
마이크로스트립 - 슬롯 선로간의 트랜지션에 관한 연구

이동철* · 이문수*

A Study on the Microstrip-Slotline Transition

Dong-Cheol Lee* · Mun Soo Lee*

요 약

마이크로스트립 - 슬롯 선로 트랜지션이 스펙트럼 영역에서 해석하였으며, 5GHz에서 두 선로의 각도와 스텐더브 형태를 변화시킨 여러 가지의 트랜지션을 설계, 제작하였다. 트랜지션의 실험결과는 스펙트럼 영역에서의 해석결과와 상당히 일치하였다.

ABSTRACT

Microstrip - slot line transitions are analyzed in the spectral domain. Some kinds of transitions which depend on the orientation angle between two lines and the stub types are designed and fabricated at 5GHz. It is shown that experiment results of the transition are in good agreement with those obtained from spectral domain analysis.

1. 서 론

슬롯선로는 밀리미터파대에서 사용되는 Fin line 회로, 안테나의 급전등 각종 회로에 사용되므로 이들을 마이크로스트립 회로와 연결할 때 임피던스 정합을 위한 트랜지션이 필요하다. 마이크로스트립-슬롯선로 트랜지션은 Seymour B. cohn^[1]이 처음으로 슬롯 선로를 MIC 회로 설계에 도입한 이래로 많은 연구가 진행되고 있다. 특히 Yahia M. Anter^[2]는 스펙트럼 영역을 이용한 해석으로부터 마이크로스트립-슬롯선로 트랜지션의 등가회로를 제시하였다. 스펙트럼 영역에서 트랜지션을 해석시 두 선로가 임의의 각도로 결합되었을 때도 해석이 가능하게 되고, 높은 주파수 대역에서도 해석할 수 있는 장점이 있다.

본 연구에서는 Yahia M. Anter^[2]의 스펙트럼영역에서 트랜지션을 해석한 이론을 사용하여 두 선로가 직각($\theta_s=0^\circ$)으로 연결되었을 때와 임의의 각도($\theta_s=10^\circ$)로 연결되었을 때의 트랜지션을 해석하고, 설계, 제작하였다. 그리고 대역폭을 증가시키고 정합 특성을 개선하기 위해 마이크로스트립 스텐더브의 임피던스와 마이크로스트립 선로 임피던스를 다르게 한 경우와 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로에 원형 스텐더브를 사용한 경우에 대해 각각 설계, 제작하였다. 트랜지션에 사용되는 기판은 슬롯 선로의 방사 손실을 가급적 작게 하기 위해 유전율이 비교적 큰 것이 요구되므로 유전율이 10.5인 기판을 사용하였다.

* 경상대학교 전자공학과

II. 스펙트럼 영역의 트랜지션 해석

2-1 스펙트럼 영역 해석

마이크로스트립 선로와 슬롯 선로는 그림 1과

같이 $90^\circ + \theta_s$ 만큼 기울어져 접속되어 있다고 하고, 해석을 단순화하기 위하여 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로는 양방향에서 무한대 범위에 있다고 가정하면, 개방된 슬롯선로 진행파 전계는

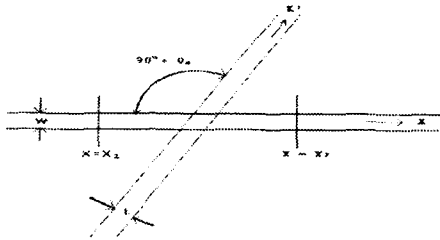


그림 1. 트랜지션의 기하학적 모양
Fig. 1 The Geometric Structure of Transition

$$\begin{aligned} \vec{E}_{sy} &= \vec{E}_s \exp(-j\beta_s x), \quad x > 0 \\ &= \vec{E}_s \exp(j\beta_s x), \quad x < 0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (1)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 β_s 는 슬롯 선로의 전파 정수이다. 또한 슬롯 결합전과 후의 마이크로스트립의 전계와 자계는

$$\begin{aligned} \vec{E}^- &= V_m \{ \exp(-j\beta_m x) + \Gamma \exp(j\beta_m x) \} \vec{e}(y, z) \\ \vec{H}^- &= V_m Y_m \{ \exp(-j\beta_m x) + \Gamma \exp(j\beta_m x) \} \vec{h}(y, z) \\ \vec{E}^+ &= V_m T \exp(-j\beta_m x) \vec{e}(y, z) \\ \vec{H}^+ &= V_m T Y_m \exp(-j\beta_m x) \vec{h}(y, z) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2)$$

로 나타낼 수 있다. 위 식에서 \vec{E}^- , \vec{H}^- 는 $x < x_1$ 지역에서 전계와 자계를 나타내고, \vec{E}^+ , \vec{H}^+ 는 $x > x_2$ 지역에서의 전계와 자계를 나타낸다. 전자계원은 $x = -\infty$ 에 위치하며, V_m 은 입사전압의 크기이고, Γ 는 슬롯 선로의 불연속성에

의해 일어나는 반사계수, Y_m 과 β_m 은 마이크로스트립의 특성 어드미턴스와 전파정수이다. 그리고 $\vec{e}(y, z)$, $\vec{h}(y, z)$ 는 마이크로스트립 선로의 정규화된 모드 벡터들이다.

$$\int \int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}(y, z) \times \vec{h}(y, z) \cdot \vec{x} \, dydz = 1 \dots\dots (3)$$

따라서, 식 (3)의 정규화 조건과 가역정리를 이용하면 식 (4)와 식 (5)와 같이 반사계수 Γ 와 전송계수 T 를 구할 수 있다.

$$\Gamma = -\frac{V_s}{2V_m} [T_1 \cos \theta_s + T_2 \sin \theta_s] \quad \dots\dots (4)$$

$$T = 1 + \frac{V_s}{2V_m} [T_1 \cos \theta_s - T_2 \sin \theta_s] \quad \dots\dots (5)$$

여기서 V_s 는 $x' = 0$ 위치에서 슬롯 선로의 전압이며,

$$V_s = -E_s t \quad \dots\dots (6)$$

이고, t 는 슬롯 선로의 폭이다. 그리고 T_1 과 T_2 는

$$T_1 = 2j\beta_s \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\overline{h}_y(K_y, 0)}{\{(K_y \cos \theta_s + \beta_m \sin \theta_s)^2 - \beta_s^2\}} dk_y \quad \dots\dots (7)$$

$$T_2 = 2j\beta_s \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\overline{h}_x(K_y, 0)}{\{(K_y \cos \theta_s + \beta_m \sin \theta_s)^2 - \beta_s^2\}} dk_y \quad \dots\dots (8)$$

이다.

2-2. 등가 회로

그림 2는 $90^\circ + \theta_s$ 만큼 기울어져 접속된 마이크로스트립-슬롯 선로 트랜지션의 일반적인 등가회로를 나타낸 것이다.

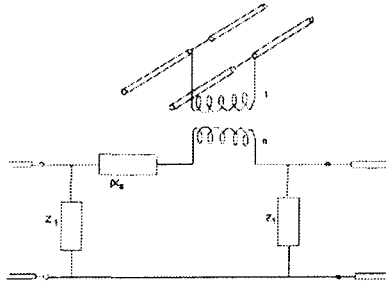


그림 2. 트랜지션에 대한 등가회로
Fig. 2 The Equivalent Circuit for Transition

슬롯선로 트랜지션 부분의 마이크로스트립 선로상 전압변화는

$$\nabla V = (1 + \Gamma)V_m - TV_m \quad \dots\dots (9)$$

이며, 위식 (11)과 (12)을 대입하면,

$$\frac{\nabla V}{V_s} = -T_1 \cos \theta_s \quad \dots\dots (10)$$

이다. 여기서 T_1 은 일반적으로 복소수이므로 트랜지션 부분의 마이크로스트립 선로상의 전압 ∇V 와 슬롯전압 V_s 사이에 위상차가 존재한다. 이것은 π 형 결합회로에서 이상적인 변압기에 직렬로 리액턴스(jX_s) 성분을 포함해야 한다. 변압기의 권선비 n 과 X_s 는

$$\frac{n^2 Z_{slot} + jX_s}{n Z_{slot}} = -T_1 \cos \theta_s = \gamma + j\delta \quad \dots\dots (11)$$

의 관계식으로부터 구할 수 있다.

여기서 Z_{slot} 은 마이크로스트립 선로와의 접합부에서 슬롯 선로의 등가 임피던스, 즉 $Z_{os}/2$ 와 같으며, Z_{os} 를 실수라고 가정하면,

$$n = \gamma = \text{real}(T_1 \cos \theta_s) \quad \dots\dots (12)$$

$$X_s = \frac{1}{2} n \delta Z_{os} = \frac{1}{2} \gamma \delta Z_{os} \quad \dots\dots (13)$$

이고, 선로 전류 불연속성에 의한 병렬 임피던스 Z_1 은

$$\bar{Z}_1 = \frac{Z_1}{Z_{om}} = \frac{1 + \Gamma + T}{1 - \Gamma - T} = \frac{2 - RT_2 \sin \theta_s}{RT_2 \cos \theta_s} \quad \dots\dots (14)$$

여기서 $R = V_s/V_m$ 이고, Z_{om} 은 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스이다. R 을 구하기 위해, $T_2 \ll T_1$ 이라 가정하고,

$$\bar{y}_{12} = \frac{-2T}{(1 + \Gamma)^2 - T^2} = \frac{Z_{om}}{jX_s + \gamma^2 \frac{Z_{os}}{2}} \quad \dots\dots (15)$$

라 할 때, 식 (4), (5), (15)를 이용하면,

$$R = \frac{1}{(\bar{y}_{12} - \frac{1}{2})T_1 \cos \theta_s} \quad \dots\dots (16)$$

로 계산된다.

2-3 권선비와 직렬 리액턴스

앞의 식 (12)과 식 (13)을 이용하여 유전율 10.5, 마이크로스트립 선로 폭 0.57mm, 슬롯선로 폭 0.21mm, 중심주파수 5GHz에 대한 권선비 n 과 직렬 리액턴스 값을 계산할 수 있다. 그림 3은 $\theta_s = 0^\circ$ 로 하고 기판의 두께를 변화시켰을 때 권선비의 변화이다. 이 그림에서 기판의 두께가 증가할수록 n 의 값이 감소함을 알 수 있다.

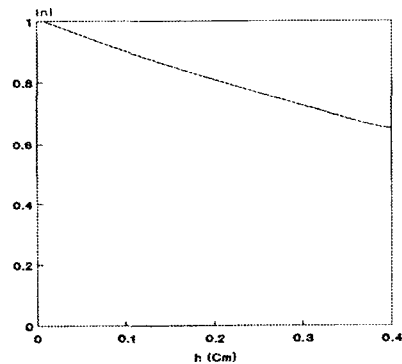


그림 3. 유전체 두께에 대한 n 변화
Fig. 3 The Variation of n with Dielectric Thickness

그림 4는 θ_s 에 대한 권선비 n 의 변화와 정규화된 리액턴스의 변화를 나타낸 것인데 θ_s 가 0° 일 때 n 의 값이 최대가 되며, θ_s 가 감소할수록 권선비 n 의 값은 증가하고, 직렬 리액턴스는 감소한다.

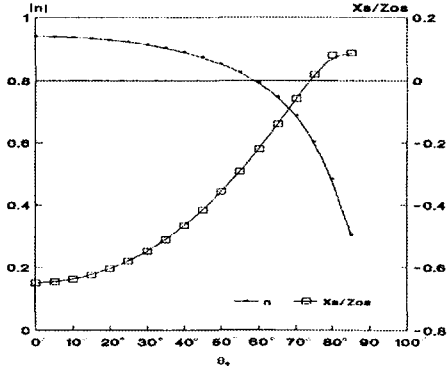


그림 4. θ_s 에 대한 n 과 직렬 리액턴스 변화.
Fig. 4 The Variation of n and Reactance with θ_s

III. 트랜지션 설계 및 특성측정

3-1. 트랜지션 설계

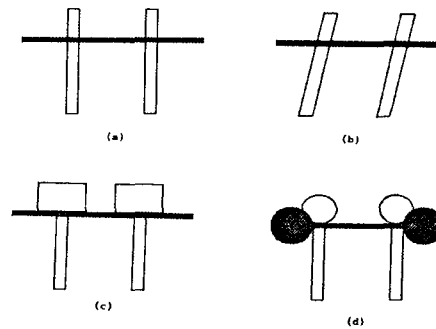
앞에서 구한 식으로부터 마이크로스트립-슬롯선로간의 트랜지션을 θ_s 가 0° 와 θ_s 가 10° 일때의 트랜지션을 설계하였다. 슬롯선로와 마이크로스트립 선로의 스텔브 길이는 $\lambda/4$ 로 한다. 트랜지션의 중심 주파수는 5GHz로 하고, 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스는 50Ω , 슬롯 선로의 특성 임피던스는 70Ω 으로 하였다. 트랜지션의 설계값은 표 1과 같다.

표 1. 트랜지션의 설계값
Table 1. The Calculation Value of Transition

구 분	슬롯 선로	마이크로 스트립선로
입,출력 길이		8.0mm
폭	0.2mm	0.6mm
특성임피던스	50Ω	70Ω
$\lambda/4$ 길이	7.8mm	5.6mm
트랜지션간거리	15.0mm	

* 주파수: 5GHz, 유전율: 10.5, 기판두께: 0.64mm

표 1의 설계값으로 제작될 마이크로스트립-슬롯 선로간의 트랜지션 모양은 그림 5와 같다. 그림 5는 측정시 편의를 위해 두 개의 트랜지션이 back-to-back 으로 연결된 것이다. (a)는 θ_s 가 0° 로 연결된 것이고, (b)는 θ_s 가 10° 로 연결되었을 때의 그림이다. (c)는 대역폭을 넓히기 위해 $\lambda/4$ 마이크로 스트립 스텔브의 임피던스를 18Ω 으로 한 것이다. 즉 (c)에서 $\nu = Z_{ss} / 50\Omega$ 이고, $w = 50\Omega / Z_{mm}$ 이라 하면(여기서 Z_{ss} 는 슬롯 스텔브의 특성 임피던스이고, Z_{mm} 은 마이크로스트립 스텔브의 특성 임피던스이다), 두 임피던스들 사이의 관계가 $w = 2\nu$ 일 때 -0.97dB 의 대역폭으로 최적의 대역폭을 가지며, 대역내 정합특성도 좋아진다.^[3] (d)는 대역폭을 넓히기 위해 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로에 원형 스텔브를 단 것이다. 원형 스텔브를 단 것의 대역폭 관계는 그림 6과 같다.^[3] 이 그림에서 최대의 대역폭을 가지는 마이크로스트립스텔브의 직경을 5mm, 슬롯스텔브의 직경을 6mm로 하여 설계하였다.



(a) $\theta_s = 0^\circ$ (b) $\theta_s = 10^\circ$
(c) 18Ω Stub (d) Circular Stub

그림 5. 트랜지션의 제작도
Fig. 5 The Construction of Transition

그림 7과 8은 $\theta_s = 0^\circ$, $\theta_s = 10^\circ$ 일 때 계산된 트랜지션의 전압 정재파비와 삽입손실이다.

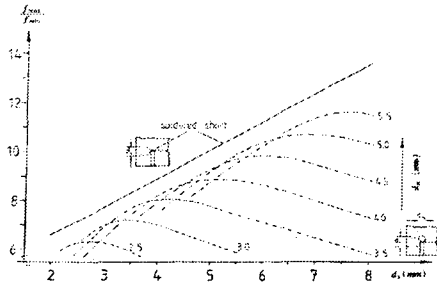


그림 6. 원형스터브 직경과 대역폭 관계
Fig. 6 The Concern with Bandwidth and Diameter of Circular Stub

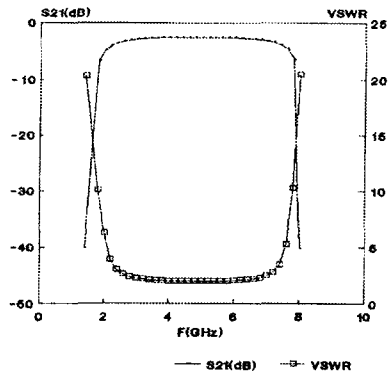


그림 7. $\theta_s = 0^\circ$ 의 전압정재파비와 삽입손실 계산값
Fig. 7 The Calculation Value of VSWR and Insertion Loss with $\theta_s = 0^\circ$.

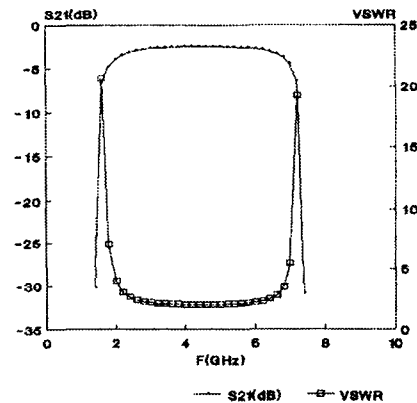


그림 8. $\theta_s = 10^\circ$ 의 전압정재파비와 삽입손실 계산값
Fig. 8 The Calculation Value of VSWR and Insertion Loss with $\theta_s = 10^\circ$.

3-2 제작 및 특성 측정

트랜지션에 사용되는 기판은 유전체 손실과 복사 손실을 적게 하기 위해 $\tan \delta$ 값은 작을수록 유전율은 클수록 좋다. 특히 슬롯 선로의 방사손실을 최소화하기 위해 높은 유전체 기판을 사용하는 것이 좋다. 따라서 본 연구에서는 유전율이 10.5인 기판을 사용하였다. 제작된 트랜지션의 삽입손실 특성은 그림 9와 같다.

그림 9의 측정결과를 보면, 이론적인 설계치와 같이 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로간의 θ_s 가 0° 일때가 10° 인 경우보다 대역폭이 넓어지고 정합 특성도 좋아짐을 알 수 있다. 이것은 θ_s 가 0° 일 때 권선비 n 이 최대가 되어 결합율이 최대가 되기 때문이다.

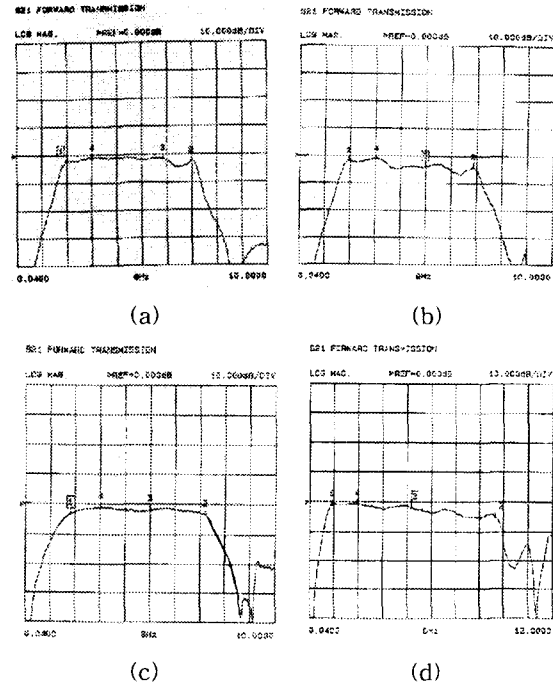


그림 9. 측정된 트랜지션의 삽입손실
Fig 9. The Measured Insertion Loss of Transition
(a) $\theta_s = 0^\circ$ (b) $\theta_s = 10^\circ$
(c) 18Ω Stub (d) Circular Stub

그리고 최적의 마이크로스트립 스텐브 임피던스를

18Ω으로 한 경우는 마이크로스트립 선로와 스테르브의 임피던스를 같게 한 경우보다 약 10% 정도의 대역폭과 정합특성이 개선되고, 원형 스테르브를 사용하면 대역폭이 약 30% 정도 더 개선됨을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 연구에서는 여러 가지 마이크로스트립-슬롯 선로 트랜지션을 설계하고 정합특성을 실험적으로 고찰하였다. 스펙트럼 영역을 사용하여 마이크로스트립-슬롯 선로 트랜지션을 해석할 때 임의의 θ_s 에서도 트랜지션 특성을 해석할 수 있다. 그리고 트랜지션은 두선로의 각도가 θ_s 가 0° 인 경우가 가장 좋은 특성을 가짐을 실험적으로 확인하였다. 대역폭 개선을 위해 마이크로스트립 스테르브 임피던스를 18Ω으로 한 경우와 원형 스테르브를 사용한 경우 각각 약 10%와 약 30% 정도 대역폭 개선 효과가 있음을 확인할 수 있었다.

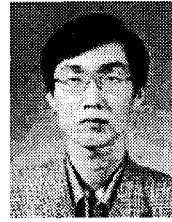
마이크로스트립-슬롯 선로 트랜지션은 슬롯 선로의 방사 손실을 최소로 하기 위해 유전율이 큰 기판을 사용해야 한다. 마이크로스트립-슬롯선로간의 트랜지션을 이용할 경우 다층구조의 MIC 또는 MMIC를 제작할 수 있어 기판의 효율성을 높이고, 밀리미터파 기기가 보다 소형화 될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] S. B. Cohn, "Slot line on a dielectric substrate." IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. MTT-17. PP 768-778. 1969.
- [2] Yahia M. M. Antar, Arun K. Bhattacharyya, Apisak Ittipiboon. "microstrip/slotline transition Analysis Using the Spectral Domain Technique." IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. MTT-40. March. pp. 515-523. 1992
- [3] Bernd schuppert. "microstrip/slotline transition : modeling and experimental investigation." IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. Aug-8. pp. 1272-1282. 1989

- [4] Wolfgang Schwab, Wolfgang Menzel. "on the Design of microwave Coponents Using Multilayer Structures " IEEE. Microwave Theory Tech. vol. MTT-40. PP 67-72. Jan 1992.

저 자 소 개



이동철(Dong-Cheol Lee)

1992년 2월 경상대학교 전자재료공학과 졸업
1994년 2월 경상대학교 전자공학과(공학석사)
1994년 8월~1997년 12월 금호정보통신 연구소 연구원

1997년~현재 데이콤종합연구소 주임연구원
1997년~현재 경상대학교 전자공학과 박사과정
※관심분야 : 이동통신, 마이크로파, 안테나, WLAN

이문수(Mun-Soo Lee)

1970년 2월 한국항공대학교 항공통신공학과(공학사)
1980년 2월 한양대학교대학원 전자통신학과(공학석사)
1984년 8월 한양대학교대학원 전자통신공학과(공학박사)
1981년 3월~1986년 2월 제주대학교 통신공학과 부교수
1986년 8월~1987년 8월 미국 COMSAT 연구소 연구원
1986년 3월~현재 경상대학교공과대학 전자공학과 교수
1997년 9월~1999년 8월 경상대학교 부설 정보통신 연구센터 소장
1998년 8월~2000년 7월 영남지부 전자파학회 지부장
※관심분야 : 이동통신, 마이크로파, 안테나 GIS 등