

스트립선로와 마이크로 스트립선로의
T-Junction 불연속 특성에 관한 연구

전주성 백득수 나영진 윤의중 양승민
송실대학교 전자공학과

A study on T-Junction discontinuity effects of the strip line and the microstrip line

J. S. Jeon, D. S. Baek, Y. J. La, U. J. Yoon, S. I. Yang
Dept. of Electronic Eng., Soong Sil University

Abstract

The purpose of this study is to evaluate the discontinuity effects of two kinds of transmission lines, i.e. the strip line and the microstrip line which are popular transmission structures.

제1장 서론

마이크로웨이브 에너지를 전송하는 선로에는 여러가지 종류가 있다. 그중 가장 대표적으로 쓰이는것은 도파관(waveguide), 동축선로(coaxial line), 스트립과 마이크로스트립 선로등이 있다. 이러한 마이크로웨이브에서 사용되는 전송선로 중에서 평면전송선로(planar transmission line) 구조를 갖는 스트립선로와 마이크로 스트립선로는 마이크로웨이브 집적회로(MIC, Microwave Integrated Circuit) 기술의 확장을 유도할 수 있음으로써 유용하게 사용된다.

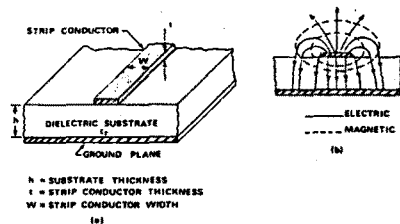
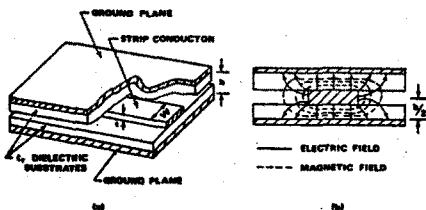
그리고 모든 전송선로들은 완전하게 불연속한 단면을 가진 일치선 형태의 전송구조를 절대적으로 가지게 될 수 없을 것이다. 즉 어떤 경우에서나 불연속이 전송선로에 발생될 것이다.

이같은 불연속들은 전계(electric field)와 자계(magnetic field)의 분포에서 변화를 불러 일으키며, 이때 변경된 전계와 자계의 분포는 동가의 캐패시턴스와 인덕턴스로 나타낼 수 있다. 1.

그러므로 본 논문에서는 T-junction 괴갈은 불연속에 따른 스트립선로와 마이크로 스트립선로의 기생 리액턴스(parasitic reactance) 특성들은 산란파라미터(Scattering parameter)로서 비교 해석하고자 한다.

제2장 스트립선로 와 마이크로 스트립선로의 특성비교

(그림1)에서 스트립선로 와 마이크로 스트립선로의 기본적인 구조가 도제되었다.



(그림1) 스트립과 마이크로 스트립선로

(그림1)에서 도제된바와 같이 스트립선로는 상하 도체기판 사이로 스트립 도체가 유전체내에 존재한다. 따라서 상하 도체로 차폐되므로 방사 손실이 없고 외부잡음에서 완전히 차폐시킬 수 있으나 마이크로 웨이브 집적회로를 구성하는데는 불편하다. 상하 도체기판 사이에 스트립도체가 유전체(dielectric material)내의 중앙에 존재하므로 Field Line 은 스트립도체와 도체기판 사이에서 완전하게 포함된다. 그러므로 스트립도체를 따라서 전파되는 모드(mode)는 완전한 TEM 모드이다.

이와는 달리 마이크로 스트립선로는 도체기판 위에 유전체판을 놓고 그위에 도체선로를 부착 시킨것으로 보통 유전체 기판에 금속막을 증착시켜서 만든다. 실제적인 유전체로서 마이크로파 유전체 손실이 작은 알루미나($\epsilon_r=9.5$), 테프론($\epsilon_r=2.3$) 등이 사용되나 최근에는 페라이트(ferrite), 사파이어(sapphire), GaAs 등을 이용하는 마이크로 스트립도 개발되고있다. 2.

그리고 스트립 선로와는 달리 마이크로 스트립 선로에서는 스트립도체가 개방상태로 존재하므로, Field Line 도 스트립도체와 도체기판 사이에서 완전하게 포함되지 않는다. 그래서 마이크로 스트립 선로에서 전파되는 모드는 Quasi-TEM 모드로 가정된다. 이는 마이크로 스트립 선로를 분석하는데 있어 복잡하고 광대한 계산을 필요로하나, 비유전율이 높고 스트립선로의 폭이 유전체 기판의 두께보다 과히 증지 않는경우 TEM 모드에 매우 가까운 전송모드로 전송되기 때문에 파형 왜곡이 매우 적은 마이크로파 전송이 가능하다. 그리고 구조의 치수가 작기때문에 동축선로에 비해서 고차 모드의 차단 주파수가 매우 높아지고 높은 주파수대까지 사용 가능하며 또한 제작이 용이한 장점을 갖는 반면에, 손실이 크고 방사손(radiation loss)이 생기는 것을 들 수 있다. 이러한 결점은 손실이 적고 비유전율이 큰 유전체의 개발로 보완되어 특성이 좋은 마이크로 스트립 선로를 만들 수 있게되어 널리 실용화 되고있다.

2-1. 스트립선로의 특성임피던스

스트립선로에서는 에너지가 완전한 TEM 모드로 스트립선로를 따라서 전파되므로, 위상속도 V_p 와 특성임피던스 Z_0 가 다음과 같이 주어진다.

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

$$Z_0 = \frac{1}{V_p C} \quad (2)$$

여기에서 c 는 광속도, ϵ_r 는 비유전율, C 는 선로의 단위 길이당 캐패시턴스이다.

(2)식에서 위상속도 V_p 는 유전체 매질에 따라서 결정되므로 매질의 종류와 캐패시턴스 C 를 알면 특성임피던스를 알수있다.

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 30 \ln \left[1 + \frac{4}{\pi} \frac{b-t}{W} \left[\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W} + \sqrt{\left(\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W} \right)^2 + 6.27} \right] \right] \quad (3)$$

$$\frac{W}{b-t} = \frac{W}{b-t} + \frac{\Delta W}{b-t}$$

$$\frac{\Delta W}{b-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0.0796 x}{W/b + 1.1x} \right)^m \right] \right\} \quad (4)$$

$$m = 2 \left[1 + \frac{2}{3} \frac{x}{1-x} \right]^{-1} \quad x = W/b$$

2-2. 마이크로 스트립 선로의 특성임피던스와 실호 유전율

앞서 지적한 바와같이 마이크로 스트립 선로에서 air-dielectric interface의 존재는 Quasi-TEM(준 TEM)모드로 마이크로 스트립 선로에서의 전파의 모드를 수정케한다. 그래서 일반적인 TEM 전송선로와는 달리 경계조건이 복잡하기 때문에 해석은 용이하지가 않다. 3.

유전체가 없는 경우, 즉 유전체의 비유전율을 1로했을때 스트립 선로의 특성임피던스를 표시하는 식은 복잡한 계산을 필요로 하므로 여러가지 근사식이 유도되고 있다. 4.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) & (W/h < 1) \\ \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} & (W/h > 1) \end{cases} \quad (5)$$

여기서 $\eta = 120\pi \text{ ohm}$, 이며 마이크로 스트립에서는 유전체의 비유전율이 1이 아니므로 공기인 경우에는 별도로 해석해야 하지만 실제로는 보통, 공기의 경우에서 얻은 식을 그대로 이용한다.

일반적으로 선로내에 유전체를 넣으면 분포 용량이 증가하여 전 공간을 비유전율이 ϵ_r 인 유전체로 채우면 분포 용량은 정확히 공기인 경우의 ϵ_r 배가되며 특성임피던스는 (5)식처럼 공기인 경우의 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 가 된다.

실제 마이크로 스트립에서는 유전체가 도체기판과 스트립선로와의 사이에 놓이고 선로 주위의 공간을 극부적으로 충만시키고 있게 되므로 분포용량이나 특성임피던스는 위의 두 경우의 값의 중간치를 가지게된다. 이 경우 w/h 에 따라서 변화하는 실호 비유전율(effective dielectric constant) ϵ_{re} 를 구하여서 (5)식의 단

대신에 사용하면 된다. 이렇게 하면 실제 마이크로 스트립의 특성임피던스는 공기인 경우의 $1/\sqrt{\epsilon_{re}}$ 배가 되어 선로 파장은 $1/\sqrt{\epsilon_{re}}$ 배로 단축 된다.

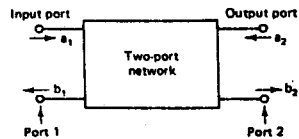
$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 10h/W)^{-1/2} \quad (6)$$

제3장 산란 파라미터(scattering parameter)개념.

일반적으로 초고주파용 회로명을 설계하기가 해석하는데 있어서 ABCD파라미터, z, y, h 등의 파라미터를 사용하는데, 이 파라미터들은 각단차에서 전압, 전류등의 관계를 규정짓는다. 마이크로파 주파수대의 파장은 일반소자들의 크기와 비슷하게 되어서므로 같은시각에 동일선로상의 각점에서의 전압과 전류의크기가 다른개념이다.

그러므로 각단차에서 크크기를 임의적으로 정의하기가 거의 불가능해진다. 또한 마이크로파 주파수대에서는 일정한 단락과 개방을 실현하는것이 무척이러우므로 전압과 전류를 측정하는 방법이 힘들다.

이와같은 난제를 타개하기 위해서 진행파(travelling wave)개념을 도입한 산란파라미터가 널리사용 되고있다.



(그림 2) 2단차에서의 입사파와 반사파

산란파라미터의 개념을 (그림 2)와 같은 방법으로 조합하면 식(7)에 의해서 다음과 같은 식(7)으로 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (8)$$

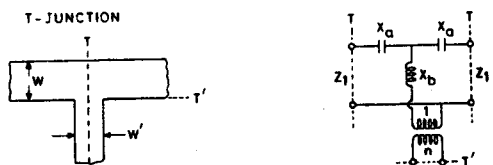
여기서 S_{11} 은 반사계수(reflection coefficient)이며, S_{12} 는 투과계수(transmission coefficient)임을 알 수 있다.

또한 S_{22} 와 S_{21} 은 이의 역으로 생각할 수 있다.

제4장 스트립과 마이크로 스트립 선로의 불연속 특성분석

스트립과 마이크로 스트립 선로등의 모든 전송선로는 원천하게 불변하는 단면을 가진 일차선 형태의 전송구조를 절대적으로 가지게 될 수 없을것이다. 즉 이런 경우에서나 불연속이 전송선로에 발생될것이다. 이러한 불연속들은 매우 적은 캐패시턴스와 인덕턴스를 야기하는데도 불구하고, 이 리액턴스는 주파수가 높은 마이크로웨이브에서는 특별히 중요하게 된다.

4-1. 스트립선로의 T-junction



(그림 3) 스트립선로의 불연속과 등가회로

(그림3)에서 스트립선로의 불연속 등기회로가 각각 표시되었다. 스트립선로에서의 유전체는 어떤 등기주파수를 위한 선로의 physical size를 감소시키는 능력을 가지고있다. 그러므로 스트립선로의 중앙도체의 스트립폭 w 는 식(9)처럼 등기의 스트립폭 D 에 있어서 계산된다.

$$D = \begin{cases} b \frac{K(k)}{K(k')} + \frac{t}{\pi} [1 - \ln(2t/b)] & (W/b \leq 0.5) \\ W + \frac{2b}{\pi} \ln 2 + \frac{t}{\pi} [1 - \ln(2t/b)] & (W/b > 0.5) \end{cases} \quad (9)$$

여기서, $k = \tanh(\pi w/2b)$ T-junction을 위한 리액턴스가 유도되었다. 5. 그리고 스트립선로 T-junction의 산란파라미터를 구하면,

$$\begin{aligned} \frac{X_a}{Z_1} &= \bar{X}_a = -\frac{D_3^2}{D_1 \lambda} (0.785 \pi)^2 \\ \frac{X_b}{Z_1} &= \bar{X}_b = -\frac{\bar{X}_a}{2} + \frac{1}{n^2} \left\{ \frac{B_1}{2Y_1} + \frac{2D_1}{\lambda} \left[\ln 2 + \frac{\pi D_3}{6D_1} + \frac{3}{2} \left(\frac{D_1}{\lambda} \right)^2 \right] \right\} \quad (D_3/D_1 < 0.5) \\ \frac{X_b}{Z_1} &= \bar{X}_b = -\frac{\bar{X}_a}{2} + \frac{2D_1}{\lambda n^2} \left[\ln \frac{1.43 D_1}{D_3} + 2 \left(\frac{D_1}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (D_3/D_1 > 0.5) \end{aligned}$$

$$n = \sin(\pi D_3/\lambda) / (\pi D_3/\lambda)$$

여기서, $\frac{B_1}{2Y_1} = \frac{2D_1}{\lambda} \left[\ln \operatorname{cosec} \frac{\pi D_3}{2D_1} + \frac{1}{2} \left(\frac{D_1}{\lambda} \right)^2 \cos^4 \frac{\pi D_3}{2D_1} \right]$

$$S11 = \frac{-Z_1^* + Z_a^2 + 2Z_a Z_b + 2Z_a Z_3^*}{(Z_1 + Z_a)(Z_1 + Z_a + 2Z_b + 2Z_3^*)} = S22$$

$$T1 = \frac{Z_1(Z_b + Z_3^*)}{[(Z_a + Z_1)(Z_b + Z_3^*) + Z_a(Z_a + Z_1 + Z_b + Z_3^*)]} \quad [Z_a + Z_1 + Z_b + Z_3^*]$$

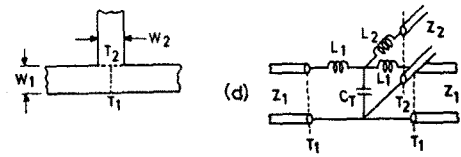
$$S12 = \sqrt{(1-S11^*)} T1 = S21$$

$$T2 = \frac{Z_3^*(Z_1 + Z_a)^*}{[Z_a(Z_a + Z_1 + Z_b + Z_3^*) + (Z_a + Z_1)(Z_b + Z_3^*)]} \quad [Z_a + Z_1 + Z_b + Z_3^*]$$

$$S13 = \sqrt{(1-S11^*)} T2 = S31 = S23 = S32$$

$$S33 = \frac{Z_a + Z_1 + 2Z_b - 2Z_3^*}{Z_a + Z_1 + 2Z_b + 2Z_3^*}$$

4. 2. 마이크로 스트립선로의 T-junction



(그림4) 마이크로 스트립 선로 불연속의 등기 회로 (그림4)에서의 같은 불연속은 회로설계의 Layout에 자주 사용되며, 파 에너지(wave energy)가 전송될 때 바깥지점 모서리 둘레에 전계가 집중되기 때문에 부가적인 전하 축적을 통해서 캐패시턴스가 발생된다. 그리고 인덕턴스는 전류 흐름의 방해되는 성분 때문에 발생된다. 불연속 리액턴스가 curve fitting에 의해서 유도가 되었다. 6 미등관계식들은 5% 이내의 오차를 갖는다. 여기서, Z_0 는 스트립의 특성 임피던스이다.

$$\begin{aligned} C_T/W_1 \text{ (pF/m)} &= \frac{100}{\tanh(0.0072 Z_0)} + 0.64 Z_0 - 261 \quad (25 < Z_0 < 100) \\ \frac{L_1}{h} \text{ (nH/m)} &= -\frac{W_2}{h} \left[\frac{W_2}{h} \left(-0.016 \frac{W_1}{h} + 0.064 \right) + \frac{0.016}{W_1/h} \right] L_{w1} \quad 0.5 < (W_1/h, W_2/h) < 2 \\ \frac{L_2}{h} \text{ (nH/m)} &= \left\{ \left(0.12 \frac{W_1}{h} - 0.47 \right) \frac{W_2}{h} + 0.195 \frac{W_1}{h} - 0.357 + 0.0283 \sin \left(\pi \frac{W_1}{h} - 0.75 \pi \right) \right\} L_{w2} \quad 1 < W_1/h < 2, 0.5 < W_2/h < 2 \end{aligned}$$

여기서 L_w 는 마이크로 스트립 선로의 단위길이당의 인덕턴스로써,

$$L_w = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{re}}}{c} \text{ (H/m)}, \quad c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

그리고 마이크로 스트립 선로의 T-junction의 산란 파라미터를 구하면,

$$S11 = \frac{2Z_1 Z_3 Z_2 Z_1^* + Z_1^* (Z_{a2} + Z_a + Z_{2c}) + 2Z_1 Z_2 Z_1 Z_3 - Z_1^* (Z_{a2} + Z_a + Z_{2c})}{2Z_1 Z_{a2} + Z_a + Z_{2c} + 2[Z_1 Z_2 Z_{a2} + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_2 (Z_{a2} + Z_a)] + Z_1^* (Z_{a2} + Z_a + Z_{2c})}$$

$$T1 = \frac{Z_1^* (Z_{a2} + Z_a) Z_1}{[Z_2 Z_1 (Z_{a2} + Z_a) (2Z_{a1} + Z_1) + 2Z_1 (Z_{a2} + Z_a) (Z_{2c} + Z_{a2} + Z_a)] [Z_2 Z_1 (Z_{a2} + Z_a) + (Z_{a2} + Z_a) (Z_{2c} + Z_{a2} + Z_a)]}$$

$$S12 = \sqrt{(1-S11^*)} T1$$

$$T2 = \frac{Z_1^* (Z_{a2} + Z_a) Z_2}{[Z_2 Z_1 (Z_{a2} + Z_a) (2Z_{a1} + Z_1) + 2Z_1 (Z_{a2} + Z_a) (Z_{2c} + Z_{a2} + Z_a)] [Z_2 Z_1 (Z_{a2} + Z_a) + (Z_{a2} + Z_a) (Z_{2c} + Z_{a2} + Z_a)]}$$

$$S13 = \sqrt{(1-S11^*)} T2$$

$$S33 = \frac{(Z_{a2} + Z_1) (Z_{2c} + Z_{a2} - Z_a) + 2Z_2 Z_1 (1 - Z_{a2})}{(Z_{a2} + Z_1) (Z_{2c} + Z_{a2} + Z_a) + 2Z_2 Z_1 (1 + Z_{a2})}$$

$$\begin{aligned} S22 &= S11 \\ S12 &= S21 \\ S13 &= S31 = S23 = S32 \end{aligned}$$

제5장 시뮬레이션 결과 및 결론

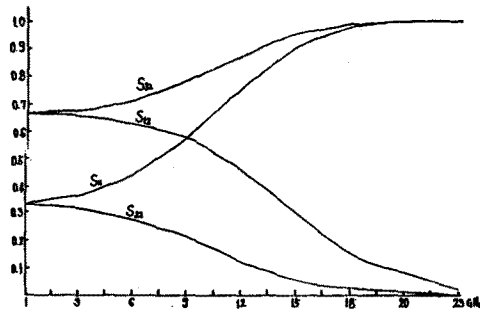
스트립과 마이크로 스트립선로에서 특성임피던스를 동일하게 50 ohm으로 했으며 유전율 $\epsilon_r=2.55$ 로 했을때, T-junction에서의 산란파라미터가 각각 (그림5), (그림6)에 도시되었다.

이 결과치에서 스트립과 마이크로 스트립의 각 계수들의 초기치는 같으나 주파수가 증가함에 따라서 각 계수들의 특성들이 다르게 공진됨을 알 수 있는 좋은 비교를 볼수있다.

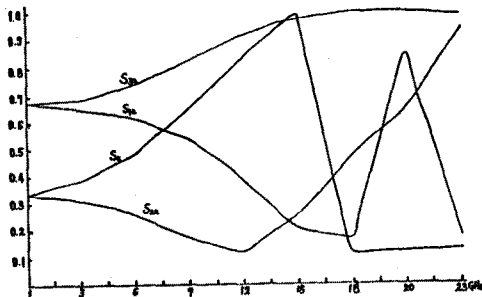
실제 회로 설계시의 이와같은 불연속에대한 산란파라미터의 분석방법들이 고려될때 매우 편리하게 이용될 수 있겠다.

참 고 문 헌

1. Garg, Ramesh and I. J. Bahl, "Microstrip discontinuities". In *I. J. Electronics*, Vol. 45, July, 1978.
2. I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A designer's guide to microstrip line", *Microwaves*, May, 1972.
3. Ibid.
4. Ibid.
5. Dydyk, M., "Master the T-junction and Sharpen Your MIC Designs", *Microwaves*, Vol. 16, May, 1977.
6. Ibid.



(그림5) 스트립선로의 T-junction 산란파라미터



(그림6) 마이크로 스트립선로의 T-junction 산란파라미터