

λ/6선로를 이용한 새로운 형식의 하이브리드 링 방향성 결합기의 설계

正會員 梁 圭 植* 正會員 李 鍾 岳** 正會員 金 東 一*

Design of New Hybrid-Ring Directional Coupler Using λ/6 Sections

Gyu Sik YANG,* Jong Arc LEE,** Dong Il KIM* *Regular Members*

要 約 λ/6 선로를 이용한 새로운 형식의 7λ/6 3dB 하이브리드링 방향성결합기의 설계법이 제안되고 주파수특성이 해석되어 있다.

나아가서, 설계한 방향성결합기를 마이크로스트립 라인을 이용하여 실제로 제작하고, 그 주파수특성의 이론치와 실험치가 잘 일치함을 보임으로써 λ/6 선로를 기본으로 한 마이크로파 소자의 설계법의 타당성을 증명하고 있다.

ABSTRACT A design method of the new 7λ/6-ring 3dB directional coupler using fundamental λ/6-sections is proposed and its frequency characteristics are analyzed.

Furthermore, the experimental verification has been achieved in microstrip network, and, hence, the validity of the design method of a microwave component with the basic λ/6-sections proposed in this paper is confirmed.

I. 서 론

하이브리드 링 방향성 결합기(Hybrid Ring direction coupler)는 일찌기 부터 마이크로파 및 밀리미터파 회로에 사용되는 가장 기본적인 소자의 하나로서[1]-[2]; 이들은 모두 1 축대칭성을 가지며, 출력포오트간의 아이소레이션(isolation) 이 취해지고, 입력포오트의 정합이 얻어지므로 printed-circuit array 안테나용 비임형성회로등에 있어서의 전력분배소자(급전회로소자), 마이크로파 집적회로용 mixer회로소자등에 사용되고 있다[1]-[5]. 특히 종래의 T 또는 Y-분기 전력분배기와는 달리, 방향성 결합기는 복사소자(radiating elements)간의 상호결합을 최소로 하기 위하여 전력분배기의 출력 포오트간이 아이소레이션이 중요한 array feed system

에 유용하다. 스트립라인(strip line)의 3차원 구조는 단순한 프린트 보오드 위에 다이폴과 같이, 급전회로나 안테나 소자의 구성을 편리하게 한다.

나아가서, 마이크로파대에 있어서 브랜치라인(branch line)이나 결합선로형(parallel line) coupler 와 같은 2축 대칭성을 가지는 방향성 결합기는 출력 포오트간에 본질적으로 90°의 위상차를 가지지만 하이브리드링은 동상(equiphase)의 대칭회로이므로 위상보상 회로를 필요로 하지 않아서 전자보다 훨씬 유리하다. 또한 하이브리드링 결합기는 브랜치라인 결합기보다 대역폭이 넓은 잇점을 가지고 있다.

하이브리드링 방향성 결합기의 설계법에 관해서는, 종래의 rat race라 불리우는 3dB하이브리드링 방향성결합기의 경우 전 원주상의 규격화된 특성임피던스값이 √2 로 알려져 있으며, 1961년 C. Y. Pon에 의하여 임의의 결합도(arbitrary power division)를 가지는 하이브리드링 방향성 결합기의 설계론이 발표되었다[2].

*韓國海洋大學 電子通信工學科
Dept. of Elec. and Comm. Engineering,
Korea Maritime Univ.

**建國大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering, Konkuk Univ.
論文番號 : 91-25(接受1991. 1. 10)

그 후, 1982년 11월 저자들은 가상 포오프의 개념을 도입한 개량된 하이브리드 링 방향성 결합기의 CAD에 의한 광대역 설계법을 개발하였으니까[5], 1986년 12월 A.K. Agrawal 등에 의하여 저자들이 제안한 가상 포오프의 개념을 C.Y. Pon의 설계법에 적용시킨, 임의의 결합도의 하이브리드 링 결합기가 설계된 바 있다[4].

상기한 브랜치라인, 결합선로형 coupler나 레프레이스, 하이브리드링 방향성 결합기는 공통적으로 1/4파장의 선로를 기본으로 하고 있는 것이 특징이며, 또한 거의 모든 마이크로파 소자가 1/4파장 선로를 이용하고 있으므로 주지의 사실로 되어있다[1] [6].

그러나, 본 논문에서는 1/4 파장선로가 기본이 아닌, 즉 1/6파장 선로를 이용한 7λ/6 3dB 하이브리드 링 방향성 결합기의 설계법을 제안하고 설계한 방향성 결합기의 결합도, 아이소레이션 및 출력 포오프간 위상차의 주파수 특성을 해석한다.

나아가서, 설계한 7λ/6 하이브리드 링 방향성 결합기를 마이크로 스트립 라인을 이용하여 중심 주파수 9.4GHz에서 제작하여 그 특성을 측정할 결과 이론치와 잘 일치함을 밝힘으로써 λ/6 선로를 기본으로 한 마이크로파 소자 설계법의 타당성을 입증하고 있다.

II. λ/6 선로를 이용한 하이브리드 링 방향성 결합기의 주파수 응답특성의 해석 및 설계법

λ/4 선로를 기본으로 하는 종래의 하이브리드 링 방향성 결합기는 그림 1에 나타내는 바와 같다[2].

4개의 포오프의 특성어드미턴스를 1로 규정하면 원주상의 각 구간의 특성어드미턴스는 각각 Y₁, Y₂가 되며, 이 때 어느 포오프에서 입력하더라도 각 입력 포오프에서 정합이 되기 위한 조건은

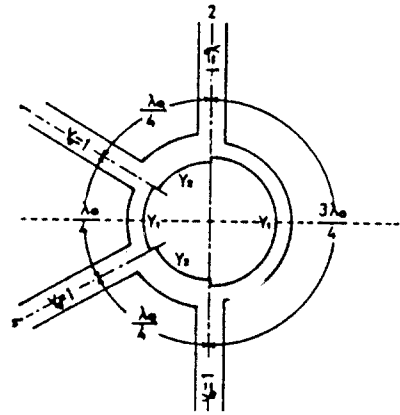


Fig. 1. Conventional Hybrid-ring directional coupler

$$Y_1^2 + Y_2^2 = 1 \quad (1)$$

이 된다.

일반적으로 그림 1과 같은 1축대칭 가역 회로는 임출리특성을 나타내는 산란행렬 [S]을 다음 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{13} \\ S_{13} & S_{23} & S_{22} & S_{12} \\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (2)$$

또, 입력 포오프를 1로 한 경우에는 출력 포오프는 각각 포오프 2 및 4가 되어 동상으로서 결합도(coupling)의 비는

$$S_{41} / S_{21} = Y_2 / Y_1 \quad (3-1)$$

이고, 입력 포오프를 2로 한 경우에는 출력포오프는 포오프 1 및 3이 되어 역상으로서 결합도의 비(상대진폭비)는

$$S_{12} / S_{32} = -Y_2 / Y_1 \quad (3-2)$$

이 된다. 따라서, Y_1 과 Y_2 의 비를 조절하면 원하는 결합도를 얻을 수 있다[2].

그러나, 그림 1의 방향성 결합기는 그 대칭성으로 보아 대칭축을 가로 지르는 $3\lambda/4$ 구간을 Y_1 이 아닌 Y_3 로 대체하여 설계의 자유도를 높이고[5], 또 대칭축을 가로 지르는 2구간의 길이를 각각 $\lambda/6$ 및 $4\lambda/6$ 로 조정하여도 대칭성은 깨지지 않는다. 즉, 원주상의 각구간의 길이를 $\lambda/6$ 가 기본이 되는 선로로 대체하면 원주상의 링의 전체 길이는 $7\lambda/6$ 이 되며, 여기서는 그림 2에 나타내는 바와 같이 원주상 링의 길이가 $7/6$ 파장인 방향성 결합기의 설계법에 관하여 검토한다.

그림 2에 나타낸 $7\lambda/6$ -ring의 설계법을 제시하기 위하여 우선 주파수 응답특성을 해석하고 완전 정합 및 아이소레이션의 조건을 구하기로 한다.

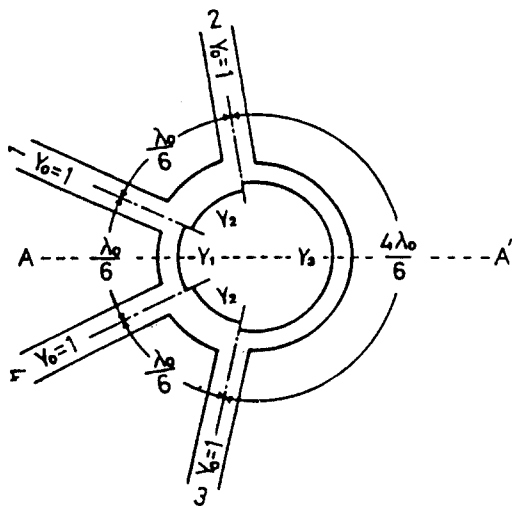


Fig. 2. Configuration of an 7/6 wavelength hybrid-ring

II - 1. $7\lambda/6$ -ring의 주파수 응답특성 해석

그림 2에 나타낸 $7\lambda/6$ -ring의 주파수 응답특성을 해석하기 위하여 대칭축 A-A'에서 개방(open-circuit)이 되도록 port 1 및 port 4, 또는 port-2 및 port 3에 각각 동상의 신호를 입력시

킨 우모오드 여진(even mode excitation)과 대칭축 A-A'에서 단락(short-circuit)이 되도록 port-1 및 port-4, 또는 port-2 및 port-3에 각각 역상의 신호를 입력시킨 기모오드 여진(odd mode excitation)에 대한 등가회로를 그림 3과 같이 나타내고, 우·기 모오드 여진에 대한 y_1 및 y_3 의 값을 각각 y_1^e 및 y_3^e , y_1^o 및 y_3^o 로 나타내면 다음과 같다[2],[7].

①) port-1 및 port 4를 동상으로 여진시키는 경우

$$y_1^e = jY_1 \tan(\theta_1/2)$$

$$y_3^e = jY_3 \tan(\theta_3/2) \quad (4)$$

단, $\theta_1 = \theta_0/2$
 $\theta_3 = 5\theta_0/2$

이며,

$$\theta_0 = (\pi/2) (\lambda_0/\lambda_g) = (\pi/2) (f/f_0) \quad (5)$$

단, λ_0 : 설계 중심 주파수에 있어서의 파장
 λ_g : 관내 파장
 f_0 : 설계 중심 주파수
 f : 주파수

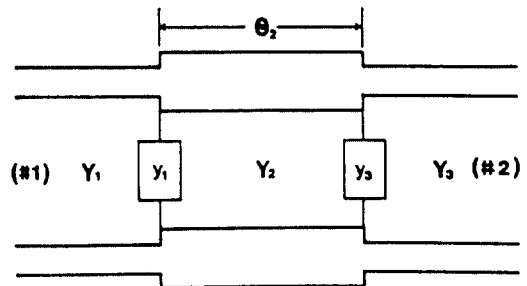


Fig. 3. Equivalent Circuit for Even or Odd Mode Excitation

②) Port-1 및 Port-4를 역상으로 여진 시킨 경우

$$\begin{aligned} y_1^o &= -jY_1 \cot(\theta_1 / 2) \\ y_3^o &= -jY_3 \cot(\theta_3 / 2) \end{aligned} \quad (6)$$

한편, 그림 3의 등가회로에 대한 ABCD 행렬 [F]는

$$[F] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & j\sin\theta_2 / Y_2 \\ jY_2 \sin\theta_2 & \cos\theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_3 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

이므로, 다음의 순서에 의하여 산란행렬의 각 요소가 구해진다.

즉, 우·기 모오드 여진에 대한 y_1, y_3 의 값을 각각 식(7)에 대입하면 각각의 ABCD행렬 [F]^e 및 [F]^o를 구할 수 있다.

따라서, 식 (5)의 θ_0 를 변화시키면 임의 주파수에 대한 고유반사계수 Γ_e 및 Γ_o , 고유투과계수 T_e 및 T_o 가 식 (8)에 의하여 구해진다.

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \Big|_e \\ \Gamma_o &= \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \Big|_o \\ T_e &= \frac{2}{A+B+C+D} \Big|_e \\ T_o &= \frac{2}{A+B+C+D} \Big|_o \end{aligned} \quad (8)$$

또한, 산란 패러미터, 즉 주파수 응답특성의 주파수특성은 식(8)을 이용하여 쉽게 구할 수 있다.

여기서, Port 1(또는 Port-4)이 입력인 경우와 Port 2(또는 Port 3)가 입력인 경우의 ABCD 행렬은 각각 다음과 같이 구해진다.

(1) Port 1(또는 Port-4)의 입력인 경우

식 (4), (6) 및 (7)로부터 우·기 모오드 여진에 대한 ABCD행렬 [F]^e 및 [F]^o는 Port 1 또는 Port 4가 입력인 경우 다음 식 (9)와 같이 주어진다.

$$[F]^e = \begin{bmatrix} \cos\theta_2 + (Y_3 / Y_2) \tan(\theta_3 / 2) \sin\theta_2 & j(1 / Y_2) \sin\theta_2 \\ j[+Y_1 \tan(\theta_1 / 2) + Y_3 \tan(\theta_3 / 2)] \cos\theta_2 & \cos\theta_2 - (Y_1 / Y_2) \tan(\theta_1 / 2) \sin\theta_2 \\ +j[Y_2 - (Y_1 Y_3 / Y_2) \tan(\theta_1 / 2) \tan(\theta_2 / 2)] \sin\theta_2 & \end{bmatrix} \quad (9-1)$$

$$[F]^o = \begin{bmatrix} \cos\theta_2 + (Y_3 / Y_2) \cot(\theta_3 / 2) & j(1 / Y_2) \sin\theta_2 \\ -j[+Y_1 \cot(\theta_1 / 2) + Y_3 \cot(\theta_3 / 2)] \cos\theta_2 & \cos\theta_2 + (Y_1 / Y_2) \cot(\theta_1 / 2) \sin\theta_2 \\ +j[(Y_1 Y_3 / Y_2) \cot(\theta_3 / 2) - Y_2] \sin\theta_2 & \end{bmatrix} \quad (9-2)$$

(2) Port-2(또는 Port-3)를 입력으로 하는 경우 Port 2(또는 Port-3)를 입력으로 하는 경우에는 그림 3의 등가회로에 있어서 Port(#1)과

Port(#2)의 번호만 바뀐 것과 같으므로 우·기 모오드 여진에 대한 ABCD 행렬 [F]^e 및 [F]^o는 다음 식 (10)과 같이 구해진다.

$$[F]^e = \begin{bmatrix} \cos\theta_2 - (Y_1 / Y_2) \tan(\theta_2 / 2) \sin\theta_2 & j(1 / Y_2) \sin\theta_2 \\ j[+Y_1 \tan(\theta_1 / 2) + Y_3 \tan(\theta_3 / 2)] \cos\theta_2 & \cos\theta_2 - (Y_3 / Y_2) \tan(\theta_3 / 2) \sin\theta_2 \\ +j[Y_2 - (Y_1 Y_3 / Y_2) \tan(\theta_1 / 2) \tan(\theta_3 / 2)] \sin\theta_2 & \end{bmatrix} \quad (10-1)$$

$$[F]^o = \begin{bmatrix} \cos\theta_2 + (Y_1/Y_2)\cot(\theta_1/2) & j(1/Y_2)\sin\theta_2 \\ -j\{Y_1\cot(\theta_1/2) + Y_3\cot(\theta_3/2)\}\cos\theta_2 & \cos\theta_2 + (Y_3/Y_2)\cot(\theta_3/2)\sin\theta_2 \\ +\{(Y_1Y_3/Y_2)\cot(\theta_3/2) - Y_2\}\sin\theta_2 & \end{bmatrix} \quad (10-2)$$

II-2. 7λ/6-ring의 설계법

위에서 기술한 식(9) 및 식(10)에 각각 식(4) 및 식(6)을 대입하고, Y₁=Y₃의 조건, 설계 중심 주파수 f₀ 및 1/4파장의 전기적 길이 θ₀=π/2, 즉 θ₁=θ₂=2θ₀/3 및 θ₃=8θ₀/3을 대입하여 정리하자.

(1) Port-1(또는 Port-4)을 입력으로 하는 경우

port-1(또는 port-4)을 입력으로 하면, 설계 중심 주파수에서의 고유 반사계수 Γ_e 및 Γ_o 고유 투과계수 T_e 및 T_o는 각각 식(11)과 같다.

$$\Gamma_e = \frac{2Y_1 + j\sqrt{3}/2 + (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 - (\sqrt{3}/2)Y_1^2 - (\sqrt{3}/2)Y_2^2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

$$\Gamma_o = \frac{-2Y_1 + j\sqrt{3}/2 + (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 - (\sqrt{3}/2)Y_1^2 - (\sqrt{3}/2)Y_2^2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2} \quad (11)$$

$$T_e = \frac{2Y_2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

$$T_o = \frac{2Y_2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

따라서, 산란행렬의 각 요소는 식(12)와 같이 계산된다.

$$S_{11} = (1/2)(\Gamma_e + \Gamma_o) = (1/2) \frac{j\sqrt{3} + (2\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 - \sqrt{3}Y_2^2 - \sqrt{3}Y_1^2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

$$S_{41} = (1/2)(\Gamma_e - \Gamma_o) = (1/2) \frac{4Y_1}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

$$S_{21} = (1/2)(T_e + T_o) = (1/2) \frac{4Y_2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

$$S_{31} = (1/2)(T_e - T_o) = 0 \quad (12)$$

(2) port-2(또는 port-3)를 입력으로 하는 경우
port-2(또는 port-3)를 입력으로 하면 설계

중심 주파수에서의 고유 반사계수 Γ_e 및 Γ_o, 고유 투과계수 T_e 및 T_o는 각각 식(13)과 같다.

$$\Gamma_e = \frac{-2Y_1 + j(\sqrt{3}/2) + (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 - (\sqrt{3}/2)Y_1^2 - (\sqrt{3}/2)Y_2^2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

$$\Gamma_o = \frac{2Y_1 + j(\sqrt{3}/2) + (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 - (\sqrt{3}/2)Y_1^2 - (\sqrt{3}/2)Y_2^2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

$$T_e = \frac{2Y_2}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$

$$T_o = \frac{2Y_1}{Y_1 + Y_2 + j(\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/3)Y_1Y_2 + (\sqrt{3}/2)Y_1^2 + (\sqrt{3}/2)Y_2^2}$$
(13)

따라서, 좌단 행렬의 각 요소는 식(14)와 같이 계산된다.

$$S_{22} = (1/2)(\Gamma_e + \Gamma_o) = S_{11}$$

$$S_{32} = (1/2)(\Gamma_o - \Gamma_e) = -S_{11}$$

$$S_{12} = S_{21}$$

$$S_{42} = S_{31} = 0$$
(14)

여기서 그림 2에 나타난 $7\lambda/6$ ring 회로가 방향성결합기로 동작하기 위한 조건을 구해보자. 우선, $S_{22} = S_{33} = 0$ 로서 완전 아이소레이션의 조건을 만족시키고 있으므로, 후진 불분배(3dB coupling)의 조건은 식(12) 및 식(14)에서 $S_{11} = S_{41}$ 및 $S_{21} = S_{32}$ 이므로

$$Y_1 = Y_2 = Y \tag{15}$$

이다. 또, 완전 정합의 조건은 $S_{11} = S_{22} = 0$ 이므로, 식(15) 및 식(12) 또는 식(14)로부터

$$Y^2 = 3/4 \text{ 또는 } Y = \sqrt{3}/4 \tag{16}$$

이므로, 원주상의 특성임피던스 Y 가 $\sqrt{3}/4$ 로 동일하게 그림 2의 회로를 구성하면 3dB 방향성 결합기로 동작하며, Y_1 과 Y_2 의 비를 바꾸면 불분배율(coupling)을 조절할 수 있음을 알 수 있다.

이때, port 1(또는 port 4)을 입력 port로 하면 출력 신호간의 위상은

$$\angle S_{21} - \angle S_{41} = \angle S_{31} - \angle S_{14} = 0^\circ \tag{17}$$

이므로 동상(in-phase)이고, port-2(또는 port-3)을 입력으로 하면

$$\angle S_{12} - \angle S_{42} = \angle S_{32} - \angle S_{23} = 180^\circ \tag{18}$$

이므로 역상(out of phase)이 된다.

III. 주파수특성의 계산결과

II 2에서 설계한 $7\lambda/6$ ring 방향성결합기의 주파수 응답특성 II 1에 기술한 방법으로 계산한 결과를 그림 4에 나타낸다.

그림 4(a)는 결합도(coupling), 아이소레이션 및 반사계수의 이론적인 주파수특성을 계산한 결과이며, 그림 4(b)는 출력신호간의 위상차를

Table 1. Designed $7/6\lambda$ ring Hybrid Coupler

Section	Y_1	Y_2	Y_3
normalized characteristic admittance	$\sqrt{3}/4$	$\sqrt{3}/4$	$\sqrt{3}/4$
length of each section	$\lambda/6$	$\lambda/6$	$2\lambda/3$

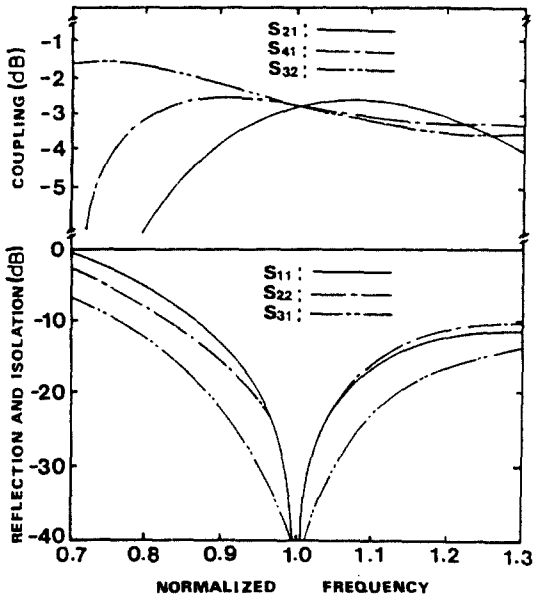


그림 4. (a) Response curves for the $7/6$ wavelength hybrid-ring (Coupling, Isolation, and Reflection)

나타내고 있다. 여기서 링상의 각 구간의 특성 임피던스 및 섹션의 길이는 표1과 같다.

IV. 실험 및 검토

II 장에서 설계법을 제안하고 III 장에서 그 주파수 특성을 계산하여 제시한 $7\lambda/6$ ring 방향성 결합기의 설계법의 타당성을 확인하기 위하여 마이크로스트립 라인으로 실제의 회로를 제작하여 주파수 특성을 측정하였다. 마이크로스트립 라인의 선로임피던스는 문헌[5], [8] 및 [9]에 의하여 계산하였으며, 그 설계치는 표2와 같다.

그림 5는 중심주파수 9.4GHz에서 설계·제작한 $7\lambda/6$ -ring 3dB 방향성 결합기의 사진을 나타낸다.

그림 6은 표 2의 파라미터를 이용하여 실제로 제작한, $\lambda/6$ 선로를 이용한 $7\lambda/6$ ring 3dB 방향성 결합기의 주파수 특성을 나타낸다. 여기서, $\lambda/6$ 선로를 이용한 $7\lambda/6$ ring 방향성 결합기

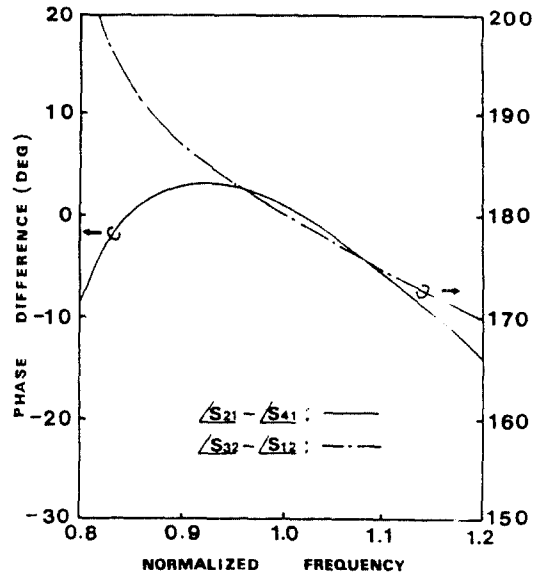


그림 4. (b) Phase differences between outputs of the $7/6$ wavelength hybrid-ring

Table 2. Values for Fabrication of the Designed 3 dB Hybrid-ring directional Coupler Used in Experiments

sections	Normalized Admittance	ϵ_{eff}	λ_g (mm)	Line width (mm)
$Y_1=Y_2=Y_3$	0.866	2.116	21.94	1.327

the relative dielectric constant $\epsilon_r=2.60$
 the thickness of substrate $h=0.6\text{mm}$
 the design center frequency $f_0=9.4\text{GHz}$
 the loss tangent $\tan\delta=0.0022$

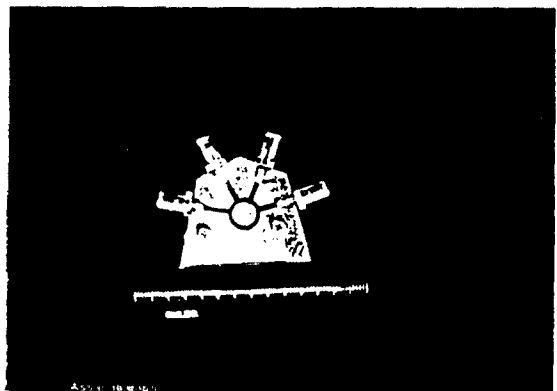


Fig. 5. Photograph of the Fabricated $7\lambda/6$ Ring Directional Coupler

는 ring상의 특성어트미턴스가 균일한 뿐만 아니라, $\lambda/4$ 선로를 기본으로 한 1.5λ ring 방향성 결합기 [5]보다 원주상 ring의 길이가 짧으므로 삽입손실이 감소하는 잇점이 있음을 알 수 있다.

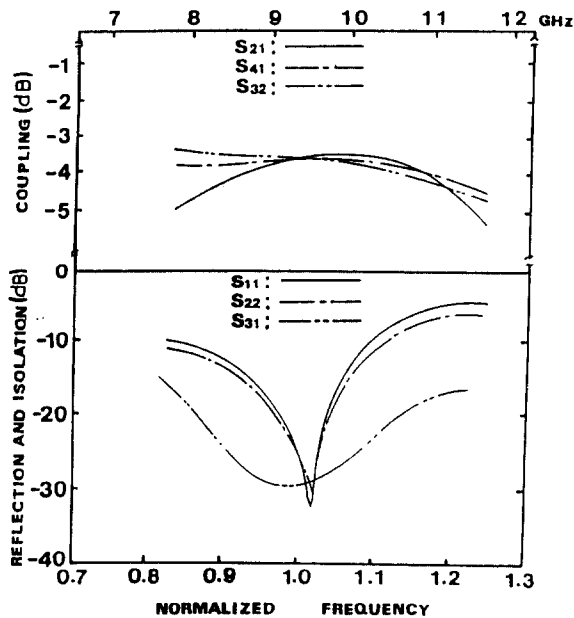


Fig. 6. Measured Response Curves for the $7\lambda/6$ ring Directional Coupler

그림 4(a) 및 그림 6에서 알 수 있는 바와 같이, 본 논문에서 제안된 $7\lambda/6$ ring 3dB 방향성 결합기의 주파수특성의 이론치와 실험치는 소자의 제작에 있어서 평균 관내파장을 이용하여 간단히 제작하였음에도 불구하고 그 경향에 있어서, $\lambda/6$ 선로를 기본으로한 마이크로파 소자 설계법의 타당성이 입증되었으며, 나아가서 보다 정교하게 제작하면 그특성은 쉽게 개선될 것으로 사료된다.

V. 결 론

본 논문에서는 종래의 $\lambda/4$ 선로를 이용한

마이크로파 소자의 설계법에서 과감히 탈피하여 $\lambda/6$ 선로를 기본으로한 $7\lambda/6$ ring 3dB 방향성 결합기 설계법을 제안하고, 주파수특성을 해석하였다. 나아가서, 실험한 $7\lambda/6$ -ring 방향성 결합기를 마이크로스트립 선로를 이용하여 중심 주파수 9.4GHz에서 제작하여 그 주파수특성을 측정할 결과 이론치와 잘 일치함을 밝힘으로써 $\lambda/6$ 선로를 기본으로한 마이크로파 소자 설계법의 타당성을 입증하였다.

본 연구를 수행함에 있어서, 연구비를 지원하여 주신 한국과학재단의 관계자 여러분과 연구에 도움을 준 연구조원 양 진식, 김 동철 그리고 이 화동군에게 감사드립니다.

참 고 문 헌

1. W.V. Tyrninski and A.Z. Hylas, "A Wide-Band Hybrid Ring for UHF," Proc. IRE, Vol.41, pp:81-87, Jan. 1953.
2. C.Y. Pon, "Hybrid-Ring Directional Coupler for Arbitrary Power Division," IRE Trans. on MTT, Vol. 9, pp:529-535, Nov. 1961.
3. M. Arditi, "Characteristics and Applications of Microstrip for Microwave Wiring," IRE Trans. on MTT, Vol.3, No.2, pp:31-56, Mar. 1955.
4. K. Agrawal and G.F. Mikucki, "A Printed Circuit Hybrid-Ring Directional Coupler for Arbitrary Power Divisions," IEEE Trans. on MTT, Vol.34, No.12, pp. 1401-1407, Dec.1986.
5. Dong Il Kim and Y. Naito, "Broad-Band Design of Improved Hybrid Ring 3dB Directional Couplers," IEEE Trans. on MTT, Vol.30, No.11, pp.2040-2046, Nov. 1982.
6. W.A. Tyrrell, "Hybrid Circuits for Microwaves," Proc. of the IRE, Vol.35, No.11, pp.1294-1306, Nov. 1947.
7. J. Reed and G. J. Wheeler, "A Method of Analysis of Symmetrical Four Port Network," IRE Trans. MTT, Vol.4, pp.246-252, Oct.1956.
8. M.V. Schneider, "Microstrip Line for Microwave Integrated Circuits," Bell Syst. Tech. J., pp.1421-1445

, May-June 1969.

9. Vincent F.Fusco, Microwave Circuit Analysis and Computer Aided Design, Prentice Hall, 1987.



梁圭植 (Gyu Sik YANG) 正會員
1953年 11월 20日生
1974年 2月: 한국항공대학 항공통신공학과 졸업
1984年 2月: 건국대학교 대학원(석사)
1987年 2月: 건국대학교 대학원(박사과정 수료)
1983년~1986년 한국해기연수원 조교수

1986년~현재: 한국해양대학 전자통신공학과 조교수.
관심분야: 마이크로파 및 안테나공학.



李鍾岳 (Jong Arc LEE) 正會員
1966年 2月: 漢陽大學校 電氣電子工學科 卒業
1970年 2月: 延世大學校 大學院 電氣工學科(工學碩士)
1974年 2月: 延世大學校 電氣工學科 工學博士
1978年 2月: 韓國航空大學 教授
1974年 4月~1975年 3月: 日本京都大工學部 研究院
1979年 8月~1980年 7月: 프랑스 Centre Univ. 에너지 研究所
1987年 12月~1988年 12月: 美國 Florida 州立大學 客員教授



金東一 (Dong Il KIM) 正會員
1952年 2月 26日生
1975年 2月: 한국해양대학 항해학과 졸업
1977年 2月: 동 대학원 전파항해학 전공 공학석사 학위 취득
1984년: 日本 東京工業大學 大學院 電氣電子工學科 工學博士學位 취득

1975年 3月~1978年 3月: 한국해양대학 조교
1978年 4月~1984年 9月: 동 대학 전임강사
1984年 10月~1988年 9月: 동대학 조교수
1988年 10月~현재: 동 대학 전자통신학과 부교수.
관심분야: 마이크로파 및 밀리미터파 회로의 설계, 광집적 회로의 설계, 고성능 전파흡수체의 개발분야.