

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

○안 회만, *정 용재, 윤 상원, 장 익수
서강 대학교 전자공학과, *삼성전자 정보통신부문 광통신개발실

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

H. R. Ahn, *Y. C. Jung, S. Y. Yun, I. S. Chang
Dept of Electronic Engineering Sogang University, *Sam Sung Optical Lab

要約

UHF(Ultra high frequency), VHF(Very high frequency)帶域에서, 回路的 크기를 줄이기 위해서, 集中素子和 分布素子를 利用하여 設計할 수 있도록 任意의 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드의 集中素子 等價回로를 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 基板으로 마이크로스트립 線路和 集中素子를 利用하여 制作, 實驗하였다. 提示한 回로를 基礎로 制作한 3-dB 0°/180° 임의의 終端 임피던스를 갖는 圓形 하이브리드의 面積은 既存의 分布線路를 利用한 3-dB 0°/180° 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

New design method of small-sized 3-dB 0°/180° ring hybrid terminated arbitrary impedance both lumped elements and distributed elements are presented. At the center frequency of 900 MHz, 3-dB 0°/180° ring hybrid terminated any impedance is 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.

특히 圓形 하이브리드는 混合機에 많이 使用되는데 이 圓形 하이브리드가 混合機에 使用되는 捷選 RF信號 와 LO信號 의 入力 임피던스는 500이나 다이오드의 入力 임피던스는 바이어스 電壓과 使用 周波數에 따라 달라 지기는 하나, 2.4GHz 帶域에서 4.5mA의 電流를 통해 NEC 18898 silicon epitaxial schottky barrier diode 의 入力 임피던스는 270정도이며 350MHz에서 900정도이 므로 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드를 利用하여 혼합기 를 설계하기 위해서는 다이오드와 3-dB 0°/180° 하이브 리드와의 整合回路가 必要하다. 이 整合回路를 없이고 바로 하이브리드와 다이오드를 連結하여 設計할 수 있 도록 提案된 任意의 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드가 發表되었으나[1] 그 하이브리드 역 시 分數線路를 使用해야 하므로 VHF, UHF 帶域에서 크기 가 커지는 短點이 있다. 이 點을 보안하기 위해서 終端 임피던스 500에 대하여 集中素子 等價 回로를 利用하여 具現한 圓形 하이브리드[2]를 利用할 수 있지만 이 回 路 역시 整合回路가 必要하다. 이에 本 論文에서는 $\lambda/4$ 의 傳送線路 是 TEM 웨이브 集中素子 等價回로는 端子和 端子사이 容量成分이며 $\lambda/4$ 의 傳送線路 是 TEM 웨이브 集中素子 等價回로는 端子和 端子사이 誘導成分 이다.[3] 端子和 端子사이 誘導成分의 具現은 코일로 具現하여야 하는데 이 코일은 마이크로 웨이브에 動作 할 捷選 損失이 많으므로 마이크로 스트립 形態로 具現 이 可能하다. 그러나 마이크로 스트립 形態의 具現은 크

I. 序論

圓形 하이브리드나 브랜치 라인 하이브리드와 같은 4 端子 回路는 平衡 混合機, 變送機, 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(Ultrahigh 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, 나이가 MIC(Microwave Integrated Circuits)나 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuits)의 部品들을 利用하는 傾向이 있다.

기가 작아지는 長點을 期待하기는 어려우므로 $\lambda/8$ 의 傳送線路의 形體가 小型化 하기 爲기 爲문에, 既存의 任意의 終端 임피던스를 갖는 3-dB $0^\circ/180^\circ$ 圓形 하이브리드의 回路를 수정하여 이에 相應하는 集中素子 等價回路를 구했으며 이 回路를 根據로 容量成分은 高周波用 커패시터를 使用하여 具現하였으며 誘導成分은 段落된 마이크로 스트립과 段落된 平行 結合線路를 利用하여 具現하였다.

이 等價回路는 칩 커패시터 製作 技術 發達과 더불어 더욱더 크기가 작아질 수 있으므로 小型化에 큰 長點을 가지고 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도 中心 周波數 900MHz에서 實驗하여 理論値와 比較하고 理論치와 一致 하는 實驗結果를 얻었다.

II. 解析

任意的 길이 d 인 傳送線路의 $[Y]$ -파라미터에 의한 x -型 等價回路는 그림 1과 같으며(2) $d = \frac{1}{4}\lambda$ 이면 x -型 等價回路는 그림 2(a)이며 $d = \frac{3}{4}\lambda$ 이면 x -型 等價回路는 그림 2(b)이다.

$\frac{1}{4}\lambda$ 의 傳送線路의 x -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, $\frac{3}{4}\lambda$ 의 傳送線路 x -型 集中素子 等價回路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 커 제시턴스의 具現보다 어려움이 많이 있고, 具現한다 하여도 크기가 커지는 短點이 있다. 그러므로, $\frac{3}{4}\lambda$ 의 傳送線路 x -型 集中素子 等價回路와 같은 構造면 集中素子도 制作 具現이 쉽다.

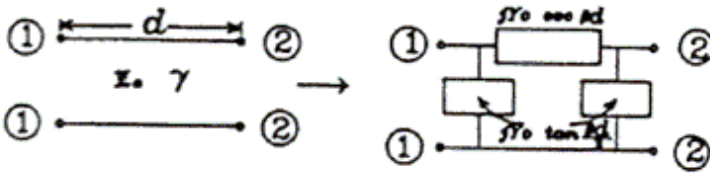
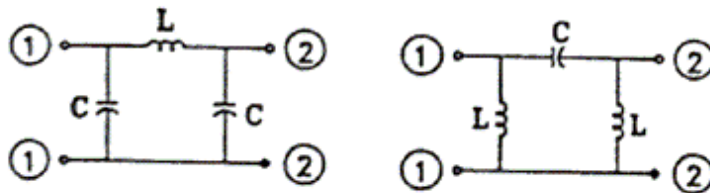


그림 1. 傳送線路의 x -型 等價回路



$$L = Z_0 / \omega$$

$$C = 1 / \omega Z_0$$

그림 2. 集中素子 等價回路

(a) $d = \frac{1}{4}\lambda$ (b) $d = \frac{3}{4}\lambda$

1)任意的 終端 임피던스를 갖는

3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드

$\frac{3}{4}\lambda$ 의 傳送線路를 集中素子로 制作, 具現이 쉬므로, 既存의 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드의 $\frac{1}{4}\lambda$ 傳送線路를 $\frac{3}{4}\lambda$ 의 傳送線路로 바꾸고, 位相이 180° 差異

端子③은 孤立 端子가 된다.

그림 5(b)의 點線으로 나누어서 나타내면 그림6이 된다. 그림6(a)의 傳送 파라메터 를 구하면 式(1)이 된다.

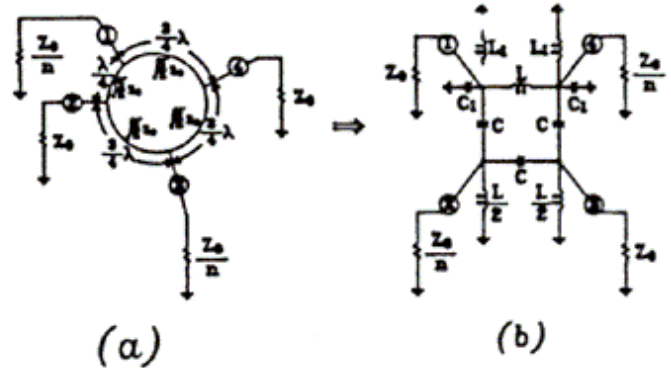


그림 3. 任意的 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드

(a) 分布線路 하이브리드 (b) 集中素子 하이브리드

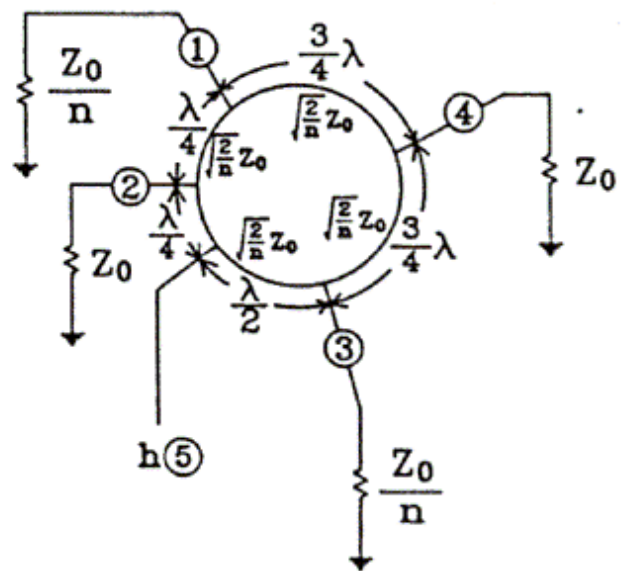


그림 4. 假想的인 第 5端子 設定

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix}$$

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

나도록 \sqrt{n} 의 전송선로를 $1/n$ 의 전송선로로 바꾸면, 그림 3(a)가 되며 각 부분의 전송선로에 해당하는 집중 요소 등가 회로도 바꾸게 되면, 그림 3(b)가 된다.

그림 2-3(b)에서 $C=1/(\sqrt{2/n} Z_0 \omega)$, $L=(\sqrt{2/n} Z_0)/\omega$ 이다.

그림 4는 假想적인 第①端子 h⑤를 端子②로부터 $1/2 \lambda$ 되는 곳에 設定하면 h⑤의 入力 임피던스는 Z_0/n 이므로 단자①에서 電力量 보낼 境遇 對稱이므로 端子h⑤와 端子②에 兩分된다. 그러므로 端子②와 端子④는 180° 位相差를 갖는 電力量 兩分되어 到着한다. 그러므로

식(1)에서 $\omega L = \sqrt{2/n} Z_0$ ($1/\omega C = \sqrt{2/n} Z_0$)를 代入하면 式(2)가 된다.

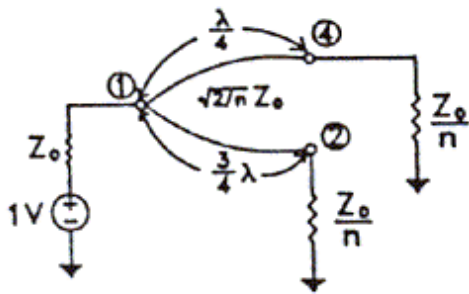
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\sqrt{2/n} Z_0 \\ j/(\sqrt{2/n} Z_0) & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

그림 6(a)에서 端子①과 端子② 사이에 電壓과 電流의 關係式을 適用하면 式(3)이 된다.

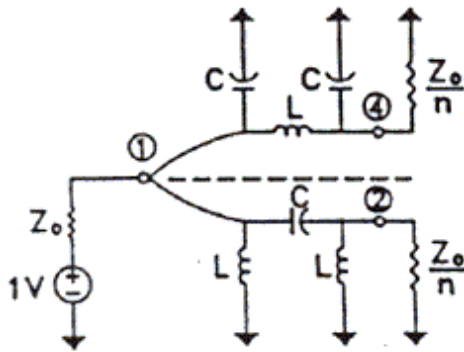
$$1 = 2Z_0 I_1 \cdot V_1$$

$$V_4 = (Z_0/n) I_4$$

(3)



(a)



(b)

그림-5 端子 ①에勵起된 동가 회로

(a) 分布線路 (b) 集中素子

式(2)와 式(3)에서 각 端子의 電壓을 구하면 式(4)가 된다.

$$V_1 = 1 \quad (4)$$

$$V_4 = -j/\sqrt{2}$$

그림 6(b)의 傳送 參數를 구하면 式(5)가 되며 그림 6(b)에서 端子 ①과 端子 ④사이의 電壓과 電流의 關係式을 適用하면 式(6)이 된다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega L^{-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega L^{-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega C \\ j\omega L(2 - \omega^2 LC) & 1 - \omega^2 LC \end{bmatrix}$$

$$1 = 2Z_0 I_1 \cdot V_1$$

(6)

$$S_{11} = 0$$

$$S_{21} = j/\sqrt{2}$$

$$S_{31} = 0$$

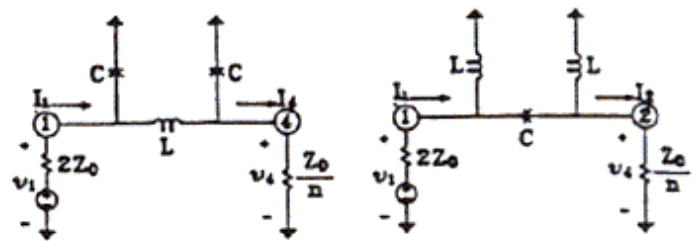
(8)

$$S_{41} = -j/\sqrt{2}$$

또한 端子 ③에서 勵起시키면 端子 ①과 端子 ②로 똑같이 兩分되며 端子 ①에서 180°의 位相差를 가지므로 端子 ①은 孤立된 端子가 되며 端子 ①에 勵起 시켰을 때 그림(7)과 같이 나타낼 수 있다.

그림 7(b)의 點線은 對稱線을 나타내므로 그림(8)은 端子 ③과 端子 ②를 나타낸 그림이다.

그림(8)에서 端子 ③과 端子 ②사이의 傳送 參數를

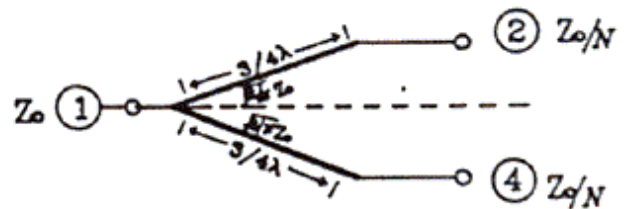


(a)

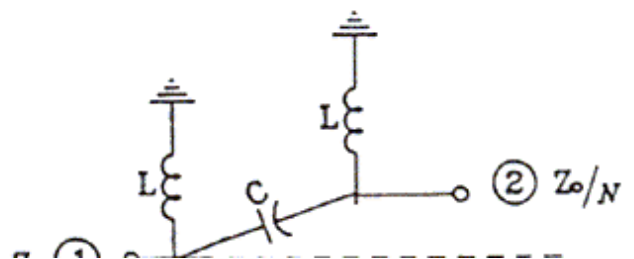
(b)

그림 6(a) 端子 ①과 端子 ④사이의 等價回路

(b) 端子 ①과 端子 ②사이의 等價回路



(a)



$$V_2 = (Z_0/n)I_2 \quad (6)$$

式(6)과 式(5)에서 각 端子의 電壓을 구하면 式(7)이 되며 端子③은 孤立되므로 $V_3=0$ 이 된다..

$$V_1 = 1$$

$$V_2 = j(1/\sqrt{2}) \quad (7)$$

式(6)과 式(7)에서 端子①에 대한 散亂係數를 구하면 式(8)이 된다.

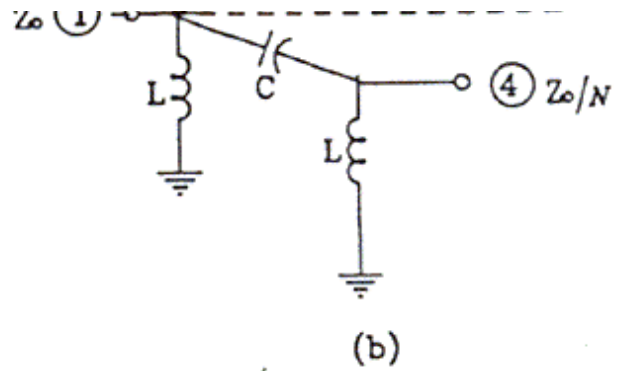


그림 7. 端子③에 勵起된 等價回路

(a) 分布線路

(b) 集中素子

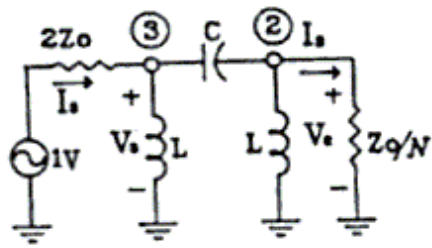


그림 8. 端子③과 端子②사이의 等價回路

구하면 式(5)와 같으며 端子③과 端子②사이 電壓과 電流式을 구하면 式(9)가 된다.

$$I = 2Z_o I_3 + V_3$$

$$V_2 = (Z_o/N) I_2 \quad (9)$$

式(9)와 式(5)에서 端子③과 端子②사이 電壓을 구하면 式(10)이 된다.

$$V_2 = -j(1/\sqrt{2}) \quad (10)$$

$$V_3 = 1$$

같은 方法으로 端子③과 端子④사이 電壓을 구하면 式(11)이 된다.

$$V_4 = -j(1/\sqrt{2}) \quad (11)$$

$$V_3 = 1$$

式(10)과 式(11)에서 端子③에 대한 散亂係數는 式(12)가 된다.

$$S_{13} = 0$$

$$S_{23} = -j/\sqrt{2}$$

$$S_{33} = 0$$

$$S_{43} = -j/\sqrt{2} \quad (12)$$

式(12), 式(8)과 受動回路에서 成立하는 互역정리를 利用하여 電壓에 대한 散亂係數를 구하면 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)에서 散亂係數를 살펴보면 端子①에서 勵起시키면 端子②와 端子④로 電力이 兩分되며 位相이 180° 差異가 나고 端子③은 孤立됨을 알 수 있다. 또한 端子③에

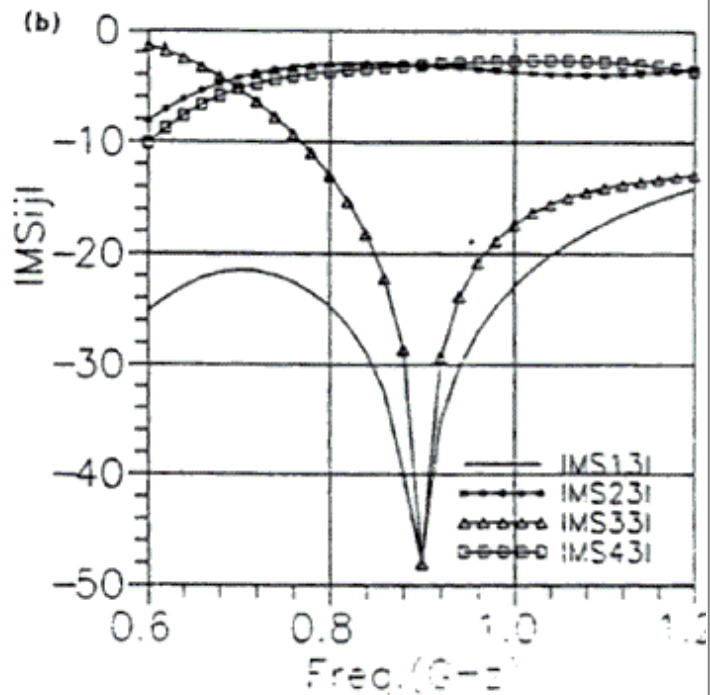
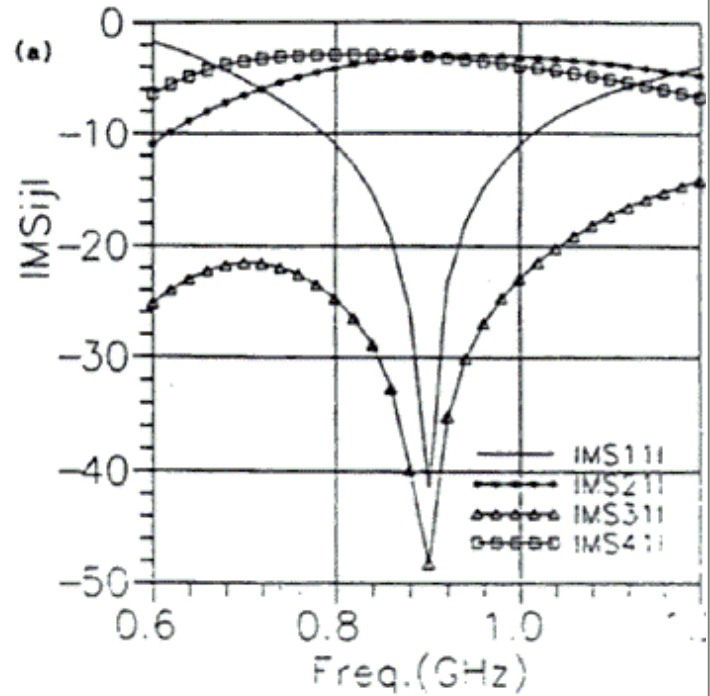


그림 9. 任意의 共端 3-dB 0°/180°의 圓形 하이브리드의 [S]-파라미터의 理論值

(a) 180°의 位相差를 가지는 圓形 하이브리드의 [S]-파라미터의 理論值

(b) 0°의 位相差를 가지는 圓形 하이브리드의 [S]-파라미터의 理論值

기 勵起시키면 端子②와 端子④로 電力이 同 位相으로 兩分됨을 알 수 있다. 그림9(a)는 中心周波數 900MHz에서 그림3(b)에서 $n=2$, $C=3.54PF$, $L=8.84NH$, $L_1=8.84NH/2.5$, $C_1=8.954PF$, $Z_0=500$ 으로 擇하여 端子①에서 勵起시켰을 때 電力이 端子②와 端子④로 180°位相差를 가지고 兩分됨을 보이는 散亂係數의 理論值를 나타낸 그림이며 그림9(b)는 端子③에서 勵起시켰을 때 電力이 端子②와 端子④로 同 位相으로 兩分되는 任意의 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드의 散亂係數의 理論值를 나타낸 그림이다.

Ⅲ. 製作 및 實驗

1) 任意의 終端 임피던스를 갖는

3-dB 0°/180° 圓形 하이브리드

中心 周波數 900MHz에서 任意의 終端 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 集中素子 하이브리드를 具現하기 위해서 $n=2$ 일때 理論的인 素子の 값은 $C=3.54PF$, $L=8.84NH$, $C=C_1$, $L=L_1$ 이다. 이 경우 端子①과 端子④사이 誘導 成分은 平行 結合線路로 具現이 可能하다. [4] 그러나 이 경우 結合係數가 0.5이므로 2次元 構造도 具現이 어려우므로 本 論文에서는 $L_1=8.84NH/2.5$ 로 擇하여 2次元 平

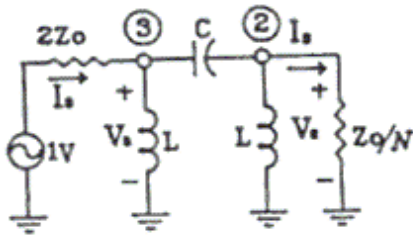


그림 8. 端子③과 端子②사이의 等價回路

구하면 식(5)와 같으며 端子③과 端子②사이 電壓과 電流式을 구하면 식(9)가 된다.

$$\begin{aligned} I &= 2Z_o I_2 + V_2 \\ V_2 &= (Z_o/n) I_2 \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)와 식(5)에서 端子③과 端子②사이 電壓을 구하면 식(10)이 된다.

$$V_2 = -j(1/\sqrt{2}) \quad (10)$$

$$V_3 = 1$$

같은 방법으로 端子③과 端子④사이 電壓을 구하면 식(11)이 된다.

$$\begin{aligned} V_4 &= -j(1/\sqrt{2}) \\ V_3 &= 1 \end{aligned} \quad (11)$$

식(10)과 식(11)에서 端子③에 대한 散亂係數는 식(12)가 된다.

$$\begin{aligned} S_{13} &= 0 \\ S_{23} &= -j/\sqrt{2} \\ S_{33} &= 0 \\ S_{43} &= -j/\sqrt{2} \end{aligned} \quad (12)$$

식(12), 식(8)과 受動回路에서 成立하는 가역정리를 이용하여 電壓에 대한 散亂係數를 구하면 식(13)이 된다.

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

식(13)에서 散亂係數를 살펴보면 端子①에서 勵起시키면 端子②와 端子④로 電力이 兩分되며 位相이 180° 差異가 나고 端子③은 孤立됨을 알 수 있다. 또한 端子③에서 勵起시키면 端子②와 端子④로 電力이 同 位相으로 兩分됨을 알 수 있다. 그림9(a)는 中心周波數 900MHz에

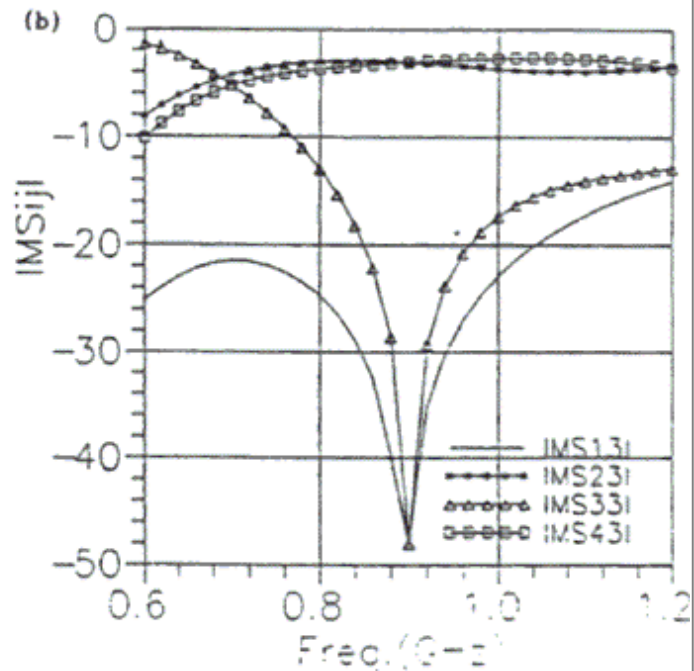
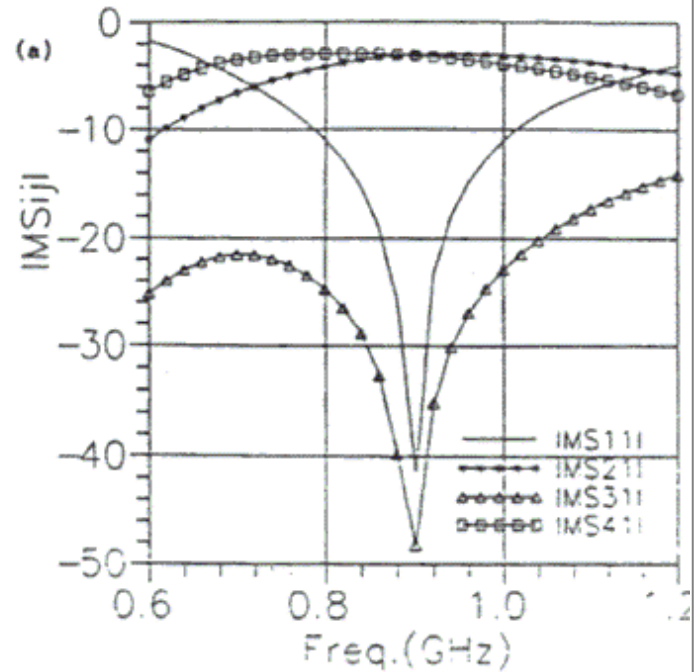


그림 9. 任意의 終端 3-dB 0°/180°의 矩形 하이브리드의 [S]-파라미터의 理論值

(a) 180°의 位相差를 가지는 矩形 하이브리드의 [S]-파라미터의 理論值

(b) 0° 位相差를 가지는 矩形 하이브리드의 [S]-파라미터의 理論值

III 製作의 實驗

서 그림3(b)에서 $n=2$, $C=3.54PF$, $L=8.84NH$, $L_1=8.84NH/2.5$, $C_1=8.954PF$ $Z_0=500$ 으로 되어 端子①에서 勵起 시켰을 때 電力이 端子②와 端子④로 180° 位相差를 가지고 兩分됨을 보이는 數算係數의 理論值를 나타낸 그림이며 그림9(b)는 端子③에서 勵起시켰을 때 電力이 端子②와 端子④로 同位相으로 兩分되는 任意의 終端 임피던스를 갖는 3-dB $0^\circ/180^\circ$ 圓形 하이브리드의 數算係數의 理論值를 나타낸 그림이다.

III. 2X1Γ 大 具 概 要

1) 任意의 終端 임피던스를 갖는

3-dB $0^\circ/180^\circ$ 圓形 하이브리드

中心 周波數 900MHz에서 任意의 終端 임피던스를 갖는 3-dB $0^\circ/180^\circ$ 集中素子 하이브리드를 具現하기 위해서 $n=2$ 일때 理論的인 素子の 값은 $C=3.54PF$, $L=8.84NH$ $C=C_1$, $L=L_1$ 이다. 이 경우 端子①과 端子④사이 誘導 成分은 平行 結合線路로 具現이 可能하다. [4] 그러나 이 경우 結合係數가 0.5이므로 2次元 構造도 具現이 어려우므로 本 論文에서는 $L_1=8.84NH/2.5$ 로 되어 2次元 平

205, 1980

[5] 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

[6] K. C. Gupta, Ramesh. Garg, Rakesh. Chadha, " Computer Aided Design of Microwave Circuit " Artech House, Inc., PP. 60-64, 1981