

論文98-35D-2-2

우·기모드 위상정수의 차를 이용한 마이크로스트립 방향성 결합기

(Microstrip Directional Coupler Using the Difference Between Even and Odd mode Phase Constants)

文榮燦*, 尹相元**

(Young-Chan Moon and Sang-Won Yun)

요 약

본 논문에서는 새로운 형태의 마이크로스트립 방향성 결합기를 설계하였고, 실제 3dB 결합기를 제작하고 실험하였다. 측정결과와 해석결과는 1dB의 삽입손실 차를 제외하면 서로 잘 일치하였다. 결합 마이크로스트립 선로는 우·기 모드의 두가지 고유 모드를 갖는다. 이 두 고유모드의 위상정수의 차를 이용하면, 결합길이를 조절함으로써 모드 임피던스에 관계없이 원하는 결합량의 방향성 결합기를 설계할 수 있다. 이 새로운 마이크로스트립 방향성 결합기는 기존의 방향성 결합기에 비하여 길이가 길어지는 단점이 있으나, 밀리미터 파 대역에서의 결합기로 유용하게 사용될 수 있다. 또한 이 방향성 결합기는 여타 결합기에 비하여 구조가 단순하므로 불연속 효과가 작다는 장점을 갖는다.

Abstract

In this paper, a new type microstrip directional coupler has been designed and a 3dB coupler has been fabricated and measured. The measured and analysed results are agree well each other except difference of 1dB insertion loss. There are two eigenmodes, e.g. even and odd mode in coupled microstrip lines. By using the difference between these two eigenmodes' phase constants, the directional coupler can be designed by adjusting coupling length, which has a desired coupling coefficient and nothing to do with mode impedances. Though this new type directional coupler has a disadvantage that its coupling length is longer than conventional one, but it may be used as a useful coupler in millimeter wave range. And it has the merit of less discontinuity effects, because it is simpler than the other couplers in structure.

1. 서 론

결합 마이크로스트립 선로를 이용한 방향성 결합기는 마이크로파 대역에서 전력 분배 및 결합용으로 널리 사용되고 있다. 기존의 마이크로스트립 방향성 결합기

설계에 있어서는 우·기 모드의 위상정수를 같다고 가정하고($\beta_e \approx \beta_o$), 결합길이(l)를 $\lambda_g/4$ 로 고정시킨 후, 우·기 모드의 임피던스(Z_{0e}, Z_{0o})를 조절하여 원하는 결합량을 얻는 방법을 사용하였다^[1]. 실제 설계시 원하는 모드 임피던스는 결합 마이크로스트립 선로의 폭(w)과 간격(s)을 조절하여 얻을 수 있다. 그런데 이 설계 방법에 따르면 3dB 방향성 결합기의 경우에는 강한 결합을 필요로 하므로, 실제 회로 제작시 선로 간격 s 가 너무 작아져서 구현이 어려워지는 단점이 있다.

본 논문에서는 기존의 설계 방법에서 탈피하여 우·

* 正會員, 韓國電子通信研究院

(Electronics and Telecommunications Research Institute)

** 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Engin., Sogang Univ.)

接受日字:1997年10月25日, 수정완료일:1998年1月14日

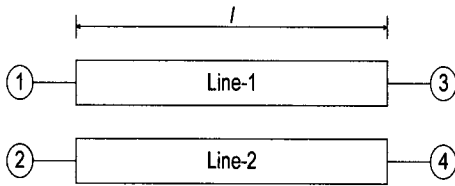
기 모드 위상정수의 차를 이용하여 특성 임피던스가 아닌, 결합길이를 조절함으로써 원하는 결합량을 얻는 새로운 형태의 방향성 결합기를 설계하였다. 따라서 이 새로운 방향성 결합기는 3dB 결합을 구현할 때 선로 간격으로 인한 실제 제작상의 문제점을 극복할 수 있다.

결합 마이크로스트립 선로의 전파상수와 특성 임피던스는 잘 알려진 Spectral Domain Method를 사용하였다^[2]. 일단 우·기 모드에 대한 위상정수와 모드 임피던스가 구해지면 임피던스 행렬 및 산란행렬을 쉽게 유도할 수 있다^[3].

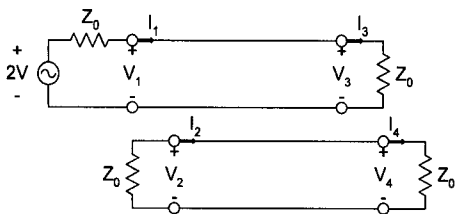
II. 이론 및 해석

1. 결합선로의 특성

그림 1(a)와 같은 대칭 결합선로에서 단자 ①에 2V의 전원전압이 인가되고 네개의 단자 모두 임피던스 Z_0 로 종단되면, 회로적으로 그림 1.(b)와 같이 된다. 또한 그림 1.(b)의 회로는 그림 2의 (a), (b)와 같이 우모드 및 기모드 여기의 두가지 경우로 분해할 수 있다.



(a) 실제 구조



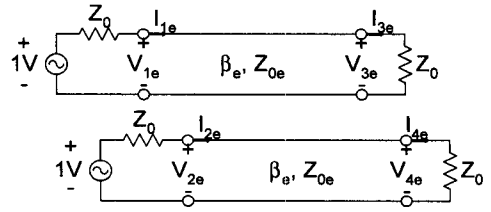
(b) 등가회로

그림 1. 결합선로

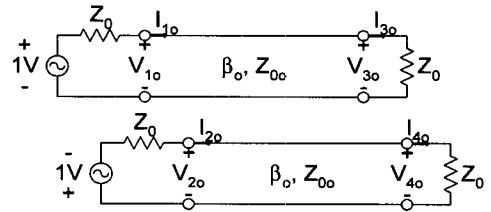
Fig. 1. Coupled transmission line.

그림 2와 같은 결합선로의 단자전압, 전류와 모드전압, 전류의 관계식은 식 (1)과 같이 표현되고, 모드 전압, 전류의 ABCD행렬은 잘 알려진 바와 같이 식 (2)

와 같다^[13].



(a) 우모드



(b) 기모드

그림 2. 여기 모드에 따른 결합선로의 분해

Fig. 2. Decomposition of coupled transmission line with excitation mode.

$$V_1 = V_{1e} + V_{1o}, \quad I_1 = I_{1e} + I_{1o} \quad (1a)$$

$$V_2 = V_{1e} - V_{1o}, \quad I_2 = I_{1e} - I_{1o} \quad (1b)$$

$$V_3 = V_{3e} + V_{3o}, \quad I_3 = I_{3e} + I_{3o} \quad (1c)$$

$$V_4 = V_{3e} - V_{3o}, \quad I_4 = I_{3e} - I_{3o} \quad (1d)$$

$$\begin{bmatrix} V_{1e} \\ I_{1e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & jZ_{0e} \sin \theta_e \\ jY_{0e} \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{3e} \\ I_{3e} \end{bmatrix} \quad (2a)$$

$$\begin{bmatrix} V_{1o} \\ I_{1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & jZ_{0o} \sin \theta_o \\ jY_{0o} \sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{3o} \\ I_{3o} \end{bmatrix} \quad (2b)$$

$$\theta_e = \beta_e l, \quad \theta_o = \beta_o l, \quad Y_{0e} = \frac{1}{Z_{0e}}, \quad Y_{0o} = \frac{1}{Z_{0o}}$$

식 (2)에 각 단자의 종단조건(Terminal Condition) 식 (3)을 대입하면 식 (4)와 같이 된다.

$$V_{3e} = Z_0 I_{3e} \quad (3a)$$

$$V_{3o} = Z_0 I_{3o} \quad (3b)$$

$$V_{1e} + I_{1e} Z_0 = 1 \quad (3c)$$

$$V_{1o} + I_{1o} Z_0 = 1 \quad (3d)$$

$$V_{1e} = (Z_{0e} Z_0 \cos \theta_e + jZ_{0e}^2 \sin \theta_e) / D_e \quad (4a)$$

$$I_{1e} = (Z_{0e} \cos \theta_e + jZ_0 \sin \theta_e) / D_e \quad (4b)$$

$$V_{3e} = Z_{0e}Z_0/D_e \tag{4c}$$

$$I_{3e} = Z_{0e}/D_e \tag{4d}$$

$$V_{1o} = (Z_{0o}Z_0 \cos \theta_o + jZ_{0o}^2 \sin \theta_o)/D_o \tag{4e}$$

$$I_{1o} = (Z_{0o} \cos \theta_o + jZ_0 \sin \theta_o)/D_o \tag{4f}$$

$$V_{3o} = Z_{0o}Z_0/D_o \tag{4g}$$

$$I_{3o} = Z_{0o}/D_o \tag{4h}$$

$$D_e = 2Z_{0e}Z_0 \cos \theta_e + j(Z_{0e}^2 + Z_0^2) \sin \theta_e$$

$$D_o = 2Z_{0o}Z_0 \cos \theta_o + j(Z_{0o}^2 + Z_0^2) \sin \theta_o$$

단자 ①에서의 임피던스 정합을 시키려면 식 (5)를 만족시켜야 한다. 식 (5)는 복소 항등식으로 유도되며 이를 만족시키는 조건은 실수부와 허수부로 구분하여 각각 식 (6a), (6b)와 같다.

$$Z_0 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_{1e} + V_{1o}}{I_{1e} + I_{1o}} \tag{5}$$

$$2Z_0\{Z_{0o}(Z_{0e}^2 - Z_0^2) \cos \theta_o \sin \theta_e + Z_{0e}(Z_{0o}^2 - Z_0^2) \cos \theta_e \sin \theta_o\} = 0 \tag{6a}$$

$$2(Z_{0e}^2 Z_{0o}^2 - Z_0^4) \sin \theta_e \sin \theta_o = 0 \tag{6b}$$

식 (6a)와 (6b)를 동시에 만족하는 조건은 식 (7)과 식 (8)의 두 가지로 구해진다.

$$l = n \frac{\lambda_{eff}}{2} \quad (n=1, 2, \dots) \tag{7}$$

$$\lambda_{eff} \equiv \frac{\lambda_e \lambda_o}{\lambda_o - \lambda_e}$$

$$p\lambda_e = q\lambda_o \quad (p, q : \text{positive integer}) \tag{8}$$

식 (7)에 따르면 단자 ①에서의 임피던스 정합은 결합길이 l 을 주기로 일어남을 알 수 있다. 이 주기는 우·기모드의 파장 λ_e , λ_o 를 인자로 하는 함수로서, 우·기모드의 파장의 차(위상정수의 차)에 의하여 결정된다. 또한 식 (8)의 조건을 이용하여도 임피던스 정합이 가능하나, 이는 실제 결합 마이크로스트립 선로의 경우에 구현이 어렵다.

그림 3은 $\lambda_e=2.0\text{mm}$, $\lambda_o=2.2\text{mm}$, $Z_{0e}=61.0\Omega$, $Z_{0o}=41.0\Omega$ 인 실제 결합선로에서 $Z_0=50\Omega$ 로 종단된 경우, 결합길이 l 에 따른 각 단자의 전압을 식 (1)로부터 계산한 결과이다. 그림 3에서 보듯이 단자 ①의 전압은 $11.0\text{mm}(\lambda_{eff}/2)$ 를 주기로 완전한 임피던스 정합

특성을 보이고 있고, 단자 ②, ③, ④의 전압 역시 각 일정한 주기를 갖고 있음을 알 수 있다. 특히 단자 ③, ④로 -3dB 결합이 주기적으로 이루어지므로, -3dB 결합이 일어나는 결합길이를 택하면 마이크로스트립 3dB 방향성 결합기의 설계가 가능함을 알 수 있다.

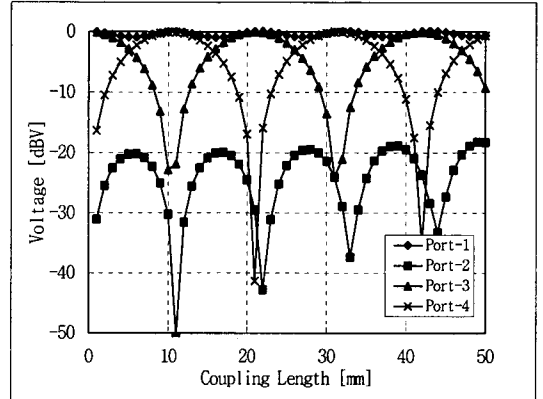


그림 3. 결합길이에 따른 단자전압
Fig. 3. Port voltages versus coupling length.

2. 해석 방법

그림 4는 본 논문에서 해석할 결합 마이크로스트립 선로로서, 도체는 완전도체, 스트립 도체의 두께는 영이고, 유전체는 무손실임을 가정한다. Spectral Domain Method를 이용하여 평면형 전송선로의 위상정수를 구하는 방법은 잘 알려져 있으므로 본 논문에서는 생략한다. 전류분포의 기저함수로는 체비셰프 다항식을 사용하였다.

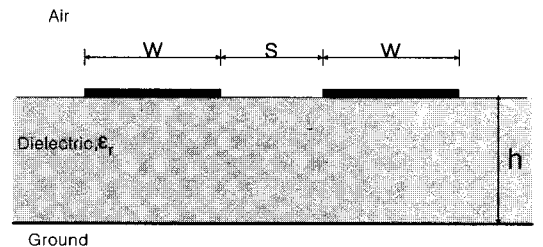


그림 4. 결합 마이크로스트립 선로의 단면도
Fig. 4. Cross-sectional view of coupled microstrip line.

Spectral Domain Method로부터 위상정수가 구해지면 전류분포, 즉 기저함수의 계수가 구해지고, 이로부터 전류 및 전압 고유벡터 $[M_I]$, $[M_V]$ 가 얻어진다 [2]. Spectral Domain Method는 TEM 해석이 아

니므로 특성 임피던스를 유일하게 정의할 수 없다. 본 논문에서는 전력-전류관계를 이용하여 다중결합 마이크로스트립 선로에 많이 사용되는 Line-mode 임피던스 z_{lm} 을 계산하였다^[3].

위상정수, 전류·전압 고유벡터 및 특성 임피던스가 구해지면, 전송선로 방정식으로부터 임피던스 행렬을 구할 수 있고, 이로부터 산란행렬이 유도된다.

III. 마이크로스트립 3dB 방향성 결합기

1. 설계

II절의 이론에 따라 실제 마이크로스트립 3dB 방향성 결합기를 설계 및 제작하여 새로운 방향성 결합기의 타당성을 검증해 보기로 한다. 3GHz에서 CGC-500 기판($\epsilon_r=10$, $h=0.67mm$)을 사용하여 3dB 방향성 결합기를 설계한 예가 다음과 같다. 그림 4의 구조로부터 $w=s=0.5mm$ 일 때, Spectral Domain Method를 이용하여 구한 우·기모드 위상정수 및 모드 임피던스는 $\beta_e=169.87 rad/m$, $\beta_o=152.14 rad/m$, $Z_{oe}=63.24\Omega$, $Z_{oo}=42.62\Omega$ 이다.

그림 5는 마이크로스트립 방향성 결합기의 구조도이고, 결합길이 l_c 에 따른 각 단자의 단자전압은 그림 6과 같다. 그림 6에서 보듯이 결합길이 $l_c=90mm$ 에서 3dB 방향성 결합기 설계가 가능해짐을 알 수 있다.

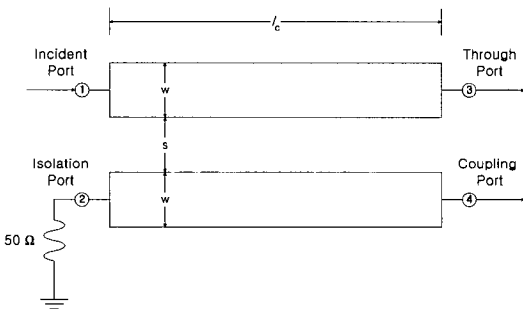


그림 5. 마이크로스트립 방향성 결합기의 구조
Fig. 5. Structure of microstrip directional coupler.

이제 결합길이 $l_c=90mm$ 로 고정시키고, II.2절의 해석방법인 Spectral Domain Method에 의하여 주파수에 따른 산란행렬을 구한 결과가 그림 7이다. 그림 7의 해석결과에서 보면 원하는 설계결과인 3GHz에서 정확히 3dB 결합이 이루어짐을 알 수 있다.

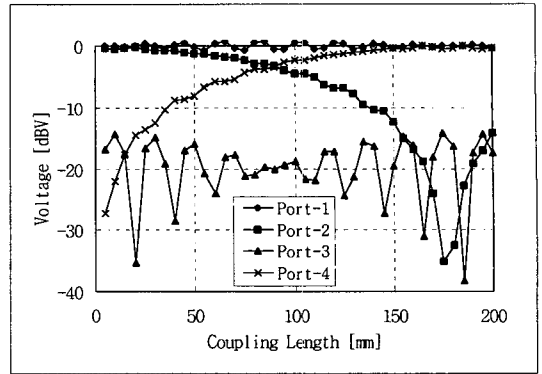


그림 6. 결합길이 l 에 따른 단자전압.
Fig. 6. Port voltages versus coupling length l .

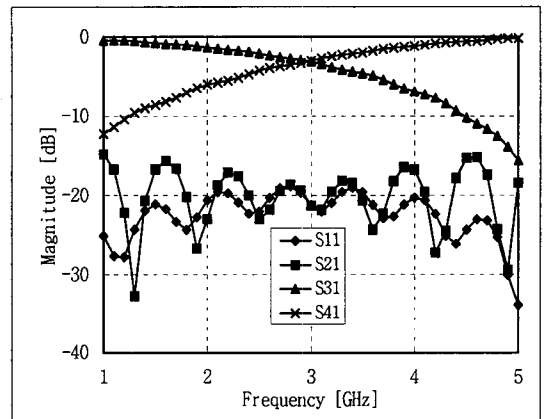


그림 7. 설계된 3dB 방향성 결합기
Fig. 7. Designed 3dB directional coupler.

2. 제작, 실험 및 고찰

그림 8은 설계한 마이크로스트립 3dB 방향성 결합기를 실제 제작하여 실험한 경우로서 삽입손실(Insertion Loss)로 인하여 약 -4dB의 결합이 이루어지는 점을 제외하고는 해석결과인 그림 7과 잘 일치함을 알 수 있다.

기존의 방향성 결합기 설계이론에 따르면 마이크로스트립 선로의 경우 스트립간의 사이가 매우 가까워져야 한다는 실제적인 문제로 인하여 3dB 방향성 결합기의 제작이 불가능하다고 알려져 있다. 그러나 본 논문의 우·기모드간의 모드결합 이론을 통하여 스트립간의 사이에 구애받지 않고 제작이 가능해짐을 알 수 있다. 또한 기존의 방향성 결합기는 그림 5에서 단자 ①을 입력단자로 하면, 단자 ②를 결합단자로, 단자 ③을 Through단자로, 단자 ④를 Isolation 단자로 사용하므로 실제 다른 회로와 연계될 때 단자 결합단자

와 Through단자가 멀리 떨어져 있어 불편하나, 본 논문에서 제작한 새로운 방향성 결합기는 단자 ③을 Through단자로 단자 ④를 결합단자로 사용하므로 다른 회로와 연계될 때 훨씬 유리해진다. 그러나 이 새로운 방향성 결합기는 기존의 방향성 결합기의 결합길이($\lambda/4$)보다 길어지는 단점을 갖는다. 그렇지만 우·기모드 전파상수의 차를 크게 하면 3dB 결합주기가 짧아지므로 길이가 길어지는 문제를 극복할 수 있다. 또한 유전체 기판의 유전율을 높이거나 밀리미터파 대역에서 설계할 경우, 길이가 충분히 짧아지므로 실제 사용가능한 새로운 방향성 결합기라 여겨진다. 그리고 MMIC 설계기술을 사용할 경우에는 기존의 결합기인 Branch Line Hybrid, Ring Hybrid, Lange Coupler 등에 비하여 구조가 단순하다는 장점을 갖는다.

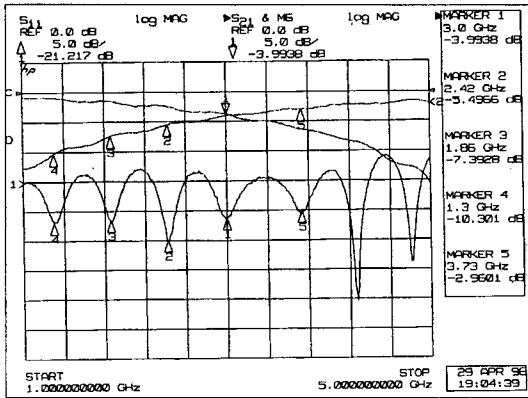


그림 8. 새로운 3dB 방향성 결합기의 실험결과
 Fig. 8. Measured result of a new 3dB directional coupler.

IV. 결론

마이크로스트립 선로의 우·기모드 위상정수의 차를 이용하여 새로운 구조의 마이크로스트립 방향성 결합기 설계 이론을 제시하였다. 해석방법으로는 마이크로스트립 결합 선로 해석에 효과적인 Spectral Domain Method를 사용하였다. 설계 이론에 따라 마이크로스트립 3dB 방향성 결합기를 제작하여 실험하고, 설계 이론의 타당성을 검증하였다. 기존의 방향성 결합기 설계 방식으로는 마이크로스트립 선로의 경우, 선로사이의 간격이 워낙 좁아지는 제작상의 문제점으로 제작이 불가능하였으나, 본 논문의 이론에 의하여 제작이

가능해진다. 이 새로운 방향성 결합기는 기존의 방향성 결합기보다 물리적인 길이가 길어지는 단점이 있으나, 우·기모드 전파상수의 차를 크게 하거나, 유전체 기판의 유전율을 높이면 마이크로파 대역에서 충분히 사용 가능하다. 또한 밀리미터파 대역에서는 길이가 짧아지고, 여타 결합기에 비하여 구조가 단순하므로 매우 유리한 결합기로 사용될 것으로 여겨진다.

참고 문헌

- [1] R. G. Brown, R. A. Sharpe, W. L. Hughes and R. E. Post, *LINES, WAVES and ANTENNAS*, 2nd Ed., John Wiley & Sons, Inc., USA, 1973.
- [2] T. Itoh, *NUMERICAL TECHNIQUES for MICROWAVE and MILLIMETER-WAVE PASSIVE STRUCTURES*, Wiley, Austin Texas, 1989.
- [3] V. K. Tripathi and H. Lee, "Spectral-domain computation of characteristic impedances and multiport parameters of multiple coupled microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, pp. 215-221, Jan. 1989.
- [4] F. Y. Chang, "Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-18, pp. 616-626, Sept. 1970.
- [5] T. Itoh, "Spectral domain immittance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 733-736, July 1980.
- [6] K. C. Gupta, R. Garg and I. J. Bahl, *MICROSTRIP LINES and SLOTLINES*, Artech House, (Dedham, MA), 1979.
- [7] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky and W. T. Vetterling, *NUMERICAL RECIPES*, Press Syndicate of the Univ. of Cambridge, Cambridge., 1986.

저 자 소 개



文 榮 燦(正會員)

1968년 1월 21일생. 1990년 2월 서강대 전자공학과 학사. 1992년 2월 서강대 전자공학과 대학원 석사. 1996년 8월 서강대 전자공학과 대학원 박사. 1996년 11월 ~ 현재 한국 전자통신연구원 위성통신기술연구단

선임연구원. 주관심분야는 마이크로파 및 밀리미터파 수동 소자 및 마이크로스트립 안테나

尹 相 元(正會員) 第 26卷 第 8號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수