

분산효과를 고려한 Overlay 방향성 결합기 특성에 관한 연구

김정희, 장용성, 최춘권, 박한규

: 연세대학교, ## : 숭실대학교

A study of overlay directional
coupler considering dispersion
effect

J.H.Kim, Y.S.Jang, C.K.Choi, H.K.Park

: Yonsei Univ., ## : Soongsil Univ.

Abstract

A full wave analysis based on the spectral-domain method is applied to coupled overlay microstrips, and coupled microstrips. A 20dB overlay coupler was built according to the design theory, and experimental results are reported. Experimental results showed that overlay directional coupler improve the isolation, and extend the operation frequency band more than non-overlay directional coupler.

1. 서 론

지금까지 일반적으로 이용하고 있는 단일층 기판에 설계된 방향성 결합기는 실제에 있어서는 기수모드와 우수모드 전파상수가 많은 오차가 있음에도 불구하고 같다고 가정 한 상태에서 설계를 하였기 때문에 오차가 많다. 이론적으로 우수모드와 기수모드의 전파상수가 같을때 분리도 (Isolation)가 무한대이다. 그러나 마이크로 스트립 선로와 같은 구조에서는 이와같은 조건을 만족할수 없다. 따라서 마이크로 스트립 방향성 결합기의 분리도를 향상시키고 넓은 대역폭을 갖는 방향성결합기를 제작하기 위해서는 마이크로 스트립선의 기판과 동일한 유전체를 갖는 기판으로 덮개층을 만들어야 한다. 그렇게함으로써 기수와 우수모드의 전파상수의 차를 적게할수있다.

본 논문에서는 덮개층을 갖는 방향성 결합기를 제작하여 덮개층이 없는 경우와 비교 검토하였다. 해석방법으로는 주파수 증가에 따른 분산특성을 고려하기 위하여 Green 함수 유도과정이 간단하고, 다양한구조에서도 적용가능하며, 밀리미터파에서도 그 해가 정확한 Imittance 방법을 이용하였다.

제 2 장 Green 함수의 유도

그림1은 개방 마이크로스트립 라인의 단면을 나타낸 것이다. 여기서 x 와 z 방향으로의 매질이 균질하고 무한하다고 가정한다. 마이크로스트립 라인의 두께는 매우 얇아서 무시할 수 있으며 도체는 완전 도체이며, 기판은 무손실이라고 가정한다.

따라서 미지의 전파상수 β 를 구하기 위해서는 전류 $\tilde{J}_z(\alpha)$ 및 $\tilde{J}_x(\alpha)$ 를 알고 잇는 기저함수 $\tilde{J}_{zm}(\alpha)$ 와 $\tilde{J}_{xm}(\alpha)$ 으로 전개하면 다음과 같다.

$$\tilde{J}_z(\alpha) = \sum_{m=1}^M c_m \tilde{J}_{zm}(\alpha) \quad (17)$$

$$\tilde{J}_x(\alpha) = \sum_{m=1}^M d_m \tilde{J}_{xm}(\alpha) \quad (18)$$

여기서 c_m 과 d_m 은 미지의 계수이다.

식 (17), (18) 를 식 (12), (13) 식에 대입하여 Galerkin's Method를 적용하여 풀면 다음과 같이 행렬식 형태로 표시할 수 있다.

$$\sum_{m=1}^N K_{km}^{(1,1)} c_m + \sum_{m=1}^M K_{km}^{(1,2)} d_m = 0 \quad k=1,2, \dots, N \quad (19)$$

$$\sum_{m=1}^N K_{lm}^{(2,1)} c_m + \sum_{m=1}^M K_{lm}^{(2,2)} d_m = 0 \quad l=1,2, \dots, M \quad (20)$$

여기서

$$K_{km}^{(1,1)} = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{zk}(\alpha) \tilde{Z}_{zz}(\alpha, \beta) \tilde{J}_{zm}(\alpha) d\alpha$$

$$K_{km}^{(1,2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{zk}(\alpha) \tilde{Z}_{zx}(\alpha, \beta) \tilde{J}_{xm}(\alpha) d\alpha$$

$$K_{lm}^{(2,1)} = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{xl}(\alpha) \tilde{Z}_{xz}(\alpha, \beta) \tilde{J}_{zm}(\alpha) d\alpha$$

$$K_{lm}^{(2,2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{xl}(\alpha) \tilde{Z}_{xx}(\alpha, \beta) \tilde{J}_{xm}(\alpha) d\alpha$$

이다.

식 (19), (20) 가 nontrivial 해를 갖기 위해서는 행렬식의 $\det[\cdot] = 0$ 이 되는 전파상수 β 를 구한다. 따라서 전파상수 β 는 각 주파수에 대해서 각각 결정되며 유효 유전율 및 관내파장 λ_g 와는 다음과 같은 관계가 있다.

$$Coef = (\lambda / \lambda_g)^2 = (\beta / k)^2 \quad (25)$$

3. 실험 및 결과 검토

덜개층을 갖는 방향성 결합기의 설계과정은 다음과 같다.

(1) 중심주파수, 기판의 유전율, 기판의 두께 등 파라메타 선

$$Zo^2 = Zo^* Zo^o \quad (26)$$

$$k = \frac{Zo^o - Zo^*}{Zo^* + Zo^o} \quad (27)$$

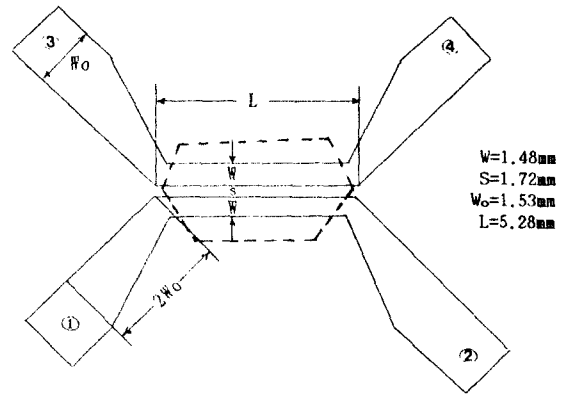
(2) 식(26), 식(27)로부터 Zo^o 와 Zo^* 를 구한다.

(3) 2장에서 전파상수를 구하는 program을 이용하여 W와 S를 구한다.

(4) 설계된 결합기가 요구되는 결합도를 만족하지 못하거나 만족하더라도 제작하기에 너무작은 W, S가 구해졌다면 보다 작은 유전율 및 두꺼운 기판을 이용하여 (1)-(3)과정을 반복한다.

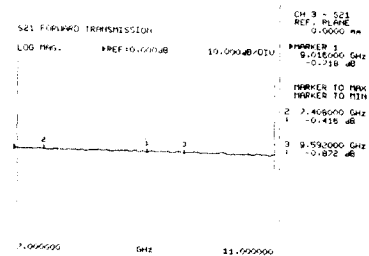
(5) 마지막으로 $S \rightarrow \infty$ 일때 W에 대한 전파상수를 이용하여 $\beta L = \pi/2$ 관계로부터 결합길이 L을 구한다.

설계된 방향성 결합기의 모양은 그림(3-1)과 같다.



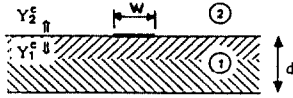
그림(3-1) 덜개층을 갖는 방향성 결합기

본 논문에서는 제작상의 이유보해서 9GHz 에서 20dB의 방향성 결합기를 제작 실험하여 단일층 기판을 갖는 결합기와 그 성능을 비교하였다. 이에 대한 실험결과를 그림 (3-2)에 나타내었다.



(a) 덜개층이 없는 경우 S21

분산효과를 고려한 (Overlay 방향성 결합기 특성에 관한 연구(90959)



그림(1) 개방 마이크로스트립 선로

고차 혼합 모드에서 장의 각각의 성분은 다음 식으로부터 유도될 수 있는 TE파 및 TM파의 중첩으로 구할 수 있다. [6]

$$\begin{aligned} \widetilde{E}_y(\alpha, y) &= A^* \cosh \gamma_1 y & - (1) \quad 0 < y < d \\ &= B^* \exp[-\gamma_2(y-d)] & - (2) \quad y > d \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \widetilde{H}_y(\alpha, y) &= A^h \sinh \gamma_1 y & - (3) \quad 0 < y < d \\ &= B^h \exp[-\gamma_1(y-d)] & - (4) \quad y > d \end{aligned}$$

여기서

$$\gamma_1 = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2 - \epsilon_r k^2} \quad \gamma_2 = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2 - k^2}$$

$$k = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad \text{이며,}$$

경계조건을 적용하여 계수 A^*, B^*, A^h, B^h 등을 구할 수 있다.

Green 함수를 구하기 위해 y 축 방향으로 하나의 전송선로를 생각할 수 있으며 이 등가회로를 그림(3)에 나타내었다. 수파수 영역에서 해석을 위해서 푸리에 변환을 하여야 하는데 다음과 같이 정의된다.

$$\widetilde{E}(\alpha, y) e^{-jz} = \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{E}(x, y) e^{-j(x-z)} dx \quad - (5)$$

따라서 각각의 성분은 z 축에서 ($\theta = \cos^{-1}(\beta/\xi)$, $\xi = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$) 방향으로 전파하는 y 에 대한 TE 및 TM파의 중첩으로 구할 수 있다. 각 θ 에 대하여 파는 TM-to- y ($\widetilde{E}_y, \widetilde{E}_v, \widetilde{H}_u$)와 TE-to- y ($\widetilde{H}_y, \widetilde{E}_u, \widetilde{H}_v$)로 나누어질 수 있는데 여기서 새로운 좌표 (u, v)는 그림(2)에서와 같이 좌표(x, z)와 다음과 같은 관계가 있다.

$$u = z \sin\theta - x \cos\theta \quad - (6)$$

$$v = z \cos\theta + x \sin\theta \quad - (7)$$

J_v 는 TM파를 J_u 는 TE파를 유기하므로 그림(3)과 같이 등가회로를 그릴 수 있다. 각 영역에서의 특성 어드미턴스는 Y_{TM1} 및 Y_{TE1} 로 표시된다. 등가회로에 TE, TM파에 대한 모든 경계조건을 포함하고 있다. 즉 $y=0$ 에서 접지면이 단락회로를 나타내었고 $y > d$ 인 영역 2에서는 특성 임피던스가 Z_{TE2}, Z_{TM2} 인 전송 선로가 연결된 것으로 나타내었다.

전계 \widetilde{E}_v 와 \widetilde{E}_u 는 $y = d$ 에서 연속이고 전류와는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\widetilde{E}_v(\alpha, d) = \widetilde{Z}^*(\alpha, d) \widetilde{J}_v(\alpha, d) \quad - (8)$$

$$\widetilde{E}_u(\alpha, d) = \widetilde{Z}^h(\alpha, d) \widetilde{J}_u(\alpha, d) \quad - (9)$$

\widetilde{Z}^* 와 \widetilde{Z}^h 는 $y=d$ 에서 늘어다 본 입력 임피던스이고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\widetilde{Z}^*(\alpha, d) = 1 / (\widetilde{Y}_1^* + \widetilde{Y}_2^*) \quad - (10)$$

$$\widetilde{Z}^h(\alpha, d) = 1 / (\widetilde{Y}_1^h + \widetilde{Y}_2^h) \quad - (11)$$

여기서 $Y_1^{*(h)}$ 와 $Y_2^{*(h)}$ 는 TM(TE) 등가회로에서 $y = d$ 에서 각각 아래 및위로 늘어다 본 입력 어드미턴스이다.

마지막 단계로서 α 와 β 로 주어진 각 θ 에 대한 주파수 영역에서의 전파를 좌표(u, v)로부터 (x, z)로 변환한다.

마이크로스트립 라인에서 Green's 함수로 전계 \widetilde{E}_x 와 \widetilde{E}_z 를 표시하면 다음과 같다.

$$\widetilde{Z}_{zz}(\alpha, d) \widetilde{J}_z(\alpha, d) + \widetilde{Z}_{zx}(\alpha, d) \widetilde{J}_x(\alpha, d) = \widetilde{E}_z(\alpha, d) \quad - (12)$$

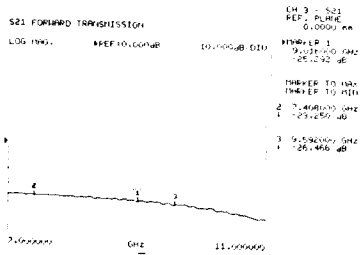
$$\widetilde{Z}_{xz}(\alpha, d) \widetilde{J}_z(\alpha, d) + \widetilde{Z}_{xx}(\alpha, d) \widetilde{J}_x(\alpha, d) = \widetilde{E}_x(\alpha, d) \quad - (13)$$

전계 및 전류의 x, z 성분을 u, v 성분의 중첩으로 나타내어 방정식 (12), (13)을 풀어서 Green 함수를 구하면 다음과 같다.

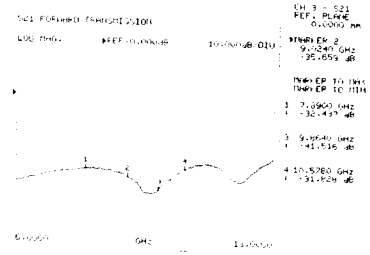
$$\widetilde{Z}_{zz}(\alpha, d) = - \frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} [\beta^2 \widetilde{Z}_o(\alpha, d) + \alpha^2 \widetilde{Z}_h(\alpha, d)] \quad - (14)$$

$$\widetilde{Z}_{xz}(\alpha, d) = \widetilde{Z}_{zx}(\alpha, d) = \frac{\alpha \beta}{\alpha^2 + \beta^2} [\widetilde{Z}_h(\alpha, d) - \widetilde{Z}_o(\alpha, d)] \quad - (15)$$

$$\widetilde{Z}_{xx}(\alpha, d) = - \frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} [\alpha^2 \widetilde{Z}_o(\alpha, d) + \beta^2 \widetilde{Z}_h(\alpha, d)] \quad - (16)$$



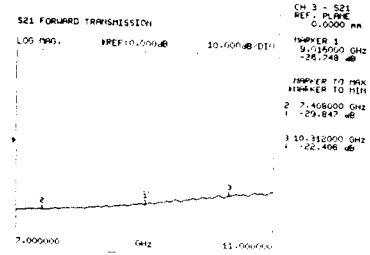
(b) 덮개층이 없는 경우 S₃₁



(f) 덮개층이 있는 경우 S₄₁

그림(3-2) 실험결과

그림(3-2)의 실험결과에서 볼수있듯이 덮개층을 갖는 방향성 결합기가 사용대역폭에있어서 9-10.5GHz 보 넓은 대역폭을 갖고 있으며,본리도에 있어서는 덮개층이 없는 경우에 비하여 9dB 향상되었다.삽입손실(Insertion loss)또한 0.1dB 정도 향상되었다. 위의 실험결과에서 이본치와의 오차는 방향성결합기를 제작및 실험하는 과정에서 발생하는 오차나 컨넥터와스트립선토간에 발생하는 불연속등에 의한 오차라 사료된다.



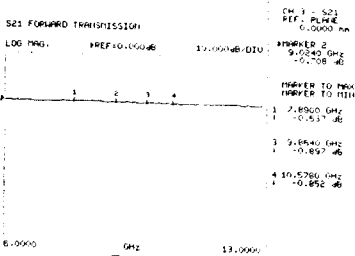
(c) 덮개층이 없는 경우 S₄₁

4. 결 론

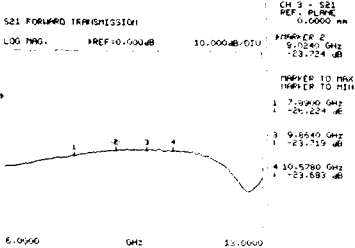
본 논문에서는 덮개층을 갖는 방향성결합기를 본산효과를 고려한 Imittance 방법을 이용하여 해석하였으며, 본산특성을 고려한 방향성 결합기를 설계함으로써 보다정확한 해석을 할수 있었을 실험을 통하여 입증하였다. 덮개층을 갖지 않는 방향성 결합기에 비하여 넓은 대역에서 특성을 얻을수 있었으며,본리도는 약9dB정도 향상되었다.앞으로 보다 우수한 특성의 방향성 결합기를 제작하기위해서는 본 논문에서 고려하지 못한 불연속에의한 감쇄나 컨넥터에의 손실에대한 연구가 뒷받침 되어야하겠다.

참 고 문 헌

1. LUO SU, TATSUO ITON, "Design of an overlay directional coupler by full-wave analysis", IEEE.trans.MTT, vol., MTT-31, no. 12, 1983. 12.



(d) 덮개층이 있는 경우 S₂₁



(e) 덮개층이 있는 경우 S₃₁

- [2] T. Itoh "Spectral Domain Immitance Approach for Dispersion characteristics of Generalized Printed Transmission Lines.", IEEE Trans., Vol. MTT-28, No. 7, 1980.7
- [3]. E.J. denlinger "A Frequency Dependent solution for Microstrip Transmission lines.", IEEE Trans., vol. MTT-19., no. 1, 1971.1.
- [4] T. Itoh and R. Mittra "Spectral Domain Approach for Calculating the Dispersion characteristics of Microstrip Lines", IEEE Trans., 1973.7
- [5] M. Kirschning and R.H. Jansen "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines", IEEE Trans., Vol. MTT-32., No. 1, 1984.1
- [6] R.F. Harrington , Time-Harmonic Electromagnetic Fields.
- [7] A.J. Seeds and A.A.A. Desalles. "Optical Control of Microwave Semiconductor Devices", IEEE Trans., Vol. 38, No. 5, 1990.5.
- [8] 김정희, 이승엽, 백남식, 박한규, "분산효과에 따른 Microstrip 선로의 특성에 관한 연구", 1990 하계 통신학회 학술대회.