

고성능 하이브리드 방향성결합기의 설계 및 제작에 관한 연구

김 동 일*, 원 영 수**, 문 인 열*
(* 한국해양대학교, ** PSB 부산방송)

A study on the Design and Fabrication of Hybrid-Ring Directional Couplers with High Performance

Dong Il Kim,* · Young-Soo Weon** · In-Yeol Moon*
(* Korea Maritime University, ** Pusan Broadcasting)

ABSTRACT

In this paper, A method for design of hybrid-ring couplers having sections of length λ/n is proposed. Assuming only one - axis symmetry and isolation of output arms, general expressions for the scattering parameters are obtained. The new design method using λ/n sections for 3 dB couplers is derived. The calculated frequency response of the new designs has been compared with that of conventional ones. A new design using $\lambda/5$ section and having an overall length $13\lambda/10$ is found to be superior to the $7\lambda/6$ design, is expected to have a low insertion loss by virtue of its shorter length.

I. 서론

하이브리드 링 방향성결합기는 마이크로파 및 밀리미터파 회로에서 사용되는 가장 기본적인 소자의 하나로서 이들은, 하나의 축을 대칭으로 출력포트간의 아이소레이션이 취해지고, 입력 포트에서 정합이 용이하므로, 프린트 기판상 배열시킨 종류의 안테나 빔 형성을 위한 회로에서 전력분배소자 및 급전회로소자 또는 마이크로파 집적회로용 Mixer 회로소자등에 사용되는 기본적인 마이크로파 소자의 하나이다. array feed system에서는 전력분배기의 출력포트간 아이소레이션 및 방사소자(radiating elements)간 상호 결합을 최소화하는 것이 중요한데 하이브리드 링 방향성결합기는 이러한 점에서 종래의 T형이나 Y-분기 전력분배기보다 유용하게 사용된다[1][2][3]. 브랜치 라인이나 결합

선로형 커플러와 같은 2축 대칭성을 가지는 방향성결합기는 출력 포트간에 본질적으로 90°의 위상차를 가지지만 하이브리드 링에서는 동상 대칭 회로이므로 위상 보상을 위한 회로가 불필요하고, 브랜치라인 보다는 대역폭이 넓은 장점이 있다[4].

$\lambda/4$ 의 선로를 사용하고 전체 길이가 $3\lambda/2$ 인 하이브리드 링은 3-dB 전력 분배에 대하여서는 Reed와 Wheeler에 의하여 해석되어졌고[5], 임의의 결합도(Arbitrary power division)를 가지는 하이브리드 링 방향성결합기는 Pon에 의하여 해석되어졌다.[1] 하이브리드 링에 대한 광대역 설계법도 역시 제안된바 있다.[2][6] Rat-race ring을 포함한 모든 Parallel-line, Branch-line, Hybrid-ring 결합기들은 기본적으로 $\lambda/4$ 선로로 구성된다. 또한 대부분 M/W 요소 역시 $\lambda/4$ 선로를 사용한다. 그러나 최

$$\begin{aligned} [F]_e &= \begin{pmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{pmatrix} \\ [F]_o &= \begin{pmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

even 모드에서의 투과계수, 반사계수를 T_e, Γ_e 라 하고 odd 모드에서 투과계수, 반사계수를 T_o, Γ_o 라 하면,

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{2}{A_e + B_e + C_e + D_e} \\ \Gamma_e &= \frac{A_e + B_e - C_e - D_e}{A_e + B_e + C_e + D_e} \\ T_o &= \frac{2}{A_o + B_o + C_o + D_o} \\ \Gamma_o &= \frac{A_o + B_o - C_o - D_o}{A_o + B_o + C_o + D_o} \end{aligned} \quad (5)$$

ABCD와 S-패러미터 사이의 관계를 이용하여 각 산란요소의 주파수특성은 다음식으로 계산해 낼 수 있다[10].

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) \\ S_{41} &= \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o) \\ S_{21} &= \frac{1}{2}(T_e + T_o) \\ S_{31} &= \frac{1}{2}(T_e - T_o) \end{aligned} \quad (6)$$

S_{22} 및 S_{32} 는 Fig.1 (b)의 포트1과 포트 2를 치환하여 위와 같은 방법으로 구하면 된다.

III. 3-dB 결합기의 설계

Fig.1 (a)와 같은 구조의 하이브리드 방향성결합기의 S 파라미터는 가역성, ($S_{ij} = S_{ji}$, $i, j = 1, 4$) 을 가지며, 대칭성으로 부터 $S_{24} = S_{13}$, $S_{34} = S_{12}$, $S_{44} = S_{11}$, $S_{33} = S_{22}$ 이 된다. 출력포트간의 격리 조건으로 부터 다음의 식(7)이 얻어진다.

$$\theta_3 = \frac{\pi}{2} + \theta_1 \quad (7)$$

나아가서 식(7)에 주어진 격리조건하에서

$S_{11} = S_{22}$, $S_{32} = -S_{41}$ 이 됨을 알 수 있다.

기존의 전체길이가 $\frac{3\lambda}{2}$, $\frac{7\lambda}{6}$, $\frac{5\lambda}{4}$ 인 설계

에 대하여 (7)식을 이용하면 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 의 값은 각각 다음과 같다.

적정치는 다음과 같게된다.

$$\frac{3\lambda}{2} : \theta_1 = \frac{\pi}{4}, \quad \theta_2 = \frac{\pi}{2}, \quad \theta_3 = \frac{3\pi}{4} \quad (8)$$

$$\frac{5\lambda}{4} : \theta_1 = \frac{\pi}{8}, \quad \theta_2 = \frac{\pi}{2}, \quad \theta_3 = \frac{5\pi}{8} \quad (9)$$

$$\frac{7\lambda}{6} : \theta_1 = \frac{\pi}{6}, \quad \theta_2 = \frac{\pi}{3}, \quad \theta_3 = \frac{2\pi}{3} \quad (10)$$

이들 설계중 $3\lambda/2$ 링은 3-dB power division 으로 Y_1 과 Y_2 는 같은 반면, 임의의 결합도를 가지는 $5\lambda/4$ 및 $7\lambda/6$ 에 대해서는 Y_1 과 Y_2 가 다르다[1]. 3-dB 전력분배에 대하여는 $S_{21} = S_{41}$ 과 $S_{12} = -S_{32}$ 가 되어야 하므로, 식(6)으로부터 다음 관계를 얻을 수 있다.

$$\left(\frac{Y_1}{Y_2}\right)\tan\theta_1\sin\theta_2 - \left(\frac{Y_3}{Y_2}\right)\tan\theta_3\sin\theta_2 = 2 \quad (11)$$

$$\left(\frac{Y_1}{Y_2}\right)\cot\theta_1\sin\theta_2 - \left(\frac{Y_3}{Y_2}\right)\cot\theta_3\sin\theta_2 = 2$$

$$\begin{aligned} j \left[\left(\frac{1}{Y_2}\right)\sin\theta_2 - (Y_1\tan\theta_1 + Y_3\tan\theta_3)\cos\theta_2 \right. \\ \left. - \frac{(Y_2^2 - Y_1Y_3\tan\theta_1\tan\theta_3)}{Y_2}\sin\theta_2 \right] = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} j \left[-\left(\frac{1}{Y_2}\right)\sin\theta_2 - (Y_1\cot\theta_1 + Y_3\cot\theta_3)\cos\theta_2 \right. \\ \left. + \frac{(Y_2^2 - Y_1Y_3\cot\theta_1\cot\theta_3)}{Y_2}\sin\theta_2 \right] = 0 \end{aligned}$$

구조를 간단하게 하기위하여 $Y_1 = Y_3$ 라 놓고,

$\theta_1 = \frac{\pi}{2} + \theta_3$ 를 식(11), (12)에 대입하면 다음의 관계를 도출해낼 수 있다.

$$Y_1\sin\theta_2 = Y_2\sin 2\theta_1, \quad \sin 2\theta_1 \neq 0 \quad (13)$$

그러나, 3-dB 하이브리드 링 결합기에 대한 일반적인 설계 관계를 구성하는 식(7), (13)으로 부터, θ_2 가 구해지지 않는으므로 다음 두 가지 경우를 생각한다.

즉, $\theta_2 = 2\theta_1$ 인 경우, $\theta_2 = \pi/2(90^\circ)$ 인 경우이다.

근에 D. I. Kim 들은 $\lambda/8$ 과 $\lambda/6$ 선로를 사용하여 링 전체의 길이가 각각 $5\lambda/4$ 와 $7\lambda/6$ 을 가지는 하이브리드 링의 설계법을 제안한 바가 있다[7][8]. 이 설계법은 $3\lambda/2$ 설계법에 비하여 더 짧은 원주를 가지기 때문에 역시 삽입손실이 감소되었다.

이 연구에서는 λ/n (n ; 정수)선로 구간을 가진 일반적인 하이브리드 링을 해석한다. 그리하여 1축 대칭이고 출력 포트의 격리만을 가정한 상태에서 산란행렬의 일반적인 표현을 시뮬레이션 하였고, 임의의 선로를 가지는 어떠한 하이브리드 링 방향성결합기 설계도 가능한 설계법을 제안한다. 또한 임의의 파워 격리뿐만 아니라 기 제안된 $3\lambda/2$, $5\lambda/4$, $7\lambda/6$ 의 길이를 가지는 3-dB분배에 대한 기존의 설계들도, 이 설계법에 의하여 잘 적용된다는 것을 확인하였다. 또 $\lambda/5$ section을 사용하고 전체길이가 $13\lambda/10$ 인 방향성 결합기를 제작하고 측정하여 본 논문에서 제안한 설계법의 타당성을 입증하였다.

II. 일반적인 하이브리드 링 방향성결합기의 주파수특성 해석

방향성결합기의 해석에 있어 2-포트 회로망으로 취급하여 입력과 출력을 나타내는 F행렬이 보다 유용하다. Fig.1 (a)와 같은 하이브리드 링 방향성결합기는 even 또는 odd 모드의 F행렬을 용이하게 얻기위하여[1][4][9]. Fig.1 (b)와 같은 등가회로로 나타낼 수 있다. Fig.1 (a)에서 4개의 포트는 모두 꼭 같이 규격화된 특성임피던스 1을 가지는 것으로 하고 Y_1, Y_2, Y_3 는 설계의 자유도를 증가시키기 위하여 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 로 주어진 대응된 전기적 길이를 가진 선로의 규격화 특성 어드미턴스이다. 대칭 AA' 평면에 대하여 각각 odd모드 또는 even모드에 의해 개방회로 또는 단락회로가 되도록 가정하여 4 포트 네트워크에서 2 포트 네트워크로 축소시켜 해석한다.

전체 ABCD 행렬들을 얻기 위해서는 등가회로 Fig.1.(b)에서 각 섹션의 ABCD 행렬을 서로 곱해서 얻을 수 있다.

$$[F] = [F_1][F_c][F_2]$$

$$= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ y_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_2 & j(\frac{1}{Y_2})\sin \theta_2 \\ jY_2 \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ y_3 & 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

even 모드의 경우에는

$$y_{1e} = jY_1 \tan \theta_1 \quad (2)$$

$$y_{3e} = jY_3 \tan \theta_3$$

odd 모드의 경우에는

$$y_{1o} = -jY_1 \cot \theta_1 \quad (3)$$

$$y_{3o} = -jY_3 \cot \theta_3$$

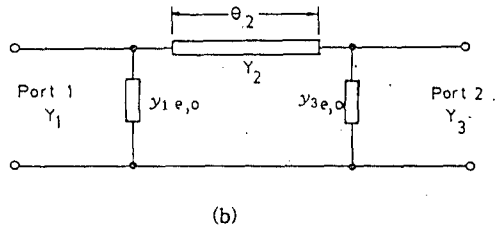
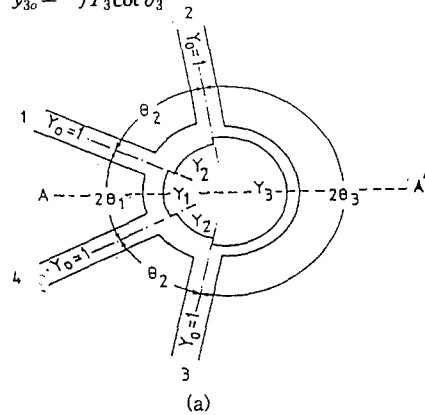


Fig.1. (a) $13\lambda/10$ Hybrid-Ring Coupler. (b) Equivalent Circuit.

이므로 even 모드 및 odd모드에서 행렬 $[F]_e$ 과 $[F]_o$ 를 구하기 위해 식(1)에 식(2),(3)을 각각 대입하여 식(4)와 같이 놓자.

case I :

$\theta_2 = 2\theta_1$ 인 경우로서 입력포트들이 완전히 정합되는 조건 즉, $S_{11} = S_{22} = 0$ 인 경우에는 식 (14)를 얻는다.

$$Y_1 = Y_2 = Y \quad (14)$$

식(14) 조건에서 식(6)의 $S_{11} = 0$ 을 계산하면, 식 (15)에 의하여 Y 값을 구할 수있다.

$$2Y^2 = -\frac{\sin^2 \theta_2}{\cos 2\theta_2} \quad (15)$$

이방법에 의하여 θ_2 의 다른 값들에 상당하는 몇 가지 새로운 설계들이 가능하다.

case II :

$\theta_2 = \frac{\pi}{2} (90^\circ)$ 인 경우로서 식(6)으로부터

$$1 + Y_1^2 - Y_2^2 = 0 \quad (16)$$

식(6)으로부터 식(17)이 얻어진다.

$$Y_1 = Y_2 \sin 2\theta_1$$

$$Y_2^2 = (1 + \sin^2 2\theta_1)^{-1} \quad (17)$$

방향성결합기의 여러 가지 새로운 디자인은 $2\theta_1$ 의 다른 값에 대해서도 가능하다.

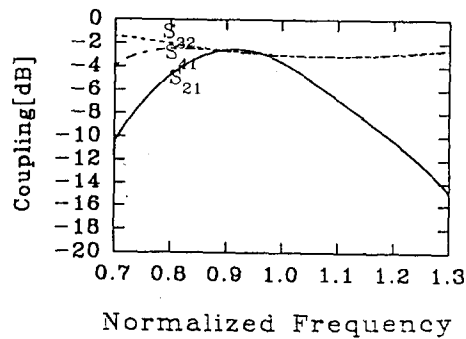
IV. 결론

위에 기술한 설계에 대하여 주파수응답을 시뮬레이션하고 실측하였다. Fig. 2(a) 및 (b)에서 보는바와 같이 반사계수와 격리는 -20 dB 보다 더 좋고 결합에서의 허용편차는 0.3 dB 이내인 조건에서 비대역폭은 23% 에 이르고 있다. 즉 $13\lambda/10$ 의 새 디자인은 $7\lambda/6$ 비하여 더 좋은 성능을 가진다.

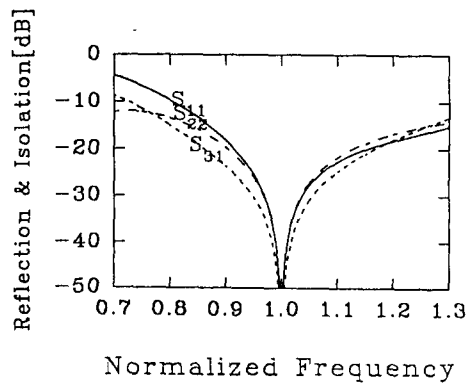
Fig. 3(a) 및 (b)는 각각 Fig. 2(a) 및 (b)의 이론치에 상당하는 실험치로서 전체적으로 이론치와 잘 일치하고 있다. 따라서 본 연구결과의 타당성을 확인할 수 있었으며, 이 경우 $\lambda/5$ 인 임의의 2포트 사이의 분리도가 더 높으므로 직접 결합의 범위가

줄어든다. 더욱이 이 새로운 디자인은 $3\lambda/2$ 디자인의 전체 길이에 비하여 더욱 짧아져서 더 적은 삽입손실을 가질 것으로 사료된다[8].

향후 임의의 결합도를 가지는 하이브리드 링 방향성 결합기의 새로운 설계법의 결과를 이용하여 보다 광대역화 하는 기법이 연구 되어야 할 것이다.



(a)



(b)

Fig. 2. (a)Frequency characteristics for couplings of $13\lambda/10$ hybrid-ring(Theory). (b)Frequency characteristics for reflection & isolation of $13\lambda/10$ hybrid-ring(Theory).

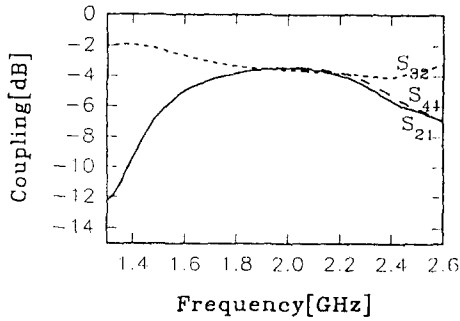


Fig. 3. (a) Frequency characteristics for couplings of $13\lambda/10$ hybrid-ring(Measure).

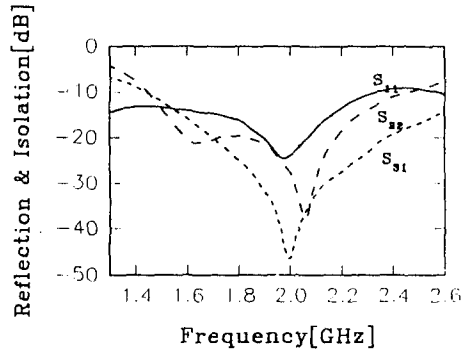


Fig. 3. (b) Frequency characteristics for reflection & isolation of $13\lambda/10$ hybrid-ring(Measure).

참고 문헌

- [1] C. Y. Pon, IRE Trans. Microwave Th. & Tech., 9, 529, (1961).
- [2] K. Agrawal, & G. F. Mikucki, IRE Trans. Microwave Th. & Tech, 34, 1401, (1986).
- [3] W. V. Tyminski, & A. Z. Hylas, Proc. IRE, 41, 81, (1953).
- [4] J. Reed, & G. J. Wheeler, IRE Trans. Microwave Th. & Tech, 4, 246, (1956).
- [5] D. M. Pozar, Proc. IEEE, 80, 79, (1992).
- [6] S. March, IEEE Trans. Microwave Th. & Tech, 16, 361, (1968).
- [7] D. I. Kim, & Y. Naito, IEEE Trans. Microwave Th. & Tech, 30, 2040, (1982).
- [8] D. I. Kim, & G. S. Yang, IEEE Trans. Microwave Th. & Tech, 39, 1779, (1991).
- [9] H. Howe, Stripline circuit design, Artech House, Mass, 1974.
- [10] J. R. E. Collin, Foundations for microwave engineering (2nd Edition), McGraw - Hill, 1992.