

論文 92-29A-3-4

任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB 圓形 하이브리드의 集中素子 等價回路를 利用한 小型化에 關한 研究

(A Study on the Miniaturization of 3-dB Ring Hybrid Having Arbitrary Termination Impedance Using Lumped-Equivalent Circuit)

安 希 蘭*, 尹 相 元*, 張 益 洙*

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

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 任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB $0^\circ/180^\circ$ 圓形 하이브리드의 集中素子 等價回路를 誘導, 解析, 設計하였으며, 中心 周波數 900MHz에서 集中素子, 2次元의 平行結合 線路和 分布 線路를 利用하여 制作, 實驗하였다. 提示한 回路를 基礎에 制作한 圓形 하이브리드의 面積은 既存의 分布線路만을 利用하여 製作한 圓形 하이브리드에 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

In UHF, VHF new design method of small-sized 3-dB $0^\circ/180^\circ$ ring hybrid terminated arbitrary impedance using both lumped elements and distributed elements is presented. At the center frequency of 900 MHz, 3-dB $0^\circ/180^\circ$ ring hybrid terminated arbitrary impedance is designed, analyzed and tested. Good agreements are obtained between measured and theoretical modeling results, and at the same time, the circuit area of hybrid fabricated with two dimensional parallel coupled line, distributed elements and lumped elements is reduced by more than 70% compared with only distributed-type circuits.

I. 序 論

圓形 하이브리드나 브랜치 라인 하이브리드와 같은 4端子 回路는 平衡 混合機, 變造機, 안테나 빔, 電力 混合機와 分波器 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.

특히 3-dB $0^\circ/180^\circ$ 圓形 하이브리드는 그림 1 과 같이 混合機에 많이 使用되는데¹⁾, 이 圓形 하이브리드가 混合機에 使用되는 境遇 RF信號와 LO信號의 入力 임피던스는 보통 50Ω 이나 다이오드의 入力 임

*正會員, 西江大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)
接受日字: 1991年 12月 20日

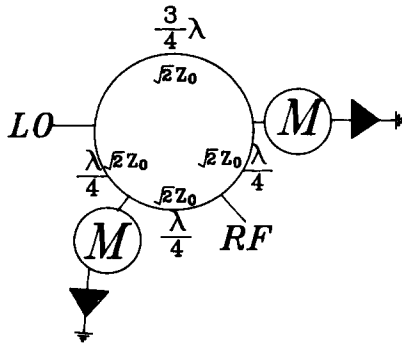


그림 1. 平衡 混合器
Fig. 1. Balancing mixer.

피드백은 바이어스 電壓과 使用 周波數에 따라 달라 지기는 하나,²⁾ 2.4GHz 帶域에서 4.5mA의 電流를 통해준 NEC 18898 silicon epitaxial Schottky barrier diode의 入力 임피던스는 27Ω 정도이며, 350MHz 에서 90Ω 정도 이므로 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리 드를 利用하여 混合機를 設計하기 위해서는 그림1의 ㉠과 같은 다이오드와 3-dB 0°/180° 하이브리드와 의 整合回路가 必要하다. 이 整合回路를 없애고 바 로 하이브리드와 다이오드를 連結하여 設計할 수 있 도록 提案된 任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/ 180° 圓形 하이브리드가 그림4(a)와 같이 發表되었으 나,³⁾ 그 하이브리드 역시 分布線路를 使用해야 하므 로 VHF, UHF 帶域에서 크기가 커지는 短點이 있다. 이 點을 補完하기 위해서 終端 임피던스 50Ω 에 대 하여 集中素子 等價 回路를 利用하여 具現한 圓形 하이브리드⁴⁾를 利用할 수 있지만, 이 回路 역시 整 合回路가 必要하다. 이에 本 論文에서는 整合回路를 없애고 크기를 작게 具現할 수 있는 集中素子 等價 回路를 誘導하여, 그에 相應하는 하이브리드를 具現 하였다.

1/4λ의 傳送線路 準 TEM 웨이브 集中素子 等價 回路는 端子和 端子사이 容量成分이며, 3/4λ의 傳送 線路 準 TEM 웨이브 集中素子 等價回路는 端子和 端子사이 誘導成分이다.⁵⁾ 端子和 端子사이 誘導成分 의 具現은 코일로 具現하여야 하는데 이 코일은 마 이크로 웨이브에 動作할 境遇 損失이 많으므로 마 이크로 스트립 形態로 具現이 可能하나, 마이크로 스트 립 形態의 具現은 크기가 작아지는 長點을 期待하기 는 어려우므로, 端子和 端子사이 容量成分인 3/4λ의 傳送線路의 形態가 小型化하기 쉽기 때문에, 1/4λ와 3/4λ의 電力의 傳達 特性이 같음을 利用하여 既存

의 任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 圓 形 하이브리드의 回路를 修正하여 이에 相應하는 集 中素子 等價回路를 구했다.

이 回路는 偶-모드, 奇-모드에 對稱線이 在存하 지 않기 때문에, 電壓에 對한 散亂係數를 구하기 위 해서는 既存의 偶-모드, 奇-모드 解析方法⁶⁾을 利 用할 수 없기 때문에, 本 論文에서는 定規化된 電壓⁶⁾ 을 利用하여 散亂係數를 구하는 새로운 方法을 導入 하여 任意的 終端 임피던스를 갖는 하이브리드의 散 亂係數를 구하였다.

이 回路를 根據로 容量成分은 高周波用 커패시터 를 使用하여 具現하였으며 誘導成分은 段落된 마이 크로 스트립과 段落된 平行 線合線路를 利用하여 具 現하였다. 이 平行結合 線路의 具現은 端子和 端子 사이의 結合係數가 0.5이므로 마이크로 스트립의 具 現은 3次元 構造만이 可能하였으나,⁴⁾ 本 論文에서는 結合係數를 0.28로 낮추어 2次元의 平行結合 線路로 具現하여 製作의 便利性을 가져왔고, 端子和 端子사 이의 連結 部分인 커패시턴스의 具現은 칩 커패시터 製作 技術 發達과 더불어 더욱 더 크기가 작아질 수 있으므로 本 論文에서 提示한 集中素子 等價回路는 小型化에 큰 長點을 가지고 있고, MIC, MMIC에 應 用될 수 있다.

任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드의 集中素子 等價回路를 根據로 中心 周 波數 900MHz에서 集中素子, 2次元의 平行 結合線路 와 分布線路를 利用하여 製作된 回路의 面積은 分布 線路 만으로만 製作된 既存의 圓形 하이브리드에 비 하여 70%以上の 面積의 減少를 가져왔으며, 理論치 와 一致하는 實驗結果를 얻었다.

II. 解 析

任意的 길이 d인 傳送線路의 [Y]-파라메타에 의 한 π-型 等價回路는 그림2와 같으며,⁵⁾ d=1/4λ 이면 π-型 等價回路는 그림3(a)이며, d=3/4λ이면 π-型 等 價回路는 그림3(b)이다.⁵⁾

1/4λ의 傳送線路의 π-型 集中素子 等價回路가 그 림3(a)와 같이 端子和 端子사이 인덕턴스 成分으로 連結되어 있고, 3/4λ의 傳送線路 π-型 集中素子 等 價回路가 그림3(b)와 같이 端子和 端子사이 容量 成 分으로 連結되어 있다. 端子和 端子사이 인덕턴스의 具現은 커패시턴스의 具現보다 어려움이 많이 있고, 具現한다 하여도 크기가 커지는 短點이 있다. 그러 므로 3/4λ의 傳送線路 π-型 集中素子 等價回路와 같은 構造면 集中素子로 製作, 具現이 쉬우므로, 本

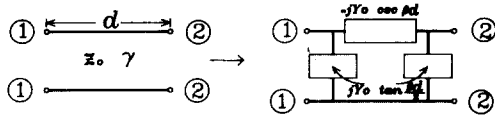


그림 2. 傳送線路의 π 형 等價回路
 Fig. 2. π -type equivalent circuit of transmission line.

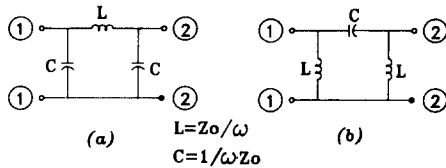


그림 3. 傳送線路의 集中素子 等價回路
 (a) $d = \lambda/4$ (b) $d = 3\lambda/4$
 Fig. 3. Lumped-element equivalent circuits.
 (a) $d = \lambda/4$, (b) $d = 3\lambda/4$.

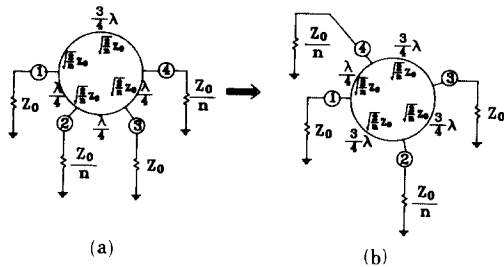


그림 4. 任意的 終端 임피던스를 갖는 圓形 하이브리드
 (a) 既存의 하이브리드 (b) 變形된 하이브리드
 Fig. 4. Ring hybrid terminated arbitrary impedance
 (a) existing hybrid, (b) modified hybrid.

論文에서는 分布線路만으로 이루어진 그림 4(a)의 既存의 任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB $0^\circ/180^\circ$ 의 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° 差異 나도록 $3/4\lambda$ 의 傳送線路를 $1/4\lambda$ 의 傳送線路로 바꾸면, 그림 4(b)가 된다. 그림 4(b)는 偶-모드, 奇-모드 對稱線이 存在하지 않으므로, 그림 5와 같이 假想적인 第 5 端子 h 를 端子 2로 부터 $1/2\lambda$ 되는 곳에 設定하면, h 의 入力 임피던스는 Z_0/n 이므로, 端子 1에서 勵起시킬 경우 웨이브가 端子 h 와 端子 2에 同 位相으로 兩分되어

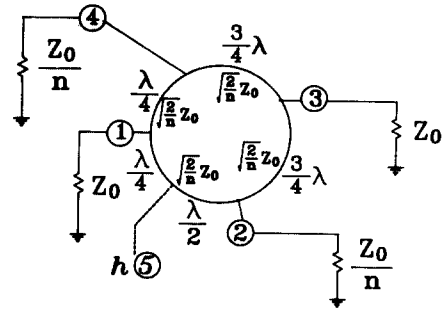


그림 5. 假想的인 端子 設定
 Fig. 5. The establishment of hypothetical port 5.

到着되고, 到着된 웨이브는 端子 2와 端子 4에 180° 位相差를 갖는 웨이브가 兩分되어 到着한다. 그러므로 端子 3은 端子 4와 端子 2에 같은 位相만큼 떨어져 있으므로 端子 3은 孤立 端子가 되어 그림 6(a)와 같으며 이에 該當하는 傳送線路를 集中素子로 바꾸면 그림 6(b)가 된다. 그림 6(b)에서 $\omega L = \sqrt{2/n} Z_0$, $(1/\omega C) = \sqrt{2/n} Z_0$ 인 關係가 成立한다.

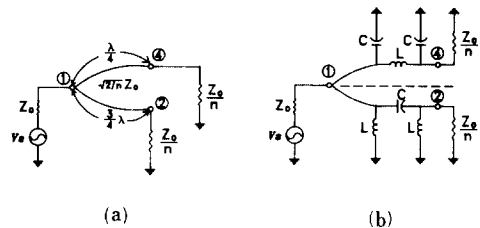


그림 6. 端子 1에 勵起된 等價回路
 (a) 分布線路 回路 (b) 集中素子 回路
 Fig. 6. Port 1 excitation equivalent circuit.
 (a) distributed-circuit-, (b) lumped-circuit.

그림 6(b)의 點線은 對稱線이므로, 그림 7(a)와 그림 7(b)와 같이 各 各 나타낼 수 있다. 그림 7(a)의 端子 1과 端子 4 사이 傳送 파라메타는 式(1)이 된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ j\omega C(2 - \omega^2 LC) & 1 - \omega^2 LC \end{bmatrix} \quad (1) \end{aligned}$$

그림 7(a)에서 端子 1과 端子 4의 入力段과 出力段 사이 電壓, 電流 關係式은 式(2)가 된다.

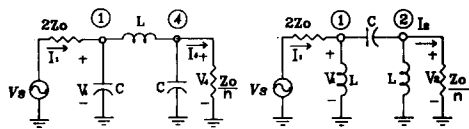


그림 7. 變形된 集中素子 回路

(a) 1/4λ 變形된 回路 (b) 3/4λ 變形된 回路

Fig. 7. Modified lumped element circuit.

(a) 1/4λ modified circuit,

(b) 3/4λ modified circuit.

$$V_1 = -2Z_0 \cdot I_1 \quad V_4 = Z_0/n \cdot I_4 \quad (2)$$

入力段의 소오스 임피던스와 負荷의 임피던스가 다르므로 電壓에 對한 散亂係數를 구하기 위해서는 各 端子사이에서 定規化된 電壓이 必要하다. 端子①에서 入力 소오스 임피던스에 定規代된 電壓과 端子④에서 負荷 임피던스에 定規化된 v_4 는 式(3)과 같다.⁷⁾

$$v_1 = \frac{V_1}{\sqrt{2} Z_0} \quad v_4 = \frac{V_4}{\sqrt{2/n} Z_0} \quad (3)$$

式(1), (2), (3)과 그리고 $\omega L = \sqrt{2/n} Z_0, (1/\omega C) = \sqrt{2/n} Z_0$ 를 代入하여 定理하여 定規化된 入力段과 出力段 사이의 定規化된 電壓의 比를 구하면 式(4)가 된다.

$$\frac{v_4}{v_1} = -j \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

入力段에서 完全整合 되었으므로 端子①과 端子④ 사이의 電壓에 對한 散亂係數는 式(5)가 된다.

$$S_{11} = 0 \quad S_{41} = -j \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

그림(7)(b)의 端子①과 端子②사이 傳送 파라메타는 式(6)이 된다.⁸⁾

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (j\omega L)^{-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & (j\omega L)^{-1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (j\omega L)^{-1} & 1 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 1 - (\omega^2 LC)^{-1} & (j\omega C)^{-1} \\ (j\omega L)^{-1} (2 - \omega^2 LC)^{-1} & 1 - (\omega^2 LC)^{-1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

그림(7)(b)의 端子①과 端子②사이 入, 出力 端子의 電壓 電流 關係式은 式(7)이 된다.

$$V_1 = -2Z_0 \cdot I_1 \quad V_2 = Z_0/n \cdot I_2 \quad (7)$$

端子①에서 定規化된 電壓 v_1 과 端子②에서 定規化된 電壓 v_2 는 式(8)과 같다.

$$v_1 = \frac{V_1}{\sqrt{2} Z_0} \quad v_2 = \frac{V_2}{\sqrt{2/n} Z_0} \quad (8)$$

式(6), (7), (8)과 $\omega L = \sqrt{2/n} Z_0, (1/\omega C) = \sqrt{2/n} Z_0$ 를 代入하여 端子①에서 定規化된 電壓 v_1 과 端子②에서 定規化된 電壓 v_2 사이 電壓比를 구하면 式(9)가 된다.

$$\frac{v_2}{v_1} = j \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (9)$$

그러므로 端子①에서 웨이브를 보낼 境遇, 端子①과 端子②사이의 電壓에 對한 散亂係數는 式(10)이 된다.

$$S_{11} = 0, \quad S_{21} = j \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (10)$$

式(10)과 式(5)를 利用하여 端子①에 對한 各 端子사이의 散亂係數는 式(11)이 된다.

$$S_{11} = 0, \quad S_{21} = j/\sqrt{2}, \quad S_{31} = 0, \quad S_{41} = -j/\sqrt{2} \quad (11)$$

그림 5에서 端子③에서 웨이브를 보낼 境遇, 端子②와 端子④는 같은 傳送線路만큼 떨어져 있고, 端子①에서 180°의 位相差異를 가지고 到着되므로 端子①은 孤立 端子가 된다. 그러므로 그림(8(a))와 같이 可能하며, 그림(8(a))의 傳送線路에 該當하는 集中素子로 바꾸면, 그림(8(b))가 된다. 그림(8(b))의 回路는 點線을 中心으로 對稱이므로 그림(9)와 같다. 그림 9의 解析은 그림(7)(b)의 解析과 같으므로 端子③에 對한 散亂係數는 式(12)와 같다.

$$S_{13} = 0 \\ S_{23} = j/\sqrt{2} \\ S_{33} = 0 \\ S_{43} = j/\sqrt{2} \quad (12)$$

式(11)과 式(12), 그리고 無損失 受動素子에서 成立하는 可逆定理과 유니테리성을 利用하면 電壓에 對한 散亂係數[S]는 式(13)이 된다.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & 0 & -j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & j/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & j/\sqrt{2} & 0 & j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

式(13)의 散亂係數를 보면, 端子①에서 勵起 시키면, 端子②와 端子④로 電力이 180° 位相差異를 가지고 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④ 사이에 電力이 同 位相으로 兩分됨을 알 수 있어 既存의 하이브리

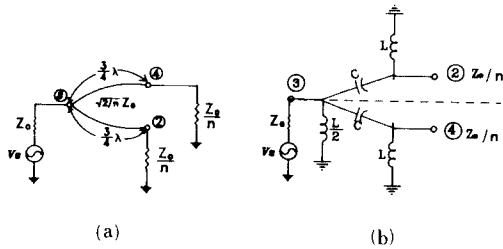


그림 8. 端子③에勵起된等價回路
 (a) 分布線路 回路 (b) 集中素子 回路
 Fig. 8. Port③ excitation equivalent circuit.
 (a) distributed circuit,
 (b) lumped circuit.

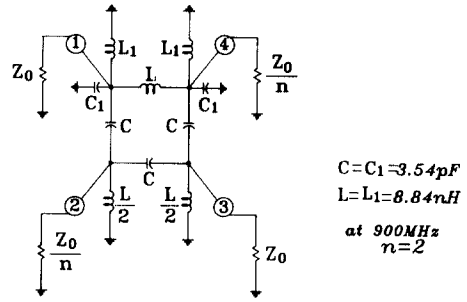


그림 10. 임의의 종단 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 원형 하이브리드의 집중소자 등가회로
 Fig. 10. The equivalent lumped circuit having arbitrary termination impedance.

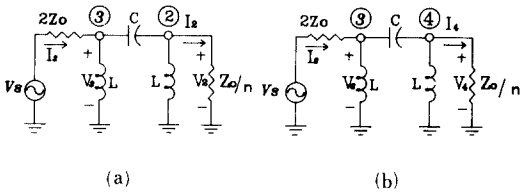


그림 9. 變形된 集中素子 回路
 (a) 端子③과 端子②사이
 (b) 端子③과 端子④사이
 Fig. 9. Modified lumped element circuit.
 (a) between port③ and port②,
 (b) between port③ and port④.

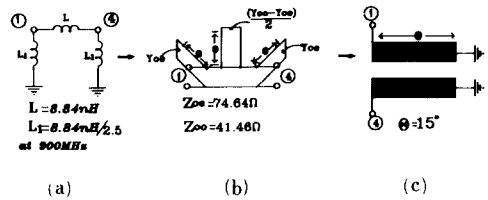


그림 11. 인덕턴스의 마이크로스트립 平行結合 線路 具現
 Fig. 11. Realization inductance with coupled microstrip line.

드와 特性이 같음을 알 수 있다.

그러므로 任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180°의 圓形 하이브리드의 集中素子 等價회로는 그림 10과 같다. 그림 10을 利用하여 中心 周波數 900MHz, $n=2$, $Z_0=50\Omega$ 이면 $C=3.54\text{PF}$, $L_1=L=8.84\text{NH}$ 가 된다. 端子①과 端子④ 사이의 誘導成分 L 과 端子①과 接地사이 L_1 , 端子④와 接地사이 L_1 의 具現은 그림 11과 같이 平行 結合線路로 具現이 가능하다.¹⁹⁾ 그런데 3dB 하이브리드이므로 結合係數가 0.5가 되어 마이크로스트립 平行 結合線路의 2次元 構造로 不可能하여!¹⁶⁾ 本 論文에서는 製作의 便利性和 再現性을 좋게 하기 위하여 2次元의 構造로 可能한 結合係數를 컴퓨터 프로그램에 의하여 0.28로 택하였다. 그에 該當하는 그림 11(a)의 $L_1=3.54\text{nH}$ 이므로, 900MHz에서 공진하도록 그림 10에서 $C_1=8.85\text{PF}$ 가 된다. 그러므로 그림 11과 같이 端子①과 端子④사이의 誘導成分 L 은 8.84nH이고 端子①과 接地사이 L_1 , 端子④와 接地사이 L_1 은 8.84nH/2.5가 되어, 이에 該當하는 그림 11(b)의 $Z_{0e}=74.6\Omega$ 이고 $Z_{0o}=44.6\Omega$ 이 되

고, 그림 11(c)의 平行結合 線路의 길이 $\theta=15^\circ$ 가 된다.¹⁹⁾¹⁰⁾ 그림 12는 實驗하기 위한 實驗 아트-웍인데 그림 12와 같이 端子①과 端子④사이의 誘導成分 L 과 端子①과 接地 사이 L_1 과 端子④와 接地 사이 L_1 은 平行結合 線路로, 端子③과 接地사이, 端子②와 接地사이의 $L/2$ 의 具現은 段落된 마이크로스트립으로, 各 端子와 端子사이, 端子와 接地사이의 커패시턴스는 集中素子로 具現이 可能하다. 이에 따른 Super Compact에 의한 600MHz에서 1.2GHz까지 理論的 [S] 파라미터의 시뮬레이션은 그림 13이다.

그림 13(a)는 端子①에서 勵起시켰을 때 各 端子사이의 散亂係數의 크기를 나타낸 그림이며, 그림 13(b)는 端子③에서 勵起시켰을 때 各 端子사이의 散亂係數의 크기를 나타낸 그림이며, 그림 13(c)는 PS_{21} , PS_{41} 을 나타낸 그림이다.

그림 13(a)은 端子①에서 勵起시키면 端子④와 端子②로 中心 周波數 900MHz에서 兩分되어 傳達됨을 알 수 있고, 그림 13(b)는 端子③에서 勵起시키면 端子①과 端子③으로 中心 周波數 900MHz에서 電力이

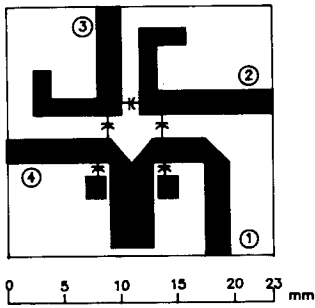


그림 12. 回路 具現을 위한 실험 아트-웍
Fig. 12. The art work for realization hybrid.

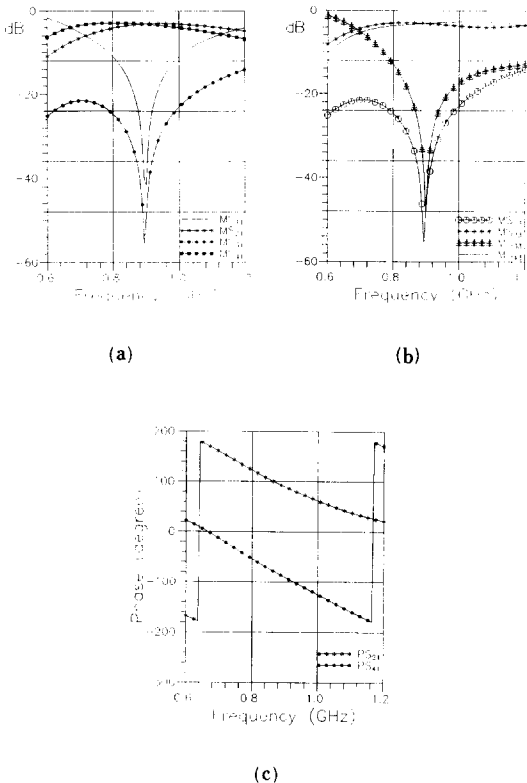


그림 13. 하이브리드의 산란계수의 이론치
(a) 端子①에서 勵起시킨 散亂係數
(b) 端子③에서 勵起시킨 散亂係數
(c) 端子①에서 勵起시킨 散亂係數의 位相
Fig. 13. Theoretical result of [S]-parameter of hybride.

- (a) [S]-parameter of part① extation,
- (b) [S]-parameter of port ③ exitation,
- (c) the phase of S_{21} and S_{41} .

兩分됨을 보임을 알 수 있다. 그림13(c)를 보면 端子①에서 勵起시킬 때 端子④와 端子②로 180° 位相差異로 傳達됨을 알 수 있다.

III. 製作 및 實驗

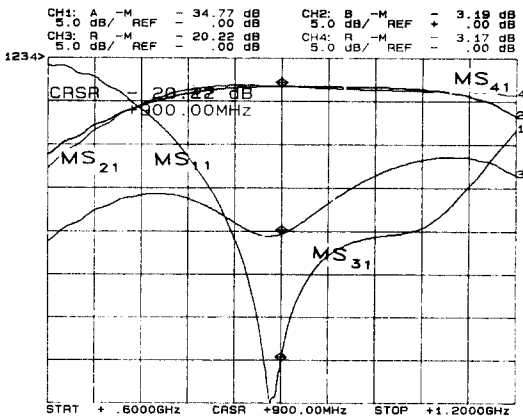
中心 周波數 900MHz에서 任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 集中素子 하이브리드를 具現하기 위해서 $H=0.76\text{mm}$ $\epsilon_r=2.54$ 인 테프론 기판을 使用하였고, 이에 該當하는 實驗 아트웍은 그림12이다. 그림12에서 端子①과 端子②, 端子②와 端子③, 端子③과 端子④를 連結한 커패시턴스의 具現은 900MHz 近方에서는 不連續面에 對하여 深刻한 影響을 받지 않으므로 납을 녹여 高周波用 커패시터를 端子와 端子사이를 連結하였는데, 이 커패시턴스는 傳送線路의 特性 임피던스를 나타내므로, 正確한 커패시턴스의 값을 要求한다. 흔히 구할 수 있는 高周波用 커패시터의 表示된 커패시턴스의 값이 低周波에서는 거의 一致하나, 마이크로웨이브 대역에서는 表示된 커패시턴스의 값과 다른 커패시턴스의 값을 가지므로 트리밍할 수 있는 8914 air trimmer를 납을 녹여 各 端子사이를 連結하였다. 端子④와 接地사의 端子①과 接地사이 C_1 은 공진기를 利用하여 測定하여 測定된 高周波用 커패시터를 납을 녹여 端子와 接地사이를 連結하였다. 또한 端子①과 接地, 端子②와 接地사이의 誘導成分의 具現은 段落된 마이크로스트립으로 具現하였고, 端子①과 端子④사이의 誘導成分 L 과 端子①과 接地사이 L_1 , 端子④와 接地사이 L_1 의 具現은 $w=1.769\text{mm}$, $s=0.22\text{mm}$ 길이 $p=10.328\text{mm}$ 인 2次元의 平行結合 線路 具現이 可能하다.

그림12는 實驗하기 위한 實驗 Art work이다.

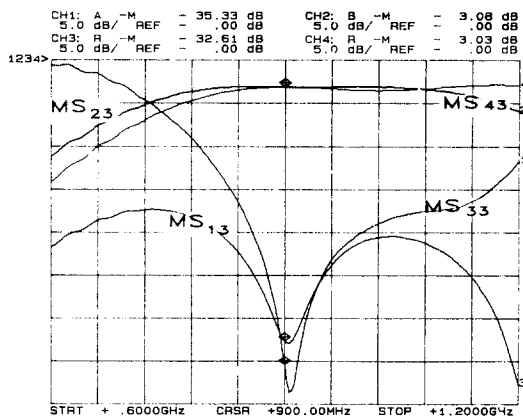
그림14(a)는 端子①에서 勵起시킨 各 端子사이의 散亂係數의 크기를 600MHz에서 1.2GHz까지 測定한 結果이며 그림14(b)는 端子③에서 勵起시킨 600MHz에서 1.2GHz까지 測定한 結果이다.

IV. 結 論

비유전율이 2.5이고 두께가 0.76mm인 테프론 基板으로 900MHz에서의 $1/4\lambda$ 의 길이는 57.505mm 程度이므로, UHF (ultra high frequency), VHF (very high frequency) 帶域의 시스템에서 使用되는 任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB 圓形 하이브리드를 具現하기 위해서는 回路의 크기는 적어도 120 mm×120mm가 된다. 그러나 本 論文에서 提示한 等價回路에 의하여 集中素子와 마이크로스트립 線路를



(a)



(b)

그림 14. 하이브리드의 散亂係數의 實驗值
 (a) 端子①에서 勵起시킨 산란계수
 (b) 端子③에서 勵起시킨 산란계수

Fig. 14. Experiment result of [S]-parameter of hybrid.
 (a) [S]-parameter of port ① exitation,
 (b) [S]-parameter of port ③ exitation.

利用하여 具現한 回路의 크기는 60mm×10mm가 되어 回路의 面積이 아주 작아질 뿐만 아니라, 集中素子로 具現할 境遇 3-dB인 하이브리드의 結合係數는 0.5이므로, 마이크로스트립의 平行 結合線路의 2次元 構造가 不可能하나, 本 論文에서는 結合係數를 낮추어 2次元의 平行 結合線路로 具現하여 製作의 便利함을 가져왔다. 또한 集中素子 等價回路의 散亂係數를 구하기 위해서는 任意의 終端 임피던스를 갖는 하이브리드는 偶-모드, 奇-모드 對稱線이 存在하지 않기 때문에 本 論文에서는 定規化된 電壓을 利用하

여 散亂係數를 구하는 새로운 方法을 提示하였다. 이 集中素子 等價回路를 利用하여 具現한 하이브리드는 分布線路만을 利用하여 具現한 하이브리드에 比하여 面積이 70% 以上の 減少를 가져왔으므로, 小型化를 要求하는 混合機, 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된 이 하이브리드는 既存의 分布線路만 具現한 하이브리드에 比하여 帶域幅이 조금 넓어졌으나 帶域幅이 아주 넓어 汎用으로 쓰일 수 있는 集中素子 等價回路가 研究되어야 할 것이며 電力이 兩分되는 境遇가 아닌 任意의 電力으로 나눌 수 있는 集中素子 等價回路가 研究되어야 할 것이다.

參 考 文 獻

- [1] Stephen A. Maas, "Microwave mixers," Artech House, Inc., pp. 236, 1986.
- [2] Stephen A. Maas, "Nonlinear microwave circuits," Artech House, Inc., pp. 47, 1988.
- [3] 정용채, 안희란, 장익수 외, "임의의 종단 임피던스를 갖는 Ring Hybrid 결합기의 구현," 대한전자공학회 하계 학술발표 논문집 제13권 제1호, 1990.
- [4] 안희란, 윤상원, 장익수, "집중소자 등가 회로를 이용한 3-dB 원형 하이브리드와 전력 분파기의 소형화에 관한 연구," 대한전자공학회 전자공학 논문집, 제28권 A편 제1호, 1991.
- [5] John Wiley and Sons, "Lines waves and antennas (the transmission of electric energy)," New York, Santa Barbara, pp. 160-161, 1973.
- [6] Wai-Kai Chen, "Theory and design of broadband matching networks," Pergamon Press, pp. 48-65.
- [7] Guillermo Gonzalez, "Microwave transistor amplifiers analysis and design," Prentice-Hall, Inc., pp. 15.
- [8] Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure," Artech House Books, Dedham, MA, pp. 205, 1980.
- [9] 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.
- [10] 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)

1988年 2月 서강대학교 전자공학과 졸업. 1990年 2月 서강대학원 전자공학과 졸업, 석사학위 취득. 1990年 3月~현재 서강대학원 박사과정 재학중. 주관심분야는 Microwave Lange Signal Circuit Design과 Mobile Cellular Device의 소형화와 MIC, MMIC 등임.

과 Mobile Cellular Device의 소형화와 MIC, MMIC 등임.

尹 相 元 (正會員) 第27卷 第10號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수

•

張 益 洙 (正會員) 第26卷 第8號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수