

용량성으로 결합된 마이크로스트립 공진기 설계에 관한 연구

정희원 윤성현*, 정광민*, 김종철*

A study on the design of the capacitively coupled microstrip resonator

Sung-hyun Yoon*, Kwang-min Jeong*, Jong-chul Kim* *Regular Members*

요 약

마이크로스트립 공진기는 종단개방 마이크로스트립(open end microstrip)과 간격 마이크로스트립(gap microstrip)으로 구성된다. 불연속 마이크로스트립의 종단에서는 주파수에 따라서 변하는 프링징 전계(fringing electric field)가 발생한다. 이것이 마이크로스트립의 전기적 길이를 실제의 물리적 길이보다도 길게 한다. 따라서 정확한 공진 주파수를 얻기 위해서는 이러한 기생현상의 해석이 요구된다. 본 논문에서는 유한 차분 시간 영역법(Finite Difference-Time Domain: FDTD)을 이용하여, 종단개방 마이크로스트립과 간격 마이크로스트립의 불연속에서 발생하는 프링징 전계의 주파수에 따른 등가회로를 구하고, 이것을 이용하여 원하는 주파수에서 공진이 발생하는 마이크로스트립 공진기를 설계한다.

ABSTRACT

Microstrip resonator is composed of the open end microstrip and gap microstrip. At the end of these discontinuous microstrips, fringing electric field is generated that is varied according to frequency, and that makes electrical length of resonator appear to be longer than the physical length. So, for the exact resonator frequency, it is required analysis of the these parasitic phenomena. In this paper, we have used FDTD method to obtain of the equivalent circuit of fringing electric field that is generated at the discontinuities of the open end microstrip and gap microstrip, then we have used it to design microstrip resonator that is operated any wanted frequency.

I. 서 론

마이크로파 공진기는 필터, 발진기, 주파수 측정기 및 동조형 증폭기(tuned amplifier) 등을 포함한 넓은 범위에 걸쳐 사용되고 있다. 이러한 공진기는 도파관, 유전체, 혹은 패치(patch) 등으로 구성될 할 수 있지만 마이크로스트립 전송선로를 사용하는 마이크로파 회로에서 종단이 개방된 마이크로스트립 선로를 이용하면, 마이크로파 공진기를 쉽게 구성할 수

있다. 즉, 전송선로의 이론에 의하면, 원하는 공진 주파수에 대응하는 파장의 반파장 혹은 그 배수가 되는 길이의 전송선로 양단을 단락 혹은 개방하면 집중소자 RLC 로 구성된 공진회로와 동일한 특성을 갖는 마이크로파대의 공진기를 만들 수 있기 때문이다. <그림 1>은 본 연구에서 설계하고자 하는 마이크로스트립 공진기와 그 등가회로를 나타낸 것이다. 이 구조는 종단 개방 마이크로스트립을 간격 마이크로스트립으로 결합된 구조를 보인 것이다. 원하는 주

* 경남정보대학 전자정보통신과
논문번호 : 99421-1019, 접수일자 : 1999년 10월 19일

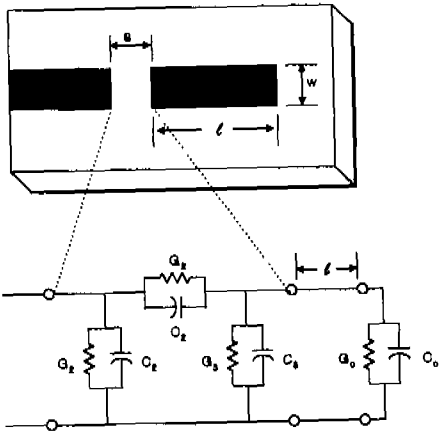


그림 1. 마이크로스트립 공진기와 등가회로

파수에서 공진이 발생되게 하기 위해서는 공진기의 물리적 길이 l 을 결정해야 한다. 그러나 마이크로 스트립의 불연속의 종단에서 발생하는 프링징 전계 (fringing electric field)에 상응하는 커패시턴스 C_0, C_1, C_2, C_3 의 값들에 의해서 공진기와 입력임피던스 및 전기적 길이가 변한다. 따라서 마이크로스트립 공진기를 설계하기 위해서는 이들 커패시턴스의 주파수에 따른 값을 정밀하게 알아한다. P.Silverster^[12]는 종단개방 마이크로스트립의 C_0 와 간격 마이크로 스트립의 C_1, C_2, C_3 를 계산하였지만, 정전계를 간주하고 계산하였기 때문에 낮은 주파수에서는 유효하지만 높은 주파수에 대해서는 부정확해진다. 따라서, 높은 주파수에서도 적용하기 위해서는 주파수에 따른 전파(Full Wave) 방법으로 해석하는 것이 요구된다. 본 연구에서는 복잡한 구조물에도 쉽게 적용시킬 수 있고, 단 한번의 계산에 의해서 관심의 전 주파수 영역에서의 주파수 특성을 얻을 수 있는 유한 차분 시간영역(Finite Difference Time Domain: FDTD) 해석법을 이용하여 종단개방 마이크로스트립의 $C_0(l)$ 와 간격 마이크로스트립의 $C_1(l), C_2(l), C_3(l)$ 를 계산한다. 그리고 이러한 파라메타를 이용하여 마이크로스트립 공진기를 설계하고자 한다.

II. 본 문

1. 종단개방 마이크로스트립(Open end microstrip)
마이크로스트립 선로는 개방형 구조이므로 유한

차분 시간영역 해석법으로 해석하기 위해서는 앞뒤, 좌우, 그리고 상하를 유한한 영역으로 절단하고 절단면에는 흡수 경계조건을 사용해야한다. 6개의 경계면 중에 접지면은 완전도체로 가정한다. 스트립은 중심에서 좌우 대칭이므로 대칭면을 자계벽(magnetic wall)로 두면 계산영역을 반으로 줄일 수 있다^[34]. 따라서 4개의 경계면에 흡수 경계조건을 사용해야한다. 유한 차분 시간영역 해석법으로 해석된 시간영역에서의 작은 오차도 주파수영역에서는 대단히 큰 오차를 발생시키므로 흡수능이 우수한 경계조건이 요구된다. 기존에 많은 사람들이 다양한 흡수 경계조건을 제시하였지만 그 중에서 최근 Berenger 가 제시한 완전 접합층(perfectly Matched Layer)^[15,16]이 우수한 흡수능을 가진다. 이러한 이유에서 보다 정밀한 주파수특성을 얻기 위하여 본 연구에서도 완전 접합층 경계조건을 사용하였다. 본 연구에서 사용한 마이크로스트립 선로의 제원은 $\epsilon_r=9.6$, 스트립높이는 $H=0.6mm$ 이다.

$\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta h = 0.06mm$ 로 공간격자를 선택하고 Courant 안정도 조건을 고려하면, $\Delta t = 1.106 \times 10^{-13}sec$ 정도가 된다. 따라서 기판높이는 $x=10\Delta h$ 가 된다. 전원은 유한차분법을 이용하여, 마이크로스트립의 고유모드 $E_x(x, y), E_y(x, y)$ 의 근사치를 계산하고, 시간과형인 가우시안 펄스 $E(t)$ 와 곱해진 형태인 $E_x(x, y) \cdot E(t)$ 와 $E_y(x, y) \cdot E(t)$ 를 계산영역의 내부에 인가하고 앞뒤에 완전 접합층의 경계조건을 사용하였다. 이러한 방법을 이용하면 기존의 마이크로스트립의 전면(front face)에 전원을 인가할 때 전면에서 발생하는 비물리적인 직류 자계성분물 효과적으로 제거할 수 있다. 그리고 불연속면에서 발생하는 반사파가 전면에 되돌아 올 때 효과적으로 흡수할 수 있다. 마이크로스트립 회로는 마이크로스트립의 상호 연결된 구조로 구성된다. 연결된 불연속면에서는 소위 기생효과와 같은 여러 가지 물리적 현상이 발생한다^[7]. 즉, 스트립의 갑작스런 종단에 의한 프링징 전계의 발생(커패시턴스에 상응), 스트립 폭의 갑작스런 변화에 의한 자계의 변화(인덕턴스에 상응) 불연속면에서의 표면파(surface wave)와 방사파(radiation wave) 그리고 누설파(leaky wave)(퀸터턴스에 상응) 및 고차모드의 발생 등이다. 따라서 정확하게 동작하는 마이크로파 집적회로를 설계하기 위해서는 이런 현상을 정밀하게 해석하는 것이 필수적으로 요구된다. <그림 2>은 종단개방 마이크로스트립과 등가회로를 보인 것이다.

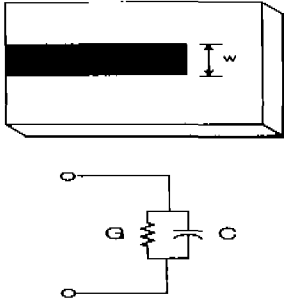


그림 2. 종단 개방 마이크로스트립 및 동가회로

이것은 임피던스 정합용 스템브(stub), 직류차단, 필터설계 등에 이용되는 소자로서, 1 포트 회로망으로 다음과 같이 나타낸다.

$$Y(f) = G_0(f) + j2\pi f C_0(f) \quad (1)$$

여기서 $G_0(f)$ 는 불연속면에서의 누설 컨덕턴스로서, 방사파, 표면파, 누설파에 의한 등가 전체손실을 의미하고, $C_0(f)$ 는 불연속면에서의 프린징 전계에 의한 등가 커패시턴스를 의미한다. 먼저 고차모드의 영향을 최소화하기 위해서, 기준면 이동의 방법으로 불연속면에서 충분히 떨어진 점에서 입사파 $V_i(f)$ 와 반사파 $V_r(f)$ 를 구하고, 산란계수 $S_{11}(f)$ 를 다음과 같이 계산한다¹⁸⁾.

$$S_{11}(f) = \frac{V_r(f, z_1)}{V_i(f, z_1)} \cdot \exp(2\gamma(f) \ell) \quad (2)$$

여기서 $\gamma(f)$ 는 마이크로스트립의 전파상수이고 ℓ 은 불연속면에서 관측점까지 거리이다. 입사파와 반사파를 구하는 방법은 다음과 같다. 먼저 불연속이 존재하지않는 마이크로스트립에서 입사파를 구한다. 그리고 불연속이 존재하는 마이크로스트립에서 전체 파를 구하여 입사파와 차를 반사파로 한다. 한편, 1-포트 회로망에서의 $[S]$ 와 $[Y]$ 의 관계식은 다음과 같다.

$$Y(f) = \frac{1 - S_{11}(f)}{1 + S_{11}(f)} \frac{1}{Z_c(f)} = G_0(f) + j2\pi f C_0(f) \quad (3)$$

여기서 $Z_c(f)$ 는 마이크로스트립의 특성임피던스를 의미한다.

그림3, 그림4는 $W/H=1$ 일때의 $S_{11}(f)$ 의 크기와 위상 와 $G_0(f)$, $C_0(f)$ 를 보인 것이다. 방사손실은 직류 근처에서 발생하지 않지만, 주파수가 증가함에

따라서 증가한다는 것을 알 수 있다. 이것은 물리적 배경을 고려하면 타당한 결과라고 생각된다. 프린징 전계는 주파수에 따라서 증가하다가 다시 감소한다. 한편, 동일한 조건에서 Katehi¹⁹⁾의 결과와는 많은 차이점을 보인다. Katehi 결과에서 컨덕턴스를 낮은 주파수영역까지 연장하면 직류에서 0이 되지 않는다. 따라서 유한 차분 시간영역 해석법에 의한 방법이 더 정확하다고 사료된다. 또한 종단이 개방된 전송선로의 이론에 의하면 입력임피던스는 다음과 같다.

$$Z_i(f) = -jZ_0(f) \cot(\beta(f) \ell) = \frac{1}{j2\pi f C_0(f)} \quad (4)$$

따라서 프린징 전계에 상응하는 커패시턴스는 등가적으로 마이크로스트립의 길이가 ℓ 만큼 늘어난 것으로 생각 할 수 있으며 늘어난 길이는 다음과 같다.

$$\ell = \frac{1}{\beta(f)} \arctan(2\pi f Z_0(f) C_0(f)) \quad (5)$$

이러한 이유 때문에 임피던스정합을 위하여 스템브를 사용할 경우 혹은 마이크로스트립 공진기 마이크로스트립 필터 등을 설계할 경우 이론적으로 계산된 마이크로스트립의 길이보다도 식(5)에서 계산된 길이만큼 물리적으로 작게 해야 한다. 많은 사람들이 커패시턴스 대신에 ℓ 을 이용하여 종단개방시 프린징 전계의 영향을 나타냈다. 그림5는 $W/H=1$ 일 때 본 연구에서 계산된 것과 Katehi가 계산된 등가 길이를 $W/H=0.9$ 일 때 Edward가 실험적으로 측정한 결과를 비교한 것이다. Edward의 실험적 측정이 $W/H=1$ 에서 이루어졌다면 스트립의 폭이 더 넓어져서 커패시턴스가 증가할 것이고 그것에 의한 길이 ℓ 도 더 커질 것이라는 관점에서 커패시턴스의 값도 유한 차분

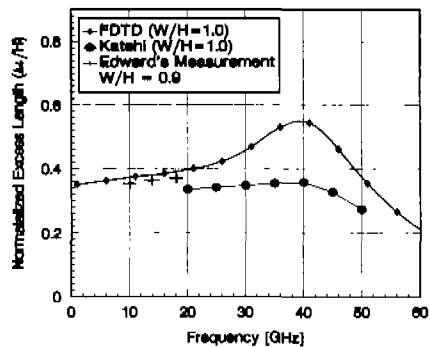


그림 3. $\Delta \ell$ 의 비교

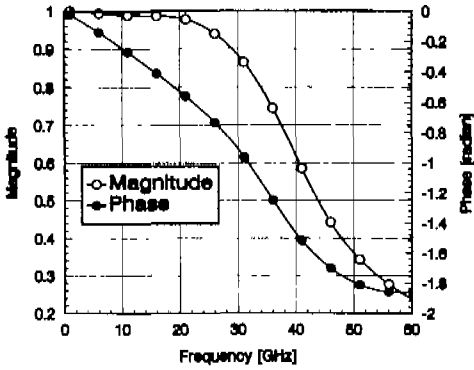


그림 4. 종단개방 마이크로스트립의 산란 계수의 크기와 위상

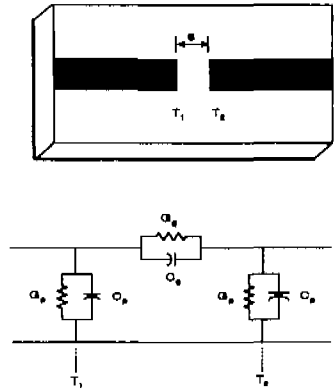


그림 6. 간격 마이크로스트립 및 동가회로

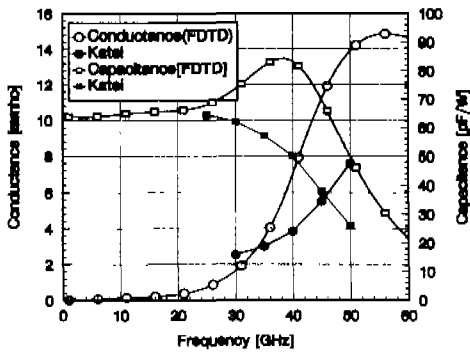


그림 5. 종단 개방 마이크로스트립의 컨덕턴스와 커패시턴스

시간영역 해석법으로 계산된 것이 더 정확하다고 사료된다.

2. 간격 마이크로스트립(Gap microstrip)

간격 마이크로스트립은 의도적으로 커패시턴스 성분을 제공하여 직류차단(DC block), 밴드 패스 필터(Band pass filter)의 결합기 및 공진기의 결합소자로 사용된다. 그림6은 간격 마이크로스트립 및 그 동가 회로를 나타낸 것이다. 여기서 $G_p(f)$ 는 불연속에서의 방사손실(radiation loss)에 의한 것이고 $G_g(f)$ 는 불연속면에서의 표면파(surface wave)에 의한 것이다. 또한 $C_g(f)$ 는 간격을 구성하는 두 마이크로스트립 사이의 전계에 상응하는 것이고 $C_p(f)$ 는 간격의 끝부분에서의 전계분포의 변화에 상응하는 것이다. 이러한 동가회로를 얻기 위한 산란계수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$S_{11}(f) = \frac{V_r(f, z_2)}{V_i(f, z_1)} \cdot \exp(2\gamma(f) \ell) \tag{6}$$

$$S_{21}(f) = \frac{V_t(f, z_3)}{V_i(f, z_1)} \cdot \exp(2\gamma(f) \ell) \tag{7}$$

여기서 동일한 마이크로스트립을 사용할 경우 가역적이므로 산란계수는 $S_{11}(f) = S_{22}(f)$, $S_{12}(f) = S_{21}(f)$ 이고, 2-포트에서 산란계수와 어드미턴스의 관계식은 다음과 같다.

$$Y_{11}(f) = Y_c(f) \frac{(1 - S_{11}(f))(1 + S_{22}(f)) + S_{12}(f)S_{21}(f)}{(1 + S_{11}(f))(1 + S_{22}(f)) - S_{12}(f)S_{21}(f)} \tag{8}$$

$$Y_{21}(f) = Y_c(f) \frac{-2S_{21}(f)}{(1 + S_{11}(f))(1 + S_{22}(f)) - S_{12}(f)S_{21}(f)} \tag{9}$$

$$Y_1(f) = Y_3(f) = Y_{11}(f) + Y_{21}(f) = G_p(f) + j\omega C_p(f) \tag{10}$$

$$Y_2(f) = -Y_{12}(f) = G_g(f) + j\omega C_g(f) \tag{11}$$

그림7은 산란계수의 크기와 위상을 나타낸 것이고 그림8, 그림9는 컨덕턴스와 커패시턴스를 나타낸 것이다. 그림8,9에서 FDTD는 $S/H=0.5$ 인 경우이고, Katei는 $S/H=0.3762$ 일 때 계산한 것이다. 그림에서 G_g 는 FDTD와 곡선의 형태가 비슷하지만, G_p 는 많은 차이를 보인다. 물리적인 관점에서 G_g, G_p 는 dc 에 접근함에 따라서 0에 접근해야 한다. 따라서 컨덕턴스도 FDTD로 계산된 값이 더 정확하다고 생각

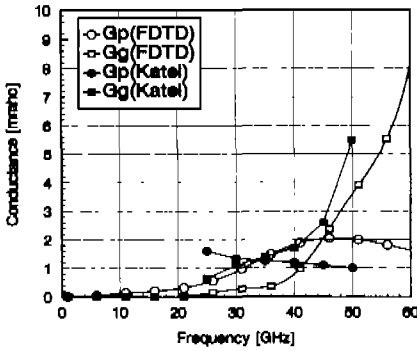


그림 7. 간격 마이크로스트립의 컨덕턴스

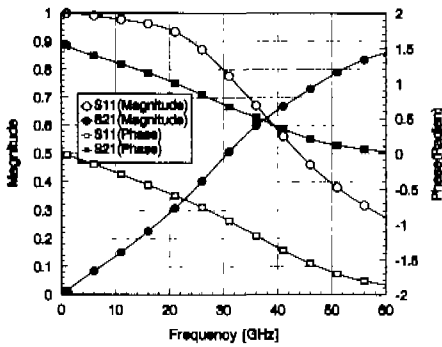


그림 8. 간격 마이크로스트립의 산란계수 크기와 위상

된다. 한편 커패시턴스는 전체적으로 비슷한 곡선을 유지하지만 C_g 의 크기에서 많은 차이물 보이고 있다.

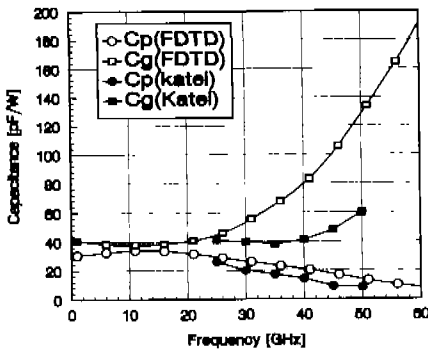


그림 9. 간격 마이크로스트립의 커패시턴스

3. 결합된 마이크로스트립 공진기

마이크로스트립 공진기는 공진기의 길이 ℓ 이 $\lambda/2$

의 정수배에서 발생한다. 그림1에서 보여진 공진기의 공진주파수를 구하기 위해서는 공진기의 물리적 길이 ℓ 을 결정해야 한다. 그러나 공진기의 종단에서 발생하는 $C_0(f)$ 와 간격 마이크로스트립의 $C_1(f), C_2(f), C_3(f)$ 의 값들에 의해서 공진기의 입력임피던스 및 전기적길이가 변한다. 따라서 마이크로스트립 공진기를 설계하기 위해서는 이들 커패시턴스의 주파수에 따른 값을 정밀하게 알아한다. 공진기의 등가회로의 $C_3(f)$ 에서 본 입력어드미턴스 $Y_1'(f)$ 는 다음과 같다.

$$Y_1'(f) = j\omega C_3(f) + Y_c(f) \frac{j\omega C_0(f) + jY_c(f) \tan \beta(f) \ell}{Y_c(f) - \omega C_0(f) \tan \beta(f) \ell} + G(f) \quad (12)$$

여기서 $G(f)$ 는 공진기의 전체 손실을 의미한다. 계산의 편의상 $\omega C_0(f), \omega C_1(f), \omega C_2(f), \omega C_3(f)$ 를 B_0, B_1, B_2, B_3 로 하면 입력어드미턴스는 다음과 같다.

$$Y_1(f) = \frac{j(B_1 + B_2)Y_1'(f) - B_1B_2}{jB_2 + Y_1'(f)} \quad (13)$$

공진은 분모의 허수부가 0일 때 발생하므로 공진조건은 $Y_1'(f) - G(f) = -jB_2(f)$ 일 때 발생한다. 따라서 식12에 $Y_1'(f) = -jB_2(f) + G(f)$ 을 대입하면, $\tan \beta(f) \ell$ 은 다음과 같다.

$$\tan \beta(f) \ell = \frac{Y_c(f)(B_2 + B_0 + B_3)}{B_0(B_2 + B_3) - Y_c(f)^2} \quad (14)$$

그림10은 앞에서 계산된 종단개방 마이크로스트립의 $B_0(f)$ 와 간격 마이크로스트립에서 계산된 $B_2(f), B_3(f)$ 를 이용하여 주파수에 따른 $\beta = \arcc(\tan \beta(f) \ell)$ 을 나타낸 것이다. 이 그림에서 $\beta(f) \ell$ 이 낮은 주파수에서 $\pi(180^\circ)$ 보다 작은 값을 가진다는 것을 알 수 있다. 이것은 B_0, B_2, B_3 가 낮은 주파수에서 $Y_c(f)$ 보다 매우 작기 때문이다. 따라서 $\tan \beta(f) \ell$ 이 음의 값을 가진다. 그러나 주파수가 증가함에 따라서 $\beta(f) \ell$ 은 $\pi/2(90^\circ)$ 에 접근하고 이 주파수에서 제2의 공진 주파수가 존재한다. 주파수가 더 커지면 $\beta(f) \ell$ 이 $\pi/2$ 보다 더 작아진다는 것을 알 수 있다. 이것을 $B_0(f), B_2(f), B_3(f)$ 가 주파수에 따라서 증가하기 때문이다. 따라서 주어진 주파수에서 공진기의 물리적인 길이 ℓ 을 계산할 때 이러한 기생영향을 고려해야 한다. 한편, 식(14)를 이용하여 공진기의 길이 ℓ 은 다음과 같이 구해진다.

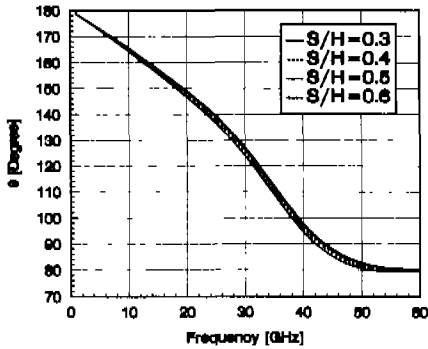


그림 10. 주파수에 따른 θ

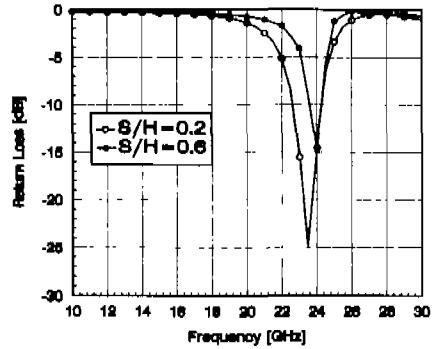


그림 12. 마이크로스트립 공진기의 반사손실

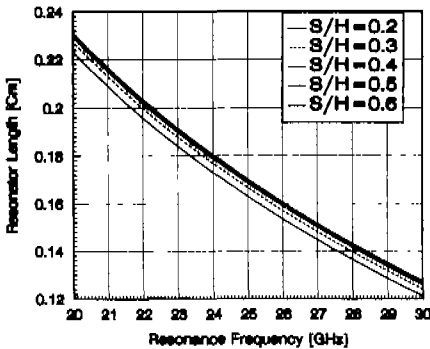


그림 11. 공진주파수에 따른 공진기의 길이

$$\ell = \frac{1}{\beta(f)} \tan^{-1} \left(\frac{Y_c(f)(B_2 + B_0 + B_3)}{B_0(B_2 + B_3) - Y_c(f)^2} \right) \quad (15)$$

그림11은 주어진 S/H 에서 공진주파수에 따라 요구되는 공진기의 길이 ℓ 을 구한 것이다. 그림에서 S/H 가 증가하면, 주어진 공진주파수에서 요구되는 공진기의 길이가 증가한다는 것을 알 수 있다. 이것은 S/H 가 증가하면, 간격사이의 결합 커패시턴스가 감소하여 공진기의 전기적 길이가 감소하기 때문이다. 따라서 더 긴 물리적길이 ℓ 을 요구하는 것이다. 예를 들어서 공진기의 길이가 $\ell = 30dh = 1.8mm$ 일 때, $S/H=0.6$ 이면 공진주파수는 약 $24GHz$ 이고, $S/H=0.2$ 이면, 공진주파수가 약 $23.5GHz$ 가 된다는 것을 그림11로 부터 알 수 있다. 그림12는 그림11에서 보여준 결과의 타당성을 확인하기 위하여 공진기의 길이를 $\ell = 30dh = 1.8mm$ 로 하고 FDTD 방법으로 $S/H=0.2$ 인 경우와 $S/H=0.6$ 인 경우의 반사손실(return loss)을 계산한 것인데 잘 일치함을 알 수

있다.

또한 그림12에서 S/H 에 따라서 반사손실의 대역 폭이 다르게 나타나는데 이것은 마이크로스트립 공진기의 무부하시 주파수 선택도 $Q(f)$ 가 다음과 같기 때문이다^[10].

$$Q(f) = \frac{\pi Y_c(f)}{2G(f)} \quad (16)$$

여기서 $G(f)$ 는 마이크로스트립 공진기의 전체손실을 의미한다. 즉, 결합된 공진기는 1-포트 회로망이므로 종단에서의 손실은 종단개방 마이크로스트립에서 발생하는 방사손실과 동일하지만, 간격(Gap)에서 발생하는 손실은 S/H 에 따르기 때문이다. 그림 13은 $S/H=0.2$, $S/H=0.6$ 일 때의 결합 컨덕턴스 G_g 를 나타낸 것이다. 그림에서 간격이 좁을수록 G_g 가 증가하는 것을 알 수 있다. 그림14는 $S/H=0.2$, 공진기의 물리적길이 $\ell = 30dh$ 일 때 또다른 마이크로

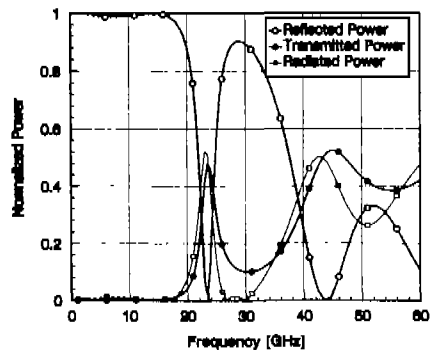


그림 13. $S/H=0.2$, $\ell = 30dh$ 일 때의 반사전력, 투과전력, 방사전력

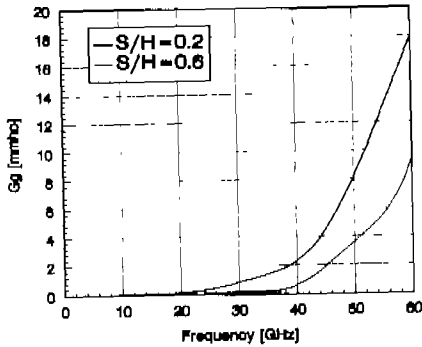


그림 14. 주파수와 간격에 따른 Q_g

로스트립을 연결하여 정규화된 부과전력은 $|S_{21}^0|$, 반사전력은 $|S_{11}^0|$ 그리고 방사전력은 $|1 - S_{11}^0 - S_{21}^0|$ 을 이용하여 계산한 것이다. 그림14에서 공진주파수에서의 전력이 부하에 전달된다는 것을 알 수 있다. 즉, 대역폭과 필터로 동작된다. 그러나 통과대역에서 약 50%정도의 손실이 발생되며, 협대역이 된다는 것을 알 수 있다. 따라서 마이크로스트립 공진기를 이용하여 대역폭과 필터를 구성할 때 최소손실과 광대역화를 위해서는 좀더 많은 연구가 필요하다고 사료된다.

III. 결론

마이크로스트립의 붙연속에서 발생하는 컨덕턴스는 공진기의 주파수 선택도 Q 를 감소시키고, 커패시턴스는 공진기의 전기적 길이를 증가시키는 효과가 있다. 따라서 어떤 원하는 주파수에서 공진이 발생하는 정밀한 마이크로스트립 형태의 공진기를 설계하기 위해서는, 마이크로스트립 붙연속의 정밀한 해석이 요구된다. 이러한 관점에서, 본 논문에서는 유한차분 시간영역 해석법 방법을 중년개발 마이크로스트립, 간격 마이크로스트립을 해석하고, 그 결과를 이용하여 마이크로스트립 공진기를 설계하였다. 특히, 간격 마이크로스트립은 간격 S/H 가 작을수록 결합 커패시턴스 $C_2(f)$ 가 증가하고, 접지 커패시턴스 $C_1(f), C_3(f)$ 가 감소하고, S/H 가 클수록 그 반대 현상이 발생한다. 그리고, S/H 가 증가할수록 주어진 공진기의 길이 l 에서 공진 주파수가 높아진다는 것도 알 수 있었는데, 이것은 S/H 가 증가할수록 결합 커패시턴스 $C_2(f)$ 가 감소하여 공진기의 전기적 길이를 감소시키기 때문이라고 사료된다. 따라서 본 연구

에서 계산된 결과를 이용하면, 마이크로스트립 공진기에 관련된 수동 소자 설계 및 마이크로파 집적회로를 정밀하게 설계시 편리하게 이용되리라 사료되고, 앞으로의 연구 과제는 이러한 방법을 이용하여, 마이크로스트립 필터의 설계물 그 목적으로 하고 있다.

참고문헌

- [1] P.Siverster and P.Benedek, "Equivalent Capacitance of Microstrip Open Circuits", IEEE Trans., vol. MTT-20, pp.511-516, 1972.
- [2] P.Siverster and P.Benedek, "Equivalent Capacitance for Microstrip Gap and Steps", IEEE Trans., vol. MTT-20, pp.729-733, 1972.
- [3] X.Zang, J.Fang, K.K.Mei and Y.Liu, "Calculation of the dispersive characteristics of microstrips by the time domain finite difference method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, pp.263-267, Feb. 1988.
- [4] X.Zang, and K.K.Mei, "Time-domain finite-difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [5] Jean-Pierre Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic wave," J. Computational Physics., vol. 114, pp. 185-200, 1994.
- [6] 윤성현, 정수길, 손창수, "유한차분 시간영역 해석법에 3차원 완전 집합층을 적용한 개방형 마이크로스트립의 특성해석", 한국통신학회논문지 제23권 제4호, pp.846-856, 4, 1998.
- [7] F.Gardioli, "Microstrip Circuits," John Wiley & Sons, Inc. pp.83-90, 1994.
- [8] 윤성현, 정수길, "연속 및 붙연속 Microstrip의 해석에 관한 연구", 대한전자공학회 부산경남지부회 추계 합동 학술발표회 논문집 제6권 2호, pp.184-189, 12, 1997.
- [9] P.B.Katchi and N.G.Alexopoulos, "Frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities in millimeter-wave integrated circuits," IEEE trans. Microwave Theory Tech., vol.33 pp.1029-1035, no.10, OCT, 1985.

