論 文

마이크로波 集積回路(MIC)를 위한 非對稱 方向性 結合器의 解析과 設計

正會員 陳 年 鋼*

Analysis and Design of Asymmetric Coupled Line Directional Couplers for Microwave Integrated Circuits

Youn Kang CHIN* *Regular Member*

要 約 非均質性 媒質에 인덕티브와 캐패시티브의 結合係數를 동일하게 설계함으로 理想的인 非對稱方向性結合器의實現을 가능케 함을 증명하고 非對稱方向性結合器의 設計節次와 例를 들었다.

ABSTRACT It is shown that ideal directional couplers consisting of coupled asymmetric lines in an inhomogeneous medium can be realized by equalizing the inductive and capacitive coefficients of coupling. Design procedures and examples of the couplers are presented.

Ⅰ. 序 論

非對稱方向性結合器는 對稱인 경우보다 有利한 點은 transformer의 역할을 할 수 있다는 것이다.

本 論文에서는 MIC (Microwave Integrated Circuits)용 非對稱 結合器의 解析과 設計에 관한 포괄적인 研究 結果를 소개한다. 同質媒質內에서의 對稱 및 非對稱 結合器의 理論이나 設計는 잘알려져 있으나[1~5] 일반적인 非對稱 結合器의 研究는 non-mode converting 단자[6]를 갖는 4 port의 解析에 국한되고 있다.

本 論文에서는 複合誘電體基板에 의한 理想的 結合器의 實現可能性을 例를 들어 제시하고 종래의 結合器의 指向性(directivity)을 最大로 유지하면서 反射係數를 最小로 하는 整合方法[7]을 例

* 檀國大學校工科大學電子工學科
Dept. of Electronic Engineering
Dankook University, Seoul 140, Korea.
論文番號 : 87-31 (接受1987. 6. 29)

를 들어 설명코져 한다.

Ⅱ. 解析과 設計

1. 理想的인 方向性結合器의 實現

理想的인 結合器, 즉 整合된 4 port의 物理的인 實現은 線路 定數間에 특별한 관계를 갖도록 함으로서 얻을 수 있다. 例를들면 더 높은 誘電率의 誘電體를 overlay로 갖는 microstrip 結合器 또는 캐패시터를 外部回路에 적절하게 연결해서 4 port를 整合하는 方法이 있다.

本 論文에서는 그림 1(a)와 같은 複合誘電體基板 위의 microstrip結合에 의하여 理想的結合器를 實現할 수 있음을 소개한다.

結合시스템의 normal mode定數의 表現式[8]을 살펴보면 對稱 結合線의 경우와 달리 非對稱結合線구조의 normal mode速度는 媒質이 同質性이 아닌 限 同一하게 될 수 없음을 알 수 있다. 그러나 그림 1과 같이 $H_1=H_2$인 경우 ϵ_{r1}과 ϵ_{r2}간에 어떤 特別한 關係를 갖게하면 結合의 캐패시티브係數(K_C)와 인덕티브 係數(K_L)를 同一하게 만들 수 있음을 Lee方法[9]에 의해 수치해석에 의하여 증명할 수 있다.

例를들면 $H_2=H_1$인 경우 $\epsilon_{r2}=K\epsilon_{r1}$ (여기에서 K는 임의의 常數)에 대한 Z_{c1}과 $Z_{\pi 1}$ 및 Z_{c2} 와 $Z_{\pi 2}$의 關係와 正規化한 中心角周波數에서의 結合値는 表 1과 같다.

表 1로부터 $\epsilon_{r2}=19.44$인 경우 理想的結合器에 접근함을 알 수 있으며 이 경우에 $Z_{c1}\approx -Z_{\pi 1}$과 $Z_{c2}\approx -Z_{\pi 2}$이다. 이는 $K_L=K_C$의 條件을 만족한다. 따라서 $\epsilon_{r2}<\epsilon_{r1}$이고 (H_1+H_2)이 일정한 경우는 H_2를 조절함으로써 理想的인 結合條件을 얻을 수 있다.

非對稱 4 port 구조의 일반적인 散亂定數에 관

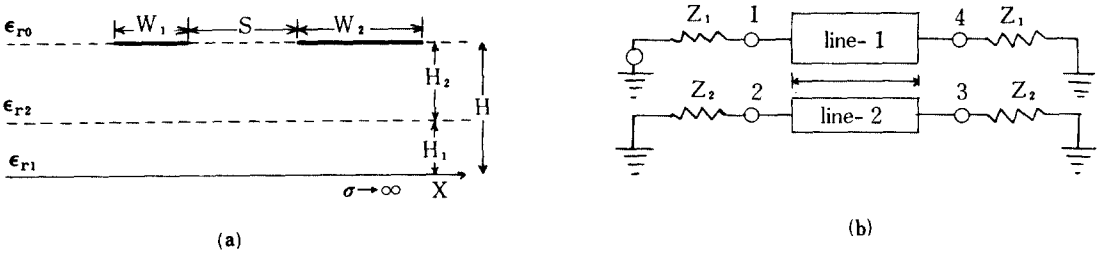


그림 1 非對稱 結合線 構造 (a) 複合 誘電體 위의 스트립선 (b) 2線 4 port의 약도
Asymmetric coupled line structures (a) strips on a composite substrate (b) the schematic of 2-line 4 port).

표 1 定數比較表

$K\epsilon_{r1}$	Mode Impedance (Ohm)				Scattering Parameter (중심각주파수) dB			
($\epsilon_{r1}=10$)	Z_{c1}	$Z_{\pi 1}$	Z_{c2}	$Z_{\pi 2}$	$\|S_{11}\|$	$\|S_{12}\|$	$\|S_{13}\|$	$\|S_{14}\|$
18.5	95.5	36.4	88.5	33.7	34.80	7.03	0.96	38.71
19	83.6	28.3	111.2	37.7	40.35	7.00	0.97	43.22
19.44	61.2	−61.7	−50.2	50.6	53.15	6.97	0.98	50.66
19.5	58.6	−136.4	−22.3	52.8				

(여기에서 $W_1/H=S/H=W_2/2H=0.4$, $H=2H_1$)

한 式을 付錄 A에 소개하였다. 위의 결합조건을 만족하는 경우 이 散亂定數는 다음과 같이 간단해진다.

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=S_{13}=S_{31}=S_{24}=S_{42}=0$$

$$S_{12}=S_{21}=S_{34}=S_{43}=\frac{-\sqrt{R_\pi/R_c}[1-e^{j(\theta_c+\theta_\pi)}]}{[1-(R_\pi/R_c)e^{j(\theta_c+\theta_\pi)}]}$$

$$S_{23}=S_{32}=\frac{(1-R_\pi/R_c)e^{j\theta_c}}{[1-(R_\pi/R_c)e^{j(\theta_c+\theta_\pi)}]} \quad (1)$$

$$S_{14}=S_{41}=\frac{(1-R_\pi/R_c)e^{j\theta_\pi}}{[1-(R_\pi/R_c)e^{j(\theta_c+\theta_\pi)}]}$$

여기에서 負荷抵抗 Z_1과 Z_2는 각각 $Z_1=Z_{c1}=-Z_{\pi 1}$과 $Z_2=-Z_{c2}=Z_{\pi 2}$이며 $\theta_c=\beta_c l$과 $\theta_\pi=\beta_\pi l$이다. 또 β_c와 β_π는 위상상수이고 R_c와 R_π는 2 normal mode의 mode 전압비이며 Z_{ci}과 $Z_{\pi i}$ (i=(i=1, 2)는 선로 i 의 mode 임피던스이다[8].

2. 非對稱마이크로스트립 結合器의 實現

그림 2와 같은 非對稱 2 선 4 port 마이크로스트립 方向性結合器의 實現은 non-mode converting termination (n. m. c. 또는 terminating impendance)에 대한 scattering matrix[S] (부록 B참고)와 임의의 단자임피던스Z_i로표현하는 새로운 scattering matrix[S′][7]에 의하여 가능하다. 즉[S′]는 다음과 같다.

$$[S']=\{[Z_d]+[Z_s][S]\}\{[Z_s]+[Z_d][S]\}^{-1} \quad (2)$$

여기에서 $[Z_d]$와 $[Z_s]$는 각각 Z_{di}와 Z_{si}로 구성된다 對稱行列 이고 Z_{di}와 Z_{si}는 다음과 같이 정의된다.

$$Z_{si}\triangleq\sqrt{\frac{Z_{io}}{Z_i}}+\sqrt{\frac{Z_i}{Z_{io}}}$$

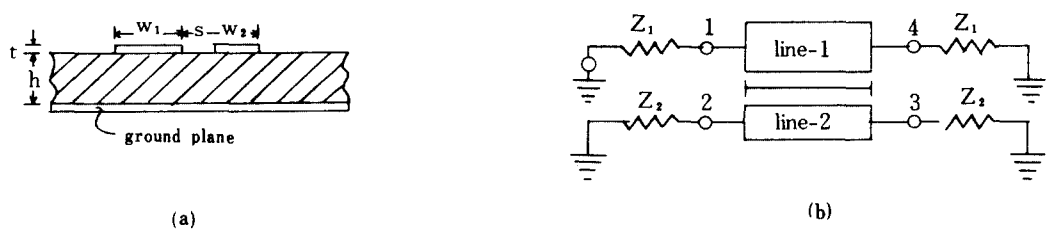
$$Z_{di}\triangleq\sqrt{\frac{Z_{io}}{Z_i}}-\sqrt{\frac{Z_i}{Z_{io}}}$$

(여기에서 Z_{io}는 선로 i 의 mode 임피던스임)

行列 $\{[Z_s]+[Z_d][S]\}^{-1}$은 일반적으로 구하기 어렵지만 $Z_1=Z_4$와 $Z_2=Z_3$로 놓고 2線路(lines)중 線路 2의 端子임피던스$Z_2=Z_3$를 고정하고 線路 1의 端子임피던스$Z_1=Z_4$만을 변화시키면

$$\{[Z_s]+[Z_d][S]\}^{-1}=\begin{bmatrix} Z_{s1}+Z_{d1}S_{11} & Z_{d1}S_{12} & Z_{d1}S_{13} & Z_{d1}S_{14} \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \\ Z_{d1}S_{14} & Z_{d1}S_{13} & Z_{d1}S_{12} & Z_{s1}+Z_{d1}S_{11} \end{bmatrix}^{-1} \quad (3)$$

이므로 이를 쉽게 구할 수 있다. 그 結果는 다음과 같다.



(a) (b)

그림 2 (a) 非對稱 2 線路 microstrip 구조의 단면적
(b) 2 線路 4 port 의 약도
(a) The cross section of asymmetric coupled 2 line microstrip structure.
(b) The schematic of 2 line 4 port).

$$
\begin{aligned}
S'_{11}&=S'_{44}=[(Z_{d1}+Z_{S1}S_{11})(Z_{S1}+Z_{d1}S_{11})-Z_{S1}Z_{d1}S_{14}^2]/\triangle\\
S'_{14}&=S'_{41}=[Z_{S1}S_{14}(Z_{S1}+Z_{d1}S_{11})-Z_{d1}S_{14}(Z_{d1}+Z_{S1}S_{11})]/\triangle\\
S'_{12}&=S'_{21}=S'_{34}=S'_{43}=[2S_{12}(Z_{S1}+Z_{d1}S_{11})-2Z_{d1}S_{14}S_{13}]/\triangle\\
S'_{13}&=S'_{31}=S'_{24}=S'_{42}=[2S_{13}(Z_{S1}+Z_{d1}S_{11})-2Z_{d1}S_{13}S_{14}]/\triangle\\
S'_{22}&=S'_{33}=S_{22}-[Z_{d1}(Z_{S1}+Z_{d1}S_{11})(S_{12}^2+S_{13}^2)\\
&\qquad -2Z_{d1}^2S_{12}S_{13}S_{14}]/\triangle\\
S'_{23}&=S'_{32}=S_{23}-[2Z_{d1}(Z_{S1}+Z_{d1}S_{11})S_{12}S_{13}\\
&\qquad -Z_{d1}^2S_{14}(S_{12}^2+S_{13}^2)]/\triangle
\end{aligned}
\tag{4}
$$

여기에서 $\triangle=(S_{S1}+Z_{d1}S_{11})^2-Z_{d1}^2S_{14}^2$

같은 방법으로, 線路 1의 端子임피던스 Z_1 을 고정하고 線路 2의 端子임피던스Z_2만을 변화시키면 다음과 같다.

에서는 $S_{11}=0$의 條件을 만족하면서 最大의 directivity를 얻기 위하여 式(4)와 (5)를 반복 적용하면 S'_{11}, S'_{13}, S'_{22} 및 S'_{23}의 最小값을 만족하

$$
\begin{aligned}
S'_{11}&=S'_{44}=S_{11}-Z_{d2}[(Z_{S2}+Z_{d2}S_{22})(S_{12}^2+S_{13}^2)-2Z_{d2}S_{12}S_{13}S_{23}]/\triangle\\
S'_{12}&=S'_{21}=S'_{34}=S'_{43}=Z_{S2}S_{12}/2-Z_{d2}[Z_{S2}^2(S_{12}S_{22}+S_{13}S_{23})+Z_{d2}^2(S_{12}S_{22}-S_{13}S_{23})\\
&\qquad +Z_{S2}Z_{d2}S_{12}(S_{22}^2-S_{23}^2+1)]/(2\triangle)\\
S'_{13}&=S'_{31}=S'_{24}=S'_{42}=Z_{S2}S_{13}/2-Z_{d2}[Z_{S2}^2(S_{12}S_{23}+S_{13}S_{22})-Z_{d2}^2(S_{12}S_{23}-S_{13}S_{22})\\
&\qquad +Z_{S2}Z_{d2}S_{13}(S_{22}^2-S_{23}^2+1)]]/(2\triangle)\\
S'_{14}&=S'_{41}=S_{14}-Z_{d2}[2S_{13}S_{12}(Z_{S2}+Z_{d2}S_{22})-Z_{d2}S_{23}(S_{12}^2+S_{13}^2)]/\triangle\\
S'_{22}&=S'_{33}=[(Z_{d2}+Z_{S2}S_{22})(Z_{S2}+Z_{d2}S_{22})-Z_{S2}Z_{d2}S_{23}^2]/\triangle\\
S'_{23}&=S'_{32}=[Z_{S2}S_{23}(Z_{S2}+Z_{d2}S_{22})-Z_{d2}S_{23}(Z_{d2}+Z_{S2}S_{22})]/\triangle
\end{aligned}
\tag{5}
$$

여기에서,

$\triangle=(Z_{S2}+Z_{d2}S_{22})^2-(Z_{d2}S_{23})^2$

위의 散乱定數를 사용하여 最適 Z_1 과 Z_2의 값을 구하는 方法 및 그 節次를 설명한다.

Gunton과 Paige[6] 가 구한 散乱定數는 同質媒質에서 구한 Cristal[5] 의 경우와 같이 $Z_1=Z_{20}=\sqrt{Z_{C1}Z_{\pi1}}$와 $Z_2=Z_{20}=\sqrt{Z_{C2}Z_{\pi2}}=-R_cR_\pi Z_1$ 인 특정한 non-mode converting(n. m. c.) 임피던스를 端子 임피던스로 갖는 散乱定數를 구하는 方法이다. 이를 사용하면 최대 isolation ($S_{11}\simeq 0$)를 얻을 수 있으나 最大 directivity의 값을 얻을 수 없다. 그러므로 非同質媒質는 Z_1과 Z_2의 값을 얻을 수 있다. 例를들면 다음과 같다. 非對稱 2線 마이크로스트립 구조의 準(quasi)TEM mode 定數는 Green函數積分을 포함한 많은 方法에 의하여 구할 수 있다. Bryant와 Weiss[10] 방법의 컴퓨터 프로그램을 확장 응용한 Lee[9] 와 Chin[7]의 정합방법에 의하여 $\varepsilon_r=2.55$인 誘電體 위에 50Ohm과 112Ohm을 정합시키는 10dB의 方向性結合器를 設計할 수 있다. 그 설계값은 다음과 같다.

$$W_1/H=2.56 \quad W_2/H=0.2 \quad S/H=0.4$$

여기에서 H는 誘電體의 높이 임

Lee方法으로 계산된 mode 定數는 다음과 같다.

mode c; $\varepsilon_r = 2.1410$, $R_c = 0.90886$,

$Z_{c1} = 58.839$ (Ohm), $Z_{c2} = 222.791$ (Ohm)

mode π; $\varepsilon_\pi = 1.8113$, $R_\pi = -4.16616$,

$Z_{\pi 1} = 25.011$ (Ohm), $Z_{\pi 2} = 94.703$ (Ohm)

n. m. c. 임피던스는 $Z_{10} = \sqrt{Z_{c1} Z_{\pi 1}} = 38.36$ Ohm과 $Z_{20} = \sqrt{Z_{c2} Z_{\pi 2}} = 145.25$ Ohm에 대한 散亂定數를 $\theta = (\beta_c + \beta_\pi) l/2$ (여기에서 $l = \lambda_g/4$ 임) 인 周波數에 대하여 付錄의 scattering式에 의하여 구하면 다음과 같다.

$\|S_{11}\|$	$\|S_{12}\|$	$\|S_{13}\|$	$\|S_{14}\|$	$\|S_{21}\|$	$\|S_{22}\|$	$\|S_{23}\|$	$\|S_{24}\|$
0.2591	0.3083	0.0422	0.9144	0.3082	0.2592	0.9143	0.0442

最適단자임피던스를 구하기 위하여 式(4)와 (5)로 부터 $S'_{11} = S'_{22} = 0$을 만족하는 公式을 유도하면

(1) $S' = 0$ 인 경우

$$Z_1 = Z_{10} \sqrt{\frac{K/2-1}{K/2+1}} \tag{6}$$

여기에서

$$K = \frac{S_{14}^2 - S_{11}^2 - 1}{S_{11}}$$

(2) $S'_{22} = 0$ 인 경우

$$Z_2 = Z_{20} \sqrt{\frac{K/2-1}{K/2+1}} \tag{7}$$

여기에서

$$K = \frac{S_{23}^2 - S_{22}^2 - 1}{S_{22}}$$

식(6)에 $Z_{10} = 38.36$ Ohm, $Z_{20} = 112$ Ohm 및 위 表의 散乱定數를 대입하면 $Z_1 = 51$ Ohm을 얻는다. 따라서 $Z_1 = 51$ Ohm과 $Z_2 = 145.25$ Ohm에 대한 새로운 散亂定數를 구하면 다음과 같다.

$\|S_{11}\|$	$\|S_{12}\|$	$\|S_{13}\|$	$\|S_{14}\|$	$\|S_{21}\|$	$\|S_{22}\|$	$\|SS_{23}\|$	$\|S_{24}\|$
0.0244	0.3195	0.0471	0.9641	0.3195	0.0613	0,9463	0.0471

다음에는 式(7)에 $Z_{10} = 51$ Ohm과 $Z_{20} = 112$ Ohm 및 위 表의 散亂定數를 대입하여 Z_2를 구하면 $Z_2 = 112$ Ohm이다. 따라서 $Z_1 = 51$ Ohm과 $Z_2 = 112$ Ohm에 대한 새로운 散亂定數를 式(5)에서 구하면 다음과 같다.

$\|S_{11}\|$	$\|S_{12}\|$	$\|S_{13}\|$	$\|S_{14}\|$	$\|S_{21}\|$	$\|S_{22}\|$	$\|S_{23}\|$	$\|S_{24}\|$
0.0158	0.3195	0.0442	0.9468	0.3185	0.0153	0.9468	0.0422

위의 表를 살펴보면 coupling $|S_{12}|$와 $|S_{14}|$는 거의 변동이 없는 반면에 反射定數 $|S_{11}|$ 와 $|S_{22}|$가 각각 11.73dB에서 36.03dB로, 11.73 dB에서 36.31dB로 크게 감소함을 알 수 있다.

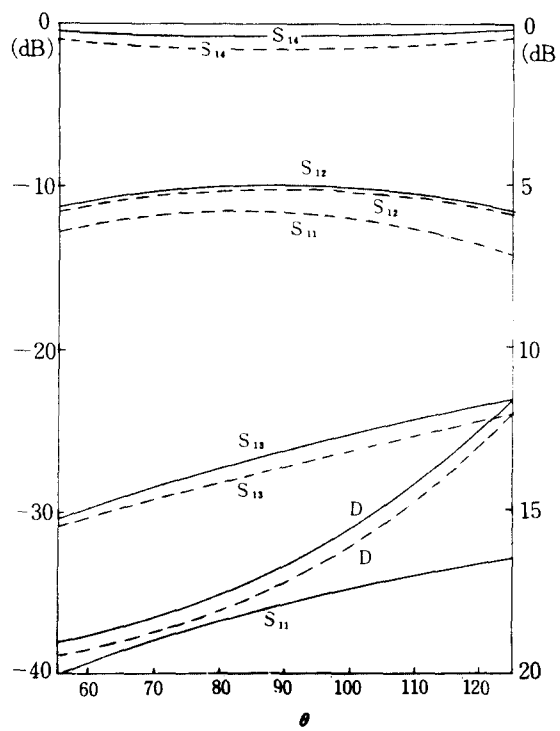


그림 3 Teflon 위에 설계된 非對稱 方向性結合器의 反射係數 $|S_{11}|$, 結合度 $|S_{12}|$, 分離度 $|S_{13}|$, 및 方向性 D의 正規化된 角周波數 特性圖

Reflection coefficient $|S_{11}|$, Coupling $|S_{12}|$, Isolation $|S_{13}|$ and Directivity D vs. normalized angle frequency for nonsymmetrical two-line coupled structure with Teflon.

- Characteristic terminations, $Z_1 = 38$ Ohm and $Z_2 = 145$ Ohm
- Optimized ternminations, $Z_1 = 50$ Ohm and $Z_2 = 112$ Ohm

Coupling, 反射係數 및 Directivity를 正規化한 角周波數 函數로 그래프를 圖示하면 그림 3과 같다.

위의 임피던스 整合節次는 2線 이상의 複數線 4 port에도 적용할 수 있다.

Ⅲ. 實驗과 考察

앞 項에서 예를 든 理論的인 設計의 結果를 실증하고져 실험의 편의상 H=1.525mm인 Teflon (ε_r=2.55)의 양면을 銅板化한 X-band용 基板 (CuClad 250type LX)을 사용하여 설계한 平面圖는 그림 4와 같다.

여기에서 W_1/H, W_2/H 및 S/H는 H에 대한 正規化 값이므로 H=1.525mm를 곱하면 W_1=3.904mm, W_2=0.61mm, S=0.305mm의 값이 된다. 結合에 관계되는 길이 $l=(\lambda_g/4)$을 中心周波數 f_0=4 GHz에 맞도록 설계하면 다음과 같다.

$$l = 3 * 10^{11}/(4 f_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}) = 13.44\text{mm}$$

여기에서

$$\varepsilon_{eff} = (\varepsilon_c + \varepsilon_\pi)/2 = 1.976$$

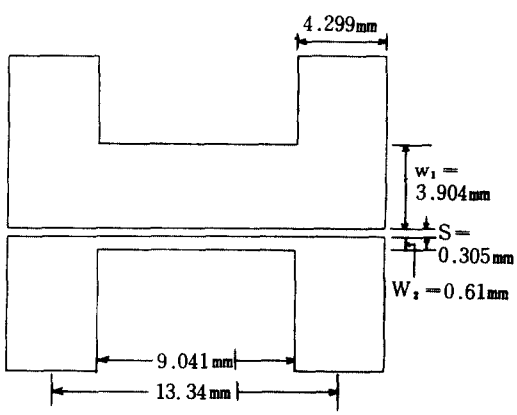


그림 4 도체판을 갖는 Teflon (ε_r=2.55) 위에 설계된 10dB 非對稱 方向性結合器의 平面圖
The plane section of 10 dB-nonsymmetrical coupler designed on Teflon (ε_r =2.55) with the copper ground.

여기에 設計된 回路는 50 Ohm과 112 Ohm의 負荷間을 정합시킬 수 있는 10dB 方向性結合器이다. 그러나 實驗의 편의상 port 兩端에 50 Ohm의 負荷를 사용하였기 때문에 SWR의 증가로 實驗그래프가 그림 3의 理論的그래프와 다소 달라지고 있으나 結合係數 $|S_{12}|$는 거의 일치한다.

反射係數($|S_{11}|$), 結合度($|S_{12}|$), 分離度($|S_{13}|$), 및 前進率($|S_{14}|$)에 관한 實驗値를 도시하면 그림 5와 같다.

이들의 그래프 값은 앞 項의 그림 3의 理論値와 比較 檢討하면 다음과 같은 事實을 알 수 있다. 즉 結合度 $|S_{12}|$와 分離度 $|S_{13}|$는 거의 일치하나 $|S_{14}|$는 導體와 誘電體에 의한 감쇄로 周波數增加에 따라 指數函數的으로 크게 감소함을 보여준다[11].

앞 項의 理論値는 無損失 傳送構造의 가정과 準 TEM mode의 전제조건하에서 구한 값이므로 實驗과 완전한 일치를 이룰 수는 없다. 그러나 回路設計의 初期값으로는 매우 적합한 값이 됨을 보여준다.

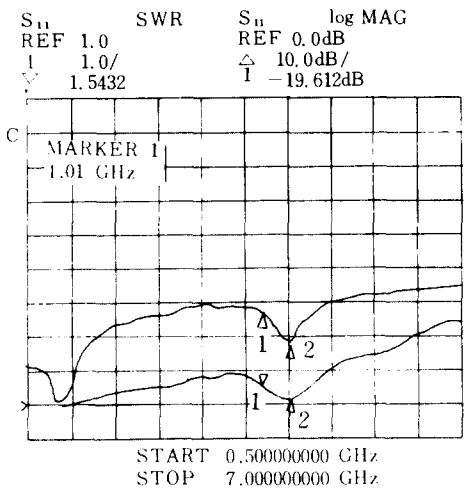
結合係數가 理論値와 比較的 잘 일치하는 것은 $|S_{12}|$에 기여하는 microstrip 線路의 길이가 $|S_{14}|$ 등에 작용하는 선로길이보다 l의 값만큼 적기 때문에 表皮電流에 의한 電力의 損失이 훨씬 적기 때문이다. 또 理論的인 l의 길이는13.34 mm(중심주파수 4 GHz에 대한) 였으나 實驗的으로 나타난 l는 3.5GHz에 더 적합한 것으로 보인다. l의 길이에 대한 理論的 定石은 어려운 일로서 microwave의 경우 實驗에 의한 Know-how 가 중요하다고 생각한다.

Ⅳ. 結 論

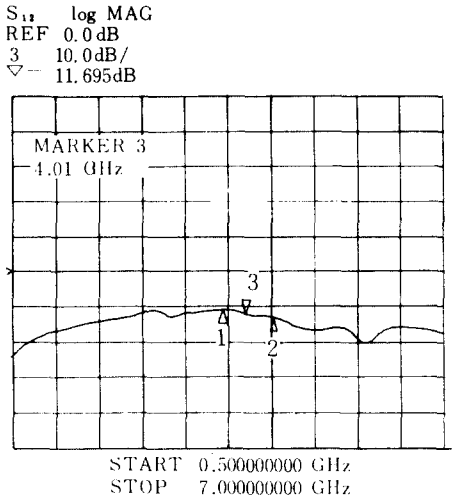
通常의 microstrip 結合器 誘電體와 導體板 사이에 誘電率이 더 높은 誘電體을 만들어서 理想的結合器를 실현할 수 있음을 시사하였다.

또 非對稱方向性結合器를 사용하여 임피던스 정합시킬 수 있음을 實例를 들어 설명하고 그의 설계방법을 제시하였다.

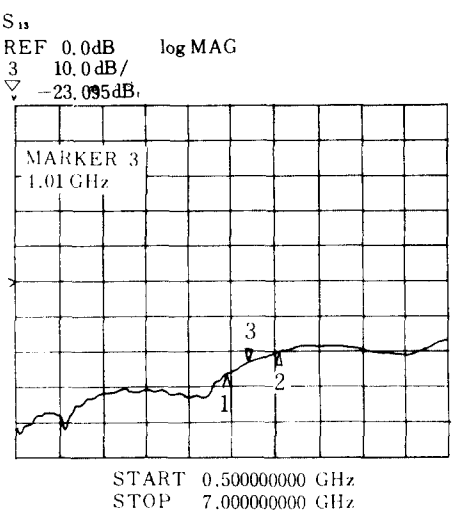
이와같은 방식은 MIC용 結合回路 設計에 큰 도움이 되리라 믿는다.



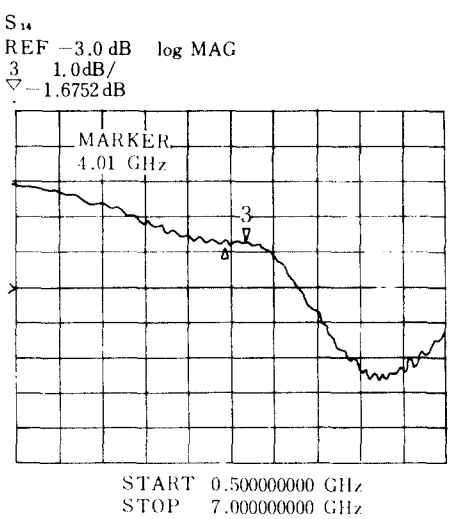
(a) 反射係數($|S_{11}|$)



(b) 結合度($|S_{12}|$)



(c) 分離度($|S_{13}|$)



(d) 前進度($|S_{14}|$)

그림 5 反射係數($|S_{11}|$), 結合度($|S_{12}|$), 分離度($|S_{13}|$) 및 前進度($|S_{14}|$)의 實驗値
The measured values of reflection coefficient ($|S_{11}|$), coupling($|S_{12}|$), isolation($|S_{13}|$), and $|S_{14}|$.

附 錄

A. 일반적인 非對稱 2線 4 port 구조를 위한 散亂定數

나음과 같은 散亂定數에 관한 定義를 사용하면

$$b) = [S]\ a]$$

여기에서,

$$a) = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \qquad b) = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

다음과 같은 結果를 얻는다.

$$\begin{aligned}
S_{11} = S_{44} = 2\{&[R_d^2 EF - (R_\pi A - R_c C)(R_\pi B - R_c D)]\cosh(\gamma_\pi + \gamma_c) l \\
&+ R_d[F(R_\pi A - R_c C) - E(R_\pi B - R_c D)]\sinh(\gamma_\pi + \gamma_c) l \\
&- [R_d^2 EF - (R_\pi A + R_c C)(R_\pi B + R_c D)]\cosh(\gamma_\pi + \gamma_c) l \\
&+ R_d[E(R_\pi B + R_c D) - F(R_\pi A + R_c C)]\sinh(\gamma_\pi - \gamma_c) l \\
&- 4 R_c R_\pi [Z_1 / (Z_{c1} Z_{\pi 1} Z_2) - Z_2 / (Z_{c2} Z_{\pi 2} Z_1)]\} / \triangle
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 4 R_c R_\pi \{&- (2 R_c / Z_{c2} \cdot J + 2 R_\pi / Z_{\pi 2} \cdot H) \\
&+ (1/Z_{\pi 2} - 1/Z_{c2})[E(R_\pi - R_c)\sinh(\gamma_\pi + \gamma_c) l + (R_\pi A - R_c C)\cosh(\gamma_\pi + \gamma_c) l] \\
&- (1/Z_{\pi 2} + 1/Z_{c2})[F(R_\pi - R_c)\sinh(\gamma_\pi - \gamma_c) l - (R_\pi B + R_c D)\cosh(\gamma_\pi - \gamma_c) l]\} / \triangle
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{14} = S_{41} = 8 R_d[&R_\pi / Z_{c1} (1/Z_2 + Z_2 / Z_{\pi 2}^2)\sinh \gamma_\pi l + 2 R_\pi / (Z_{c1} Z_{\pi 2})\cosh \gamma_\pi l \\
&- R_c / Z_{\pi 1} (1/Z_2 + Z_2 / Z_{c2}^2)\sinh \gamma_c l - 2 R_c / (Z_{\pi 1} Z_{c2})\cosh \gamma l] / \triangle
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} \\
= 8\Big[&\frac{R_d}{Z_{\pi 1}} \left(\frac{1}{\sqrt{Z_1 Z_2}} + \frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_{c1} Z_{c2}} \right) \sinh \gamma_c l - \frac{R_d}{Z_{c1}} \left(\frac{1}{\sqrt{Z_1 Z_2}} + \frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_{\pi 1} Z_{\pi 2}} \right) \sinh \gamma_\pi l \\
&- (R_c / Z_{\pi 1} \cdot G - R_\pi / Z_{c1} \cdot I)(\cosh \gamma_c l - \cosh \gamma_\pi l)\Big] / \triangle
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{22} = S_{33} = 2\{&[R_d^2 EF + (R_\pi A - R_c C)(R_\pi B - R_c D)]\cosh(\gamma_\pi + \gamma_c) l \\
&+ R_d[F(R_\pi A - R_c C) + E(R_\pi B - R_c D)]\sinh(\gamma_\pi + \gamma_c) l \\
&- [R_d^2 EF + (R_\pi A + R_c C)(R_\pi B + R_c D)]\cosh(\gamma_\pi - \gamma_c) l \\
&+ R_d[F(R_\pi A + R_c C) + E(R_\pi B + B_c D)]\sinh(\gamma_\pi - \gamma_c) l \\
&+ 4 R_c R_\pi Z_1 / (Z_{c1} Z_{\pi 1} Z_2) - Z_2 / (Z_{c2} Z_{\pi 2} Z_1))]\} / \triangle
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{23} = S_{32} = 8 R_d[&- R_c / Z_{c2} (1/Z_1 + Z_1 / Z_{\pi 1}^2)\sinh \gamma_\pi l - 2 R_c / (Z_{\pi 1} Z_{c2})\cosh \gamma_\pi l \\
&+ R_\pi / Z_{\pi 2} (1/Z_1 + Z_1 / Z_{c1}^2)\sinh \gamma_c l + 2 R_\pi / (Z_{c1} Z_{\pi 2})\cosh \gamma_c l] / \triangle
\end{aligned}$$

여기에서,

$$R_d = R_\pi - R_c$$

$$\begin{aligned}
\triangle = 8 R_c R_\pi HJ + 2[&R_d^2 E^2 + (R_\pi A - R_c C)^2 \cosh(\gamma_\pi + \gamma_c) l + 4 R_d E(R_\pi A - R_c C)\sinh(\gamma_\pi + \gamma_c) l \\
&- 2[R_d^2 F^2 + (R_\pi B + R_c D)^2 \cosh(\gamma_\pi - \gamma_c) l + 4 R_d F(R_\pi B + R_c D)\sinh(\gamma_\pi - \gamma_c) l
\end{aligned}$$

여기에서,

$$A=\frac{1}{Z_{c1}}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}+\frac{1}{Z_{\pi 2}}\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}},\qquad B=\frac{1}{Z_{c1}}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}-\frac{1}{Z_{\pi 2}}\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

$$C=\frac{1}{Z_{\pi 1}}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}+\frac{1}{Z_{c2}}\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}},\qquad D=\frac{1}{Z_{\pi 1}}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}-\frac{1}{Z_{c2}}\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

$$E=\frac{1}{\sqrt{Z_1Z_2}}+\frac{\sqrt{Z_1Z_2}}{Z_{c1}Z_{\pi 2}},\qquad F=\frac{1}{\sqrt{Z_1Z_2}}-\frac{\sqrt{Z_1Z_2}}{Z_{c1}Z_{\pi 2}}$$

$$G=\frac{1}{Z_{c1}}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}+\frac{1}{Z_{c2}}\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}},\qquad H=\frac{1}{Z_{c1}}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}-\frac{1}{Z_{c2}}\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

$$I=\frac{1}{Z_1}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_1}}+\frac{1}{Z_{\pi 2}}\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}},\qquad J=\frac{1}{Z_{\pi 1}}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}-\frac{1}{Z_{\pi 2}}\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

B. n. m. c. 임피던스를 갖는 特別한 경우의 散亂定數

그림 2과 같은 일반적인 結合 2線 4 port 구조의 散亂定數는, n. m. c. 임피던스를 端子 임피던스로 사용하면, 獨立된 個別 normal mode만을 허용할 수 있기 때문에 反射係數Γ와 傳達係數T에 의하여 구할 수 있다. 個別 mode에 대한 各 線路의 反射係數와 傳達係數는 다음과 같다.

$$\Gamma_{xj}=\frac{j\,(Z_{xj}/Z_j-Z_j/Z_{xj})\sin\theta_x}{\phi_{xj}}$$

$$T_x=\frac{2}{\phi_{xj}}$$

여기에서

$$\phi_{xi}=2\cos\theta_x+j\left(\frac{Z_{xj}}{Z_j}+\frac{Z_{j\cdot}}{Z_{xi}}\right)\sin\theta_x$$

윗 方程式의 x=c, π는 非對稱 2線 4 port 의 2個別 normal mode를 나타내고 j=1, 2는 2線路를 나타내므로 Z_{xj}는 mode x (c, π)에 대한 線路 j 의 mode 임피던스이며 Z_j는 線路 j (1,2)의 端子임피던스이다. 또 θ_x는 주어진 mode 에 대한 線路의 電氣的 길이이다.

일반적인 結合 2線 4 port 구조는 2線의 端子임피던스의 比[8]가 다음과 같이 되도록하면

$$\frac{Z_2}{Z_1}=\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}=\frac{Z_{\pi 2}}{Z_{\pi 1}}=-R_cR_\pi$$

모든 mode에 대하여 같은 比를 갖게 되므로 $\Gamma_{x1}=\Gamma_{x2}=\Gamma_x$와 $T_{x1}=T_{x2}=T_x$가 된다.

여기에서 R_c와 R_π는 각각 c와 π mode에 대한 線路 1에 대한 線路 2의 電壓比이며 電壓固有벡터의 行列은 다음과 같다.

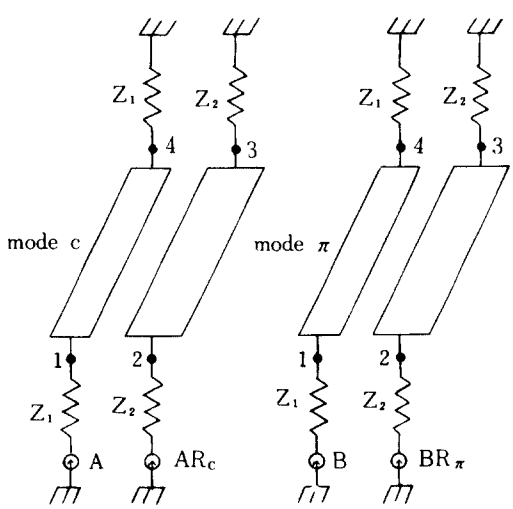


그림 B 散亂定數의 유도를 위한 電源과 端子임피던스 Sources and terminations used to derive the scattering parameters).

$$[M_V]=\begin{bmatrix} A & B \\ AR_c & BR_\pi \end{bmatrix}$$

電源電壓과 端子임피던스를 그림 B와 같이 연결하면 散亂定數를 쉽게 구할 수 있다. Port 1의 總電源電壓V_1은 1 (V)가 되고 다른 port의電壓V (j =2, 3, 4)는 0 (V)가 되도록 하면

$$A+B=1$$

$$AR_c+BR_\pi=0$$

이므로

$$A=-\frac{R_\pi}{R_d},\quad B=-\frac{R_c}{R_d}$$

여기에서

$$R_d=R_c-R_\pi$$

따라서 散亂定數는 다음과 같이 된다.

$$S_{11}=S_{44}=A\Gamma_c+B\Gamma_\pi=\frac{R_c\Gamma_\pi-R_\pi\Gamma_c}{R_c-R_\pi}$$

$$S_{12}=S_{21}=S_{34}=S_{43}=(AR_c\Gamma_c+BR_\pi\Gamma_\pi)\sqrt{\frac{Z_{10}}{Z_{20}}}$$

$$=\sqrt{-R_cR_\pi}\ \frac{\Gamma_c-\Gamma_\pi}{R_c-R_\pi}$$

$$S_{14}=S_{41}=AT_c+BT_\pi=\frac{R_cT_\pi-R_\pi T_c}{R_c-R_\pi}$$

$$S_{13}=S_{31}=S_{24}=S_{42}=(AR_cT_c+BR_\pi T_\pi)\sqrt{\frac{Z_{10}}{Z_{20}}}$$

$$=\sqrt{-R_cR_\pi}\ \frac{T_c-T_\pi}{R_c-R_\pi}$$

같은 方法으로 $V_2=1$ (V)로 하고 V (j=1, 3, 4) = 0으로 놓으면

$$A=\frac{1}{R_c-R_\pi},\quad B=\frac{-1}{R_c-R_\pi}$$

이다. 따라서 散亂定數는 다음과 같다.

$$S_{22}=S_{33}=AR_c\Gamma_c+BR_\pi\Gamma_\pi=\frac{R_c\Gamma_c-R_\pi\Gamma_\pi}{R_c-R_\pi}$$

$$S_{23}=S_{32}=AR_cT_c+BR_\pi T_\pi=\frac{R_cT_c-R_\pi T_\pi}{R_c-R_\pi}$$

본 논문은 문교부학술연구조성비에 의하여 행하여진 논문입니다.

參 考 文 獻

(1) Ed., L. Young, "Parallel coupled lines and directional couplers," Artech house, Inc. 1972.

(2) J. A. G. Malherbe, "Interdigital directional couplers with an odd or even number of lines and unequal characteristic impedances," Electronics letters, vol. 12, pp. 464-465; September 1976.

(3) N. G. Alexopoulos and S. A. Maas, "Characteristics of microstrip directional couplers on anisotropic substrates," IEEE Trans. vol. MTT-30, pp. 1267-1270; August 1982.

(4) A. Presser, "Interdigitated microstrip coupler design," IEEE Trans. vol. MTT-26, pp. 795-801; October 1978.

(5) E. G. Cristal. "Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedance," IEEE Trans. vol. MTT-14, pp. 337-346; July 1966.

(6) D. J. Gunton and E. G. S. Paige, "An analysis of the general asymmetric directional coupler non-mode-converting terminations," IEE J. Microwave, Optics and Acoustics, vol. 2, pp. 31-36; January 1978.

(7) V. K. Tripathi and Y. K. Chin, "Analysis of the general nonsymmetrical directional coupler with arbitrary terminations," IEEE Proc., vol. 129, Pt. H, no. 6, pp. 360-362; December 1982.

(8) V. K. Tripathi, "Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium," IEEE Trans., vol. MTT-23, pp, 734-739; 1975.

(9) H. J. Lee, "Ph. D. Thesis," Electrical & Computer Eng. Dept., O. S. U. 1983.

(10) T. G. Bryant and J. A. Weiss, "MSTRIP (parameters of microstrip)," IEEE Trans. vol. MTT-19, pp. 418-419; April 1971.

(11) K. C. Gupta, R. Garg and I. J. Bahl, "Microstrip losses," Microstrip lines and slot lines, pp. 66-70, Artech house, 1979.

陳 年 鋼(Youn Kang CHIN) 正會員
1934年 3月11日生
韓國航空大學通信工學科 卒業
美國 Oregon 州立大學(工學碩士)
美國 Oregon 州立大學(工學博士)
韓國航空大學通信·電子工學科教授
英國航空電子研究所 研修
美國 Cubic 通信電子會社(研究員)
現在：檀國大學校電子工學科教授
韓國通信學會 名譽會長