-Port Networks for MIC and MMIC Applications," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. MIT-S DIGEST, pp. 409-411, 1984.  
[2] Jhon Wiley and Sons "*Lihes Waves and Antenas* (The Transmission of Electric

Energy)," New York, Santa Barbara, pp. 160-161, 1973.

[3] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones "Microwave Filters Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure," *Artech House Books.*, Dedham, MA, pp. 205, 1980.  
[4] Sina Akhtarzano, Thomas R. Rowbotham, and Peter B. Johns "The Design of Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave*

*Theory Tech.*, vol. MTT-23, no. 6, JUNE, pp. 486-491, 1975.

[5] K.C. Gupta, Ramesh, Garg, Rakesh, Chadha

“Computer Aided Design of Microwave Circuit,” *Artech House, Inc.*, pp. 60-64, 1981.

---

著 者 紹 介

---



安 希 蘭(正會員)  
1956年 5月 17日生. 1988年 2月  
서강대학교 전자공학과 졸업. 1990  
年 2月 서강대학교 전자공학과  
대학원 졸업. 공학석사 학위취득.  
1990年 3月~현재 서강대학교 전  
자공학과 대학원 박사과정 재학중.

주관심분야는 Microwave Circuit Design과 Mobile Cellular Device의 MIC, MMIC 등임.

張 益 洙(正會員) 第27卷 第10號 參照  
현재 서강대학교 전자공학과  
교수



尹 相 元(正會員) 第26卷 第8號 參照  
현재 서강대학교 전자공학과  
교수