

# 비대칭성 종단임피던스를 가진 집중소자 3-dB 180° 결합기

## (Lumped Element 3-dB 180° Hybrid With the Impedances Asymmetrically Terminated)

安希蘭\*, 張益洙\*, 尹相元\*

(Hee Ran Ahn, IK Soo Chang and Sang Won Yun)

### 要約

4단자 회로망이 임의의 종단임피던스를 갖는다면, 시스템을 구현할 경우 정합회로를 없앨 수 있는 장점이 있다. 이 장점을 지닌 비대칭성 종단임피던스를 가진 3-dB 0°/180° 분포선로 결합기를 제시하였고, 이 분포선로를 이용하여 VHF, UHF대역에서 소형화하기 위하여 분포 선로와 집중소자를 이용하여 설계할 수 있도록 집중소자 3-dB 0°/180°의 회로를 제시, 해석, 설계하였으며, 중심주파수 900MHz에서  $\epsilon_r=2.2$ ,  $h=0.76\text{mm}$ 인 RT/Duroid인 기판을 사용하여 제작, 실험하였다. 제시한 회로를 기초로 제작한 3-dB 0°/180° 결합기의 실험결과는 이론과 일치함을 보였고, 회로의 면적도 기존회로보다 70%이상 감소함을 보였다.

### Abstract

If a 4-port network is terminated by arbitrary impedances, there are great advantages in composing systems with it. The distributed 3-dB 0°/180° hybrid with the impedances asymmetrically terminated is presented. In the band of UHF and VHF, on the basis of it, the new design method of small sized-hybrid using both lumped and distributed elements is also presented and analyzed. At the center frequency of 900MHz, 3-dB 0°/180° hybrid on the RT/Duroid substrate of  $\epsilon_r=2.2$ ,  $h=0.76\text{mm}$  is designed and tested. Agreements are obtained between measured and theoretical results, and at the same time the occupied area of it is reduced more than 70% compared with only distributed - type circuits.

### I. 서론

전자기술의 급격한 진보와 전기통신 발전은 사회, 경제 활동에 큰 공헌을 하였다. 이와함께 통신의 수요가 많아지고, 종전의 고정통신에서 이동통신의 이

용이 현저하게 증가하는 경향을 보이고 있다. 이에, 이동통신 장비의 연구가 활발히 진행중이며, 특히 휴대의 간편을 위하여 소형화를 위한 MMIC의 연구가 많은 분야에서 진행중이다.<sup>[1]</sup>

180° 결합기에 대한 MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)를 위한 집중소자 등가회로는 Samuel J. Parisi<sup>[2]</sup>에 의하여 처음으로 시도되었다. 그러나, 그 집중소자 등가회로는 마이크로파역에서 큰 손실을 가지는 유도성분이 3개나 존재한

\* 正會員, 西江大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)  
接受日字 : 1993年 6月 10日

다. 그러므로, 이 등가회로를 이용하여 마이크로스트립 형태로 제작할 수 있는 기판은 아주 얇고, 유전율이 10이상인 기판만이 가능하다. 기판의 두께나 유전율에 관계없이 손실이 거의 없고, 대칭적으로 종단임피던스가 다른 새로운 형태의 집중소자 3-dB 180° 결합기의 집중소자 등가회로가 발표되었다.<sup>[11,12]</sup>

본논문에서는 비대칭성 종단임피던스를 가진 분포소자 하이브리드를 제시하였으며, 이 하이브리드를 이용하여 집중소자 등가회로를 유도하였다. 이 유도된 집중소자 등가회로(그림 5)를 이용하여 크기가 작은 결합기를 구현할 경우, 심각한 문제가 되는 그림 5의 인덕턴스(La)의 손실을 줄이기 위해서는 마이크로스트립 평행 결합선로로 구현이 가능한데<sup>[6]</sup>, 3-dB 결합기일 경우 유도성 결합계수가 0.5이상이 되므로 2차원구조로 구현이 불가능하다. 그러므로, 2차원 구조로 구현하기 위해서는 낮은 결합계수를 택해야 한다. 식(6), (7)과 식(8)은 종단임피던스에 따른 3가지 경우에 대하여 낮은 결합계수를 택하는 과정을 보인 것이다. 이 식들을 이용하여 실제 제작하는데 필요한 설계표(표1., 표2.)를 컴퓨터 프로그램에 의하여 만들었으며, 이 설계표를 이용하여 중심주파수 900MHz에서 제작, 실험해 보았다.

II. 해석

비대칭성 종단임피던스를 가진 3-dB 0°/180° 결합기는 그림 1과 같다.

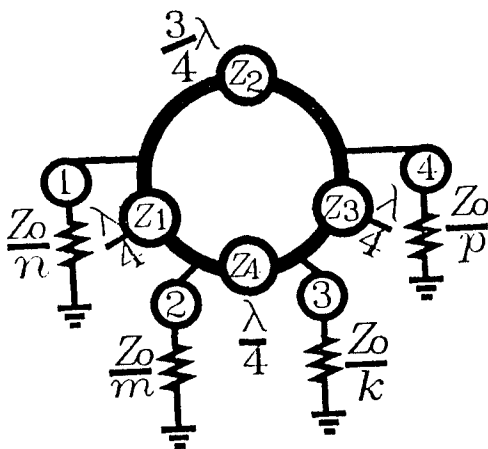


그림 1. 임의의 종단임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 결합기

Fig. 1. 3-dB 0°/180° terminated by arbitrary impedances.

그림 1에서, 단자 ①에 신호를 인가할 때 전력이 단자④와 단자②로 양분되므로, 180° 위상차이를 가지는 전력 분배기와 같으며 단자③에 신호를 인가할 때는 동위상의 전력 분배기와 같다. 그러므로, 그림 1에 보이는 전송선로의 특성임피던스  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$ 는 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} Z_1 &= \sqrt{\frac{2}{m \cdot n}} \cdot Z_0 \\ Z_2 &= \sqrt{\frac{2}{p \cdot n}} \cdot Z_0 \\ Z_3 &= \sqrt{\frac{2}{k \cdot p}} \cdot Z_0 \\ Z_4 &= \sqrt{\frac{2}{m \cdot k}} \cdot Z_0 \end{aligned} \quad (1)$$

1/4λ 전송선로의 π-형 집중소자 등가회로에는, 마이크로웨이브 대역에서 손실이 많을 뿐만 아니라, 실제적으로 구현할 경우 크기가 작아지는 장점을 기대할 수 없는 유도성분이 존재한다. 그 반면에 3/4λ 전송선로로 π-형 집중소자 등가회로는 손실도 적고 실제 구현함으로써 크기가 아주 작아지는 용량성분이 존재한다.<sup>[2,10]</sup> 그러므로, 이러한 잇점을 위해서 그림 1에 존재하는 1/4λ 전송선로를 3/4λ 전송선로로 바꾸고, 1/4λ와 3/4λ 전송선로가 dual network임을 이용하여 나머지 3/4λ의 전송선로를 1/4λ로 바꾸면 그림 2와 같다.

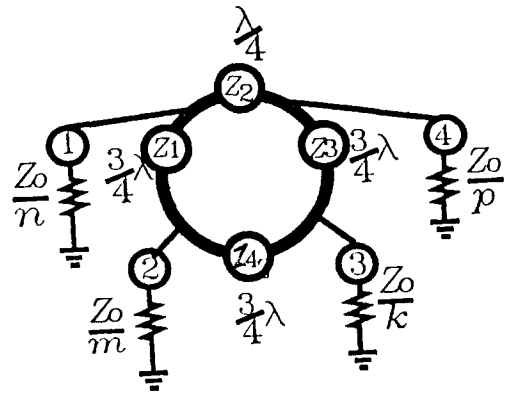


그림 2. 수정된 임의의 종단 임피던스를 갖는 3-dB 0°/180° 결합기

Fig. 2. Modified 3-dB 0°/180° terminated by arbitrary impedances.

그림 2에서, 신호를 단자①에 여기시킬 때 변형된 집중소자 등가회로는 그림 3과 같다.

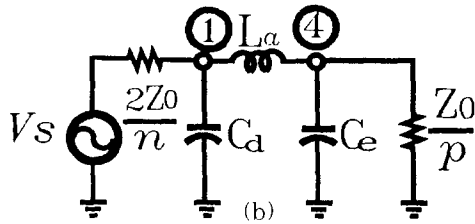
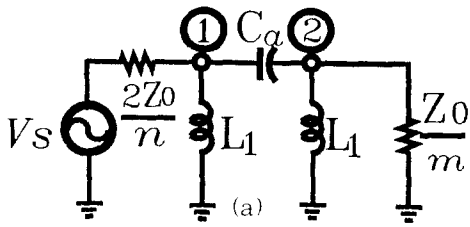


그림 3. 집중소자 등가회로(단자①에 여기시켰을 때)  
 (a) 단자 ① 과 단자 ② 사이  
 (b) 단자 ① 과 단자 ④ 사이

Fig. 3. Lumped element equivalent circuit (excitation at port ① )  
 (a)Between port ① and port ②  
 (b)Between port ① and port ④

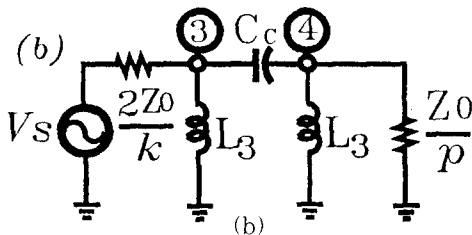
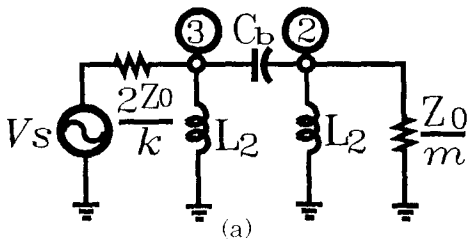


그림 4. 집중소자 등가회로 (단자④에 여기시켰을 때)  
 (a) 단자 ③ 과 단자 ② 사이  
 (b) 단자 ③ 과 단자 ④ 사이

Fig. 4. Lumped element equivalent circuit (excitation at port ④ )  
 (a)Between port ③ and port ②  
 (b)Between port ③ and port ④

그림 3의 (a), (b)에서 단자①에 대한 전압의 산란계수는 식 (2)와 같다.<sup>[8, 12]</sup>

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0 \\ S_{21} &= \frac{j}{\sqrt{2}} \\ S_{31} &= 0 \\ S_{41} &= -\frac{j}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (2)$$

그림 2에서 신호를 단자③에 여기시킬 때 변형된 집중소자 등가회로는 그림 4와 같다.<sup>[2, 8, 10, 11, 12]</sup>

그림 4의 (a), (b)에서 식(2)를 유도하는 같은 방법을 이용하여 단자③에 대한 전압의 산란계수는 식(3)과 같다.

$$\begin{aligned} S_{13} &= 0 \\ S_{23} &= \frac{j}{\sqrt{2}} \\ S_{33} &= 0 \\ S_{43} &= -\frac{j}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3)$$

식(2)와 식(3)을 이용하여, 모든 단자에 대한 전압의 산란계수는 식(4)와 같다.

$$|S| = \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & 0 & -j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & j/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & j/\sqrt{2} & 0 & j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

식(4)는 위상과 크기에 있어서 기존의 3-dB 0°/180° 결합기와 같은 특성을 보임을 알 수 있다. 이에 대한 임의의 집중소자 등가회로는 그림 5와 같으며 각 소자값은 식(5)와 같다.<sup>[2, 10, 11, 12]</sup>

$$\begin{aligned} C_a &= \frac{1}{\omega \sqrt{\frac{2}{m \cdot n}} \cdot Z_0} \\ C_b &= \frac{1}{\omega \sqrt{\frac{2}{m \cdot k}} \cdot Z_0} \\ C_c &= \frac{1}{\omega \sqrt{\frac{2}{k \cdot p}} \cdot Z_0} \\ C_d &= \frac{1}{\omega \sqrt{\frac{2}{p \cdot n}} \cdot Z_0} = C_c \\ L_a &= \frac{\sqrt{\frac{2}{p \cdot n}} \cdot Z_0}{\omega} \\ L_b &= \frac{\sqrt{\frac{2}{m \cdot n}} \cdot Z_0}{\omega} \\ L_c &= \frac{\sqrt{\frac{2}{p \cdot k}} \cdot Z_0}{\omega} \end{aligned}$$

$$L_a = \frac{Z_0}{\omega} \frac{2 \sqrt{\frac{1}{m \cdot k}}}{\sqrt{\frac{2}{m \cdot n} + \sqrt{\frac{2}{m \cdot k}}}} \quad (5)$$

$$L_c = \frac{Z_0}{\omega} \frac{2 \sqrt{\frac{1}{m \cdot p}}}{\sqrt{\frac{2}{k \cdot m} + \sqrt{\frac{2}{p \cdot k}}}}$$

그림 5를 이용하여, 실제적으로 구현하기 위해서 가장 문제가 되는 부분은 그림 5의 원 부분이다.

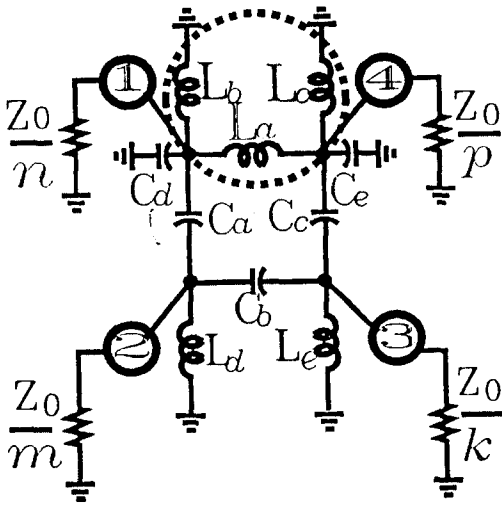


그림 5 비대칭성 종단 임피던스를 갖는 집중소자 등가회로  
Fig. 5. Lumped element equivalent circuit terminated by unsymmetric impedances.

그림 5의 원 부분 인덕턴스들의 손실을 줄이기 위해서, 그 중에서도  $L_a$ 의 손실을 줄이기 위해서는 단락된 마이크로스트립 결합선로 형태가 가능하다.<sup>(6)</sup> 그런데, 3-dB 결합기인 경우 유도성 결합계수가 0.5 이상이 되므로, 2차원 결합선로로 제작이 불가능하다.<sup>(5,7,9)</sup> 그러므로 2차원 결합선로로 구현하기 위해서는 낮은 결합계수가 택해져야 한다. 단자의 종단임피던스가 다를 경우, 그림 5의 원 부분의 유도성분  $L_b$ 와  $L_c$ 는 식(5)에서, 종단임피던스의  $m, n, k, p$ 의 함수가 되므로  $L_b$ 와  $L_c$ 에 따른 3가지 경우가 가능하다. 이 세가지 경우에 대하여 낮은 결합계수를 택하기 위한 scale factor가 식(6), (7)과 식(8)에서의 'd'가 된다. 낮추어진 인덕턴스들과 공진주파수(낮추어지기 전의 인덕턴스들과 커패시턴스들  $C_d, C_e$ 와의 공진주파수) 특성을 그대로 유지하기 위해서 새로운  $C_d'$ 와  $C_e'$ 을 구하는 과정과 평행 결합선로 길이,  $\theta$ 에 따른

우-모드 임피던스  $Z_{oe}$ , 기-모드 임피던스  $Z_{oo}$ 를 구하는 과정이 식(6), (7)과 식(8)이다.

대칭인 경우

$L_b = L_c$  인 경우, 즉  $k \cdot p = m \cdot n$  인 경우

단락된 마이크로스트립 평행 결합선로로 구현하기 위한 값들은 식(6)과 같으며, 그림 6은 단락된 마이크로스트립으로 구현하기 위한 과정을 보인 것이다.

$$L'_b = \frac{L_b}{d} = L'_c$$

$$Z_{oe} = \frac{\omega \cdot L'_b}{\tan \theta}$$

$$Z_{oo} = \frac{\omega \cdot L'_c \cdot L_a}{(2L_b + L_a) \tan \theta} \quad (6)$$

$$C = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}}$$

$$C'_d = \frac{d}{\omega^2 \cdot L_b} \cdot \sqrt{\frac{p}{m}}$$

$$C'_e = \frac{d}{\omega^2 \cdot L_c} \cdot \sqrt{\frac{n}{k}}$$

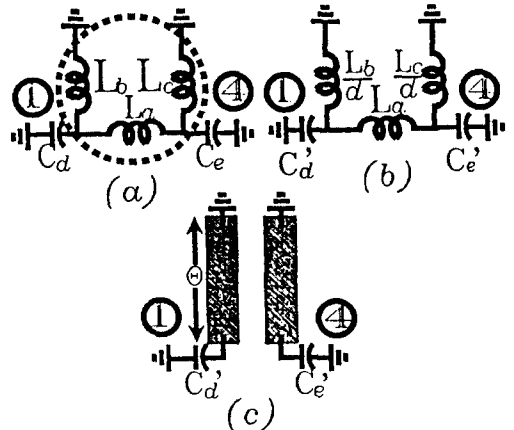


그림 6. 대칭성 인덕턴스의 평행 결합선로의 구현  
Fig. 6. Realization symmetric inductances with parallel coupled lines.

비대칭인 경우

1)  $L_c > L_b$  인 경우

인덕턴스  $L_b$ 가 인덕턴스  $L_c$ 와 다른 경우, 비대칭적인 결합선로의 구현이 가능하다. 그러나, 비대칭적인 결합선로는 대칭적인 결합선로보다 결합력이 약하므로, 인덕턴스의 값이 서로 다르더라도 대칭적인 결합선로로 구현이 가능하다. 그림 7은 대칭적인 평행 결합선로로 구현하기 위한 과정을 보였으며, 식(7)은 그림 7의 평행 결합선로 구현하기 위한 값들이다.

$$L'_c = \frac{L_c}{d}$$

$$Z_{oe} = \frac{\omega \cdot L'_c}{\tan \theta}$$

$$Z_{oo} = \frac{\omega \cdot L'_c \cdot L_a}{(2L'_c + L_a) \tan \theta}$$

$$C = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \tag{7}$$

$$C'_d = \frac{d}{\omega^2 \cdot L_c} \cdot \sqrt{\frac{p}{m} - \frac{l}{L_{bs} \cdot \omega^2}} \cdot \sqrt{\frac{p}{m}}$$

여기서,

$$L_{bs} = \frac{L_b \cdot L_c}{L_c - L_b}$$

$$C'_c = \frac{d}{\omega^2 \cdot L_c} \cdot \sqrt{\frac{n}{k}}$$

$$C'_c = \frac{d}{\omega^2 \cdot L_b} \cdot \sqrt{\frac{n}{k} - \frac{l}{L_{cs} \cdot \omega^2}} \cdot \sqrt{\frac{n}{k}}$$

여기서,

$$L_{cs} = \frac{L_b \cdot L_c}{L_b - L_c}$$

$$C'_d = \frac{d}{\omega^2 \cdot L_b} \cdot \sqrt{\frac{p}{m}}$$

대칭적인 경우는 4단자 종단임피던스가 모두 같은 경우이거나,  $m \cdot n = k \cdot p$ 를 만족하는 어느 경우도 가능하다. 비대칭적인 경우 1)과 2)는 각 소자값 구하는 방법만 달라질 뿐이므로 대칭적인 경우<sup>11,12</sup>와 비대칭적인 경우 1)에 해당하는 실제적인 예를 들어보면, 종단 임피던스가 다른 어느 경우에도 해당하므로 실제적인 예를 들어보자.

### III. 실험

대칭적인 경우에는,  $m \cdot n = k \cdot p$ 를 만족하는 어떤 경우도 가능하다. 표 1은 중심주파수 900MHz,  $n=1, m=2, k=1, p=2, Z_0=50\Omega$ , 비 유전율이 2.54,  $h=0.76\text{mm}$ 인 테프론 기판에 해당하는 설계표이다.

표 1. 대칭적인 경우

Table 1. Symmetric Case. ( $n=1, m=2, k=1, p=2, Z_0=50\Omega$ )

	d Z <sub>oe</sub> , C	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5
		$\theta=13^\circ$	108.29 0.33	86.63 0.29	72.19 0.25	61.88 0.22	54.14 0.20
		w=1.22 s=0.21 l=8.52	w=1.60 s=0.23 l=8.44	w=2.39 s=0.44 l=8.307	w=2.80 s=0.47 l=8.25		
$\theta=15^\circ$	93.30 0.33	74.64 0.28	62.20 0.25	53.32 0.22	46.65 0.20	41.47 0.18	
		w=1.55 s=0.17 l=9.87	w=2.00 s=0.17 l=9.87	w=2.90 s=0.18 l=9.68	w=3.00 s=0.2 l=9.7		
$\theta=17^\circ$	81.77 0.33	65.42 0.29	54.51 0.25	46.73 0.22	40.89 0.20	43.17 0.18	
		w=1.89 s=0.13 l=11.01	w=2.86 s=0.23 l=10.82	w=3.40 s=0.25 l=10.74	w=3.95 s=0.26 l=10.68		

표 1은 집중소자 하이브리드를 구현하는 많은 경우를 보여준 것이다. 많은 경우중에 우모드 임피던스가 70-80 $\Omega$ , 결합계수 C가 0.25-0.29정도이면 구현하기에 알맞기 때문에, 그 중에서도 좀더 어두운 부분에 해당하는 그림 5의 각 소자의 값과 평행 결합선로 길이, 간격과 길이는 다음과 같다.  $C_a=3.54\text{pF}$ ,  $C_b=3.54\text{pF}$ ,  $C_c=3.54\text{pF}$ ,  $C_d'=8.84\text{pF}$ ,  $C_e'=8.84\text{pF}$ ,  $L_e=4.42\text{nH}$ ,  $L_d=4.42\text{nH}$ 와 평행 결합선로의 폭,  $w=1.55\text{mm}$ , 선로의 간격  $s=0.17\text{mm}$ , 선로의 길이  $l=9.87\text{mm}$ 이다.

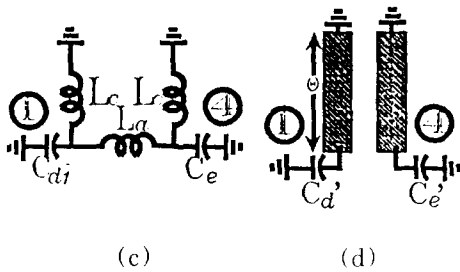
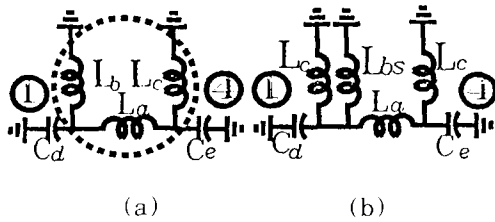


그림 7. 비대칭 인덕턴스의 평행 결합선로의 구현  
Fig. 7. Realization unsymmetric inductances with parallel coupled lines.

2)  $L_b > L_c$  인 경우  
 $L_b > L_c$  인 경우는  $L_c > L_b$ 의 경우와 각 소자값을 찾는 원리는 같다.

$$L'_b = \frac{L_b}{d}$$

$$Z_{oe} = \frac{\omega \cdot L'_b}{\tan \theta}$$

$$Z_{oo} = \frac{\omega \cdot L'_b \cdot L_a}{(2L'_b + L_a) \tan \theta}$$

$$C = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \tag{8}$$

이 경우는 평형 혼합기, 증폭기에 많이 쓰이는 경우이고, 이에 대한 실험결과는 [12] 에 보였다.

표 2. 비대칭적인 경우

Table. 2. Asymmetric Case (  $n=2, m=1, k=1, p=1.5, Z_0=50\Omega$  )

	d sec, C	d					
		3.0	3.4	3.8	4.2	4.6	4.8
$\theta = 10^\circ$		109.14 0.32	96.30 0.29	86.17 0.27	77.95 0.25	71.18 0.24	68.21 0.23
				$w=1.42$ $s=0.25$ $l=6.92$	$w=1.64$ $s=0.26$ $l=6.89$	$w=1.87$ $s=0.27$ $l=6.87$	$w=1.98$ $s=0.28$ $l=6.85$
$\theta = 13^\circ$		83.36 0.32	73.55 0.29	65.81 0.27	59.54 0.25	54.36 0.24	52.10 0.23
			$w=1.84$ $s=0.14$ $l=8.95$	$w=2.14$ $s=0.15$ $l=8.91$	$w=2.29$ $s=0.15$ $l=8.89$	$w=2.4$ $s=0.16$ $l=8.88$	
$\theta = 15^\circ$		71.82 0.32	63.37 0.29	56.70 0.27	51.30 0.25	46.84 0.24	44.89 0.23
			$w=2.67$ $s=0.15$ $l=10.21$	$w=3.05$ $s=0.16$ $l=10.1$	$w=3.42$ $s=0.16$ $l=10.1$	$w=3.79$ $s=0.17$ $l=10.1$	$w=3.97$ $s=0.19$ $l=10.1$

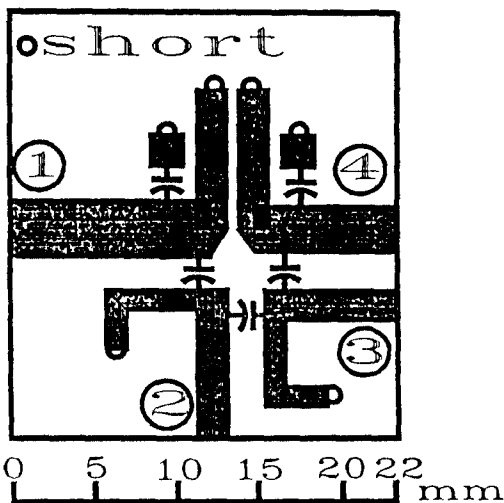
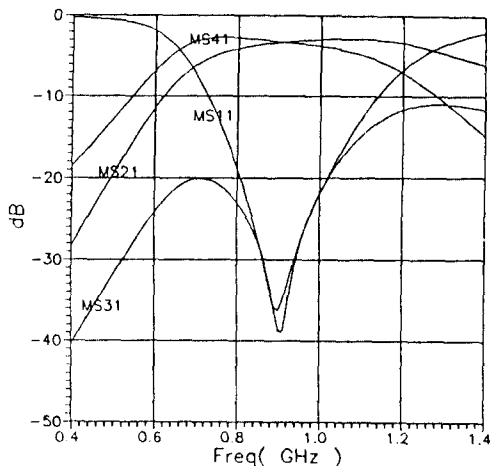


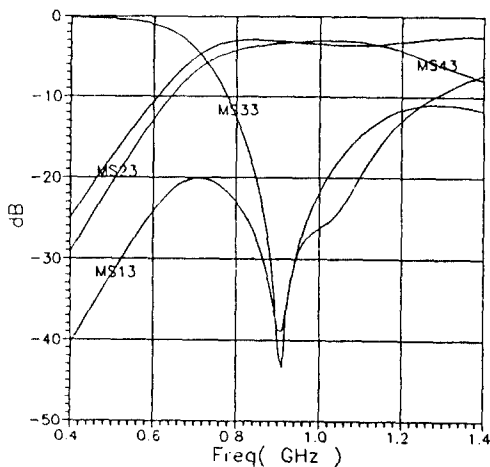
그림 8. 결합기 구현을 위한 실험 아트-웍  
Fig. 8. The art-work for realization of hybrid.

표 2는 25Ω, 50Ω, 50Ω 그리고 33.3Ω의 비대칭성 종단임피던스를 가진 3-dB 0°/180° 결합기를 구현하기 위한 설계표이다. 이 결합기를 구현하기 위해서 사용된 기판은 비유전율이 2.2, 두께가 0.8mm인 RT/Duroid 기판이다.

그림 8은 비대칭성 종단 임피던스를 가지는 결합기를 구현하기 위한 실제 회로도이며, 그림 9와 그림 10은 전압에 대한 산란계수의 이론과 실험 결과치이다.



(a) Asymmetric case (out of phase)



(b) Asymmetric case (inphase)

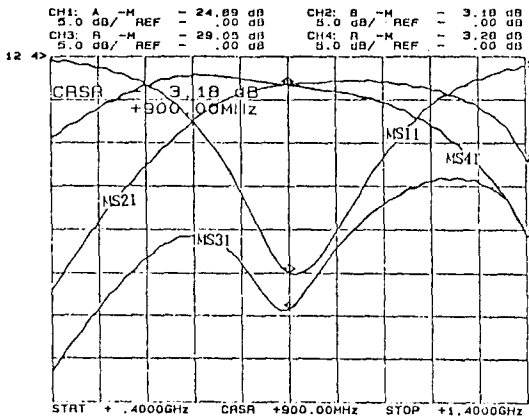
그림 9. 비대칭성 결합기의 이론적인 산란계수  
(a) 단자 ① 에서 여기시킨 산란 계수  
(b) 단자 ③ 에서 여기시킨 산란 계수

Fig. 9. The theoret scattering parameter of unsymmetric hybrid.

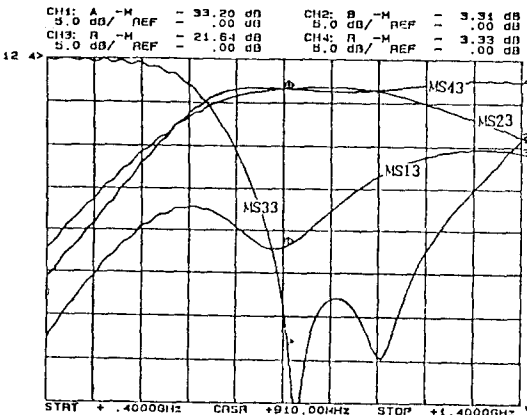
- (a)The scattering parameter of port ① excitation
- (b)The scattering parameter of port ③ excitation

종단임피던스가 50Ω이 아닌 단자가 존재하므로, 실제 실험에서는 마이크로스트립 transformer가 사

용되었기 때문에 정확한 위상측정이 어렵다.



(a)



(b)

그림 10. 비대칭성 결합기의 산란계수의 실험치

- (a) 단자 ① 에서 여기시킨 산란 계수
- (b) 단자 ③ 에서 여기시킨 산란 계수

Fig. 10. The experimental scattering parameter of unsymmetric hybrid.

- (a)The scattering parameter of port ① excitation
- (b)The scattering parameter of port ③ excitation

#### IV. 결론

비대칭성 종단임피던스를 가진 분포선로 3-dB 0°/180° 결합기를 이용하여, 주파수가 비교적 높은 L밴드나 S밴드영역에서는 정합회로를 없애고 바로 분포선로

결합기 사용이 가능하며, 주파수가 낮은 UHF나 VHF대역에서는 집중소자 등가회로(그림 5)를 이용하여 마이크로스트립 결합기를 구현할 경우, 2차원 구조로 구현하기 위하여 결합계수를 낮추는 새로운 디자인 기법을 도입하여 단락된 평행 결합선로, 집중소자와 분포소자를 이용하여 마이크로스트립 3-dB 0°/180° 결합기를 제작할 수 있음을 보였다. 실험결과는 전반적으로 이론과 일치하는 특성을 보였으나, 정확히 전력이 양분되지 않음(3.31dB)은 도체손실(특히 마이크로스트립의 transformer), 커넥터의 접촉불량, 정확한 용량성분 구현의 어려움등에 기인한 손실로 개선될 수 있을 것으로 본다. 두께가 0.8mm, 비유전율  $\epsilon_r=2.2$ 인 RT/Duroid 기판을 사용한  $\lambda/4$ 의 길이는 중심주파수 900MHz에서 약 60mm이므로, 분포선로로만 결합기를 구현할 경우 크기는 약 120mm x 120mm인데, 본문에서 구현한 하이브리드의 크기는 약 25mm x 25mm이므로 정합회로를 없애는 장점외에 크기를 줄이는데 큰 장점을 가지고 있다. 이 디자인 기법은 Wilkinson 전력 분배기와 같은 회로에 적용이 가능하며, MMIC가 기대된다. 이 소형화된 결합기는 무선통신 장비와 같은 소형화를 요구하는 제품에 널리 쓰일 수 있다.

#### 參考文獻

- [1] Robert A.Pucel, " Monolithic Microwave Integrate Circuits ", IEEE PRESS, PP. 13.
- [2] Samuel J.Parisi, "180° lumped Element Hybrid ",IEEE MTT-S Digest .1989,pp 1243-1246.
- [3] Ramesh Garg and I.J. Bahl, " Character of Coupled Microstriplines", IEEE Trans Microwave theory Tech., vol. MTT-27, pp.700-705, July 1979.
- [4] K. C. Gupta, Ramesh. Garg, Rakesh. Chadha., " Computer Aided Design of Microwave Circuit",. Artech House, Inc., PP. 60-64, 1981.
- [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] G.Matthaei., L.Young., E.M.T. Jones, "Microwave Filters, Impedance Matching

Networks and Coupling Structure", Artech House Books, Dedham, MA. Matching Networks, and Coupling Structure ", Artech House Books, Dedham, MA, PP205, 1980.

[7] Kirsching, M. and jansen, R.H. " Accurate Wide- Range Design Equations for the Frequency -Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines", IEEE MTT-32, Jan., 1984.

[8] Wai-Kai Chen., " Theory and Design of Broadband Matching Networks ", Pergamon Press pp.48-65.

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

[10] Jone Willey and Sons, " Lines Waves and Antennas(The transmission of Electric Energy)", New york, Santa Barbara, pp.160-161, 1973.

[11] 안 희란, 장 익수, 윤 상원, "집중소자 등가회로를 이용한 3-dB 원형 하이브리드와 전력 분파기의 소형화에 관한 연구" 대한 전자공학회지, 제 28권, A편 제 1권, pp 15-22, 1991년 1월.

[12] 안 희란, 윤 상원, 장 익수, "임의의 종단임피던스를 갖는 3-dB 원형 하이브리드의 집중소자 등가회로를 이용한 소형화에 관한 연구" Telecommunications Review 지, No.5, Vol. II, pp 112-123, 1992년 5월.

著 者 紹 介



安 希 蘭(正會員)

1988年 서강대 전자공학과 졸업(학사). 1990年 서강대 대학원 전자공학과 석사과정 졸업(석사). 1994年 서강대 대학원 전자공학과 박사과정 졸업(박사). 1994年 현재 서강대 전자공학과 강사. 주관심 분야는 RF 회로설계 등임.



張 益 洙(正會員)

1968年 서울대학교 대학원 전자공학과 석사과정 졸업(석사). 1979年 서울대학교 대학원 전자공학과 박사과정 졸업(박사). 1969年-1971年 RCKMC(Research Center of the Korean Ministry of Communication)근무. 1971年-1974年 육군사관학교 전임강사. 1974年-1994年 현재 서강대학교 교수. 1982年-1983年 8月 방문교수(the university of Wisconsin-Madison). 주관심 분야는 RF 회로설계 등임.



尹 相 元(正會員)

1979年 서울대학교 대학원 전자공학과 석사과정 졸업(석사). 1984年 8月 박사학위 수여(the University of Texas at Austin). 1984年 8月-1994年 현재 서강대학교 교수. 1992年-1994年 현재 대한 전자공학회지 마이크로웨이브 영역에서 위원장. 주관심 분야는 마이크로웨이브와 밀리미터웨이브 회로설계 등임.