

코플래너 웨이브가이드 불연속에 대한 용량성 등가회로 모델링

Capacitive Equivalent Circuit Modeling for Coplanar Waveguide Discontinuities

박기동* · 임영석**

Ki-Dong Park* · Yeong-Seog Lim**

요 약

본 논문은 CPW 불연속 중 개방단, 연결된 접지면을 갖는 개방단, 갭, 개방단 CPW 스텐브에 대한 순수 용량성 집중소자 등가회로를 제시하였으며, 불연속의 물리적 차원과 주파수 함수로써 등가회로의 커패시턴스값을 나타내었다. 커패시턴스값은 3차원 유한차분 시간영역법(3D-FDTD)을 적용하여 계산한 주파수 영역 산란 파라미터로부터 이끌어냈다. 개방단, 연결된 접지면을 갖는 개방단 및 갭 불연속에 대해 FDTD으로 계산한 커패시턴스값을 3차원 유한 차분법(3D-FDM)으로 계산한 준정적 결과와 비교하였다.

Abstract

This paper presents the pure capacitive lumped element equivalent circuits for several coplanar waveguide(CPW) discontinuities such as an open-end, an open-end with connected ground planes, a gap and an open-end CPW stub and gives their capacitive element values as a function of physical dimensions of the discontinuity and the frequency for a specific substrate. The capacitive element values are determined from the scattering parameters which are obtained using the finite-difference time-domain(FDTD) method. For an open-end, an open-end with connected ground planes and a gap, the numerical results of the FDTD are compared with the quasi-static results which are calculated using the three-dimensional finite difference method(3D-FDM).

I. 서 론

무선 통신 시스템의 발달로 통신 시스템의 고도화와 고주파회로의 수요급증이 가속화되고 있다. 이에 따라 사용하는 주파수 대역도 밀리미터파 대역으로 확장되고 있는 추세이다. 통신 시스템을 구

성하는 혼합기, 발진기, 상승·하강변환기(up/down converter), 증폭기 등의 고주파회로 설계에는 트랜지스터, 다이오드 등과 같은 능동소자와 함께 개방단, 단락단, 갭, 밴드, T접합, 교차접합(cross-junction) 등과 같은 평면 전송회로의 불연속을 포함하는 정합회로, 천이회로, 여파기 등과 같은 수동소자가 사용된다. 따라서, 무선 통신 시스템에

*동신전문대학 정보통신과(Dept. of Information and Communication, Dong Shin College)

**전남대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering., Chon Nam National Univ.)

· 논문 번호 : 970603-037

· 수정완료일자 : 1997년 9월 10일

서 핵심적인 역할을 하는 수동소자가 포함하고 있는 평면 전송선로의 불연속에 대한 정확한 해석 및 모델링은 무엇보다도 중요하다.

지금까지 수동소자 설계시 주로 사용해 온 평면 전송선로는 마이크로스트립선로를 들 수 있는데, 최근에는 코플래너 선로인 코플래너 웨이브가이드(coplanar waveguide : CPW)가 기존의 마이크로스트립선로에 비해 몇 가지 장점을 제공할 수 있기 때문에 단일칩 초고주파 집적회로(monolithic microwave integrated circuits : MMIC)나 혼성 집적회로(hybrid integrated circuits : HIC) 응용에서 상당한 각광을 받게 되었다.^{[1],[2]}

유전체 기판상의 CPW는 그림 1 처럼 양 측면의 반무한 접지면과 중앙의 신호 도체로 구성된다. CPW는 능동 및 집중 수동소자의 삽입이 용이할뿐 아니라 고밀도 집적화 시킬 수 있고 회로 제작시 선로간, 선로와 소자간 연결이 간단하다. 이러한 장점으로 말미암아 CPW가 MMIC와 HIC 제작시 기존의 마이크로스트립선로에 비해 더 적합하다고 할 수 있다. 그러나, CPW 불연속에 대한 해석 및 모델링의 연구가 미비한 실정이고 지금까지 연구되어진 대부분의 불연속 모델링은, 전자계 분포가 CPW의 신호 도체와 접지면 사이의 공간에 주로 집중하여 방사손실이 적고 주파수 증가에 따라 변화가 크지 않아 특성파라미터의 분산이 적다고 가정함으로써 CPW의 차원(dimension) 변화에만 중점을 두고 행하여졌으므로, 모델링 과정에 필요한

등가 집중소자값의 주파수 영역 특성을 충분히 나타내지 못하였다. 이와 같은 불연속 모델링에 대한 연구 부족과 불연속에 대한 특성 해석이 비교적 저주파수 대역으로 한정됨으로써 초고주파 회로 설계에 있어 CPW의 응용 범위가 상당히 제한되고 있다.^{[3],[5]}

본 논문에서는 CPW 불연속 중 개방단, 연결된 접지면을 갖는 개방단, 갭, 개방단 CPW 스템브(open-end CPW stub)에 대한 순수 용량성 집중소자 등가회로를 제시하였으며 불연속의 물리적 차원과 주파수 함수로써 등가회로의 커패시턴스값을 나타내었다. 등가회로의 커패시턴스값은 최근에 전자적 문제해석에 폭넓게 응용하고 있는 전파해석인 3D-FDTD를 적용하여 계산한 산란 파라미터로부터 이끌어냈다.^{[6],[7]} FDTD는 한 번의 계산과정으로 광대역 주파수영역의 정보를 얻을 수 있다는 점과 시간경과에 따른 전파전파를 가시적으로 관찰할 수 있다는 장점을 갖는다. 그리고 맥스웰 방정식의 직접적인 형태로부터 수식이 얻어지기 때문에 매우 효과적이며 신뢰성이 높다고 할 수 있다. FDTD로 유도한 커패시턴스값의 신뢰성을 확보하기 위해서 개방단, 연결된 접지면을 갖는 개방단 및 갭 불연속에 대해 3차원 유한 차분법(finite difference method : FDM)으로 계산한 준정적(quasi-static)결과와 비교하였다.^[4]

II. FDTD 이론

FDTD는 해석대상체를 포함하는 유한공간에 걸쳐 맥스웰 방정식을 이산화하고, 그 도함수에 Yee's격자의 전자계성분 배열과 중심 차분 근사의 적용으로 유한차분 방정식을 유도하게된다. 그리고 무한공간을 유한한 계산공간으로 한정시킬 때 절단된 각 경계면에 대해서는 흡수 경계조건(absorbing boundary condition : ABC)이 사용된다.^[8] 본 논문에서는 코플래너 스트립(coplanar strips : CPS)선로나 슬롯(slot)선로에 가장 적합하다고 알려진 식 (1)의 수정 분산경계조건을 모든 경계면

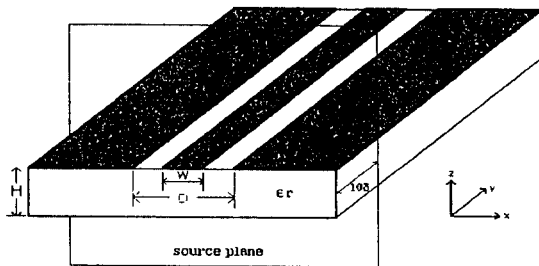


그림 1. 코플래너 웨이브가이드(CPW)의 구조
Fig. 1. The structure of coplanar waveguide.

에 사용하였다.^[9]

$$\begin{aligned}
 E_M^n &= (\alpha_1! + \alpha_2) E_{M-1}^{n-1} - \alpha_1 \alpha_2 E_{M-2}^{n-2} + \\
 &(\beta_1 + \beta_2) (E_{M-1}^{n-1} - E_{M-1}^n) + (\beta_1 \alpha_2 + \beta_2 \alpha_1) \\
 &(E_{M-2}^{n-1} - E_{M-1}^{n-2}) - \beta_1 \beta_2 \\
 &(E_{M-2}^{n-2} - 2E_{M-1}^{n-1} + E_{M-2}^n) \quad (1)
 \end{aligned}$$

여기서 E_{M-2}^{n-1} 는 해석 공간 $M-k$ 위치에서의 시간 스텝 $n-i$ 인 전계성분을 나타낸다. $k=0$ 인 경우는 최외각 경계면이 되고 $k \neq 0$ 인 경우는 최외각 경계면으로부터 k 만큼의 안쪽이 된다. $i=0$ 은 계산이 진행되는 현재의 시간 스텝을 나타내며, $i \neq 0$ 은 현재 시간 스텝에서 i 만큼 이전의 시간 스텝을 의미한다. 그리고 α_i 와 β_i 는 다음 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned}
 \alpha_i &= (1 + \tau \frac{2v_i \delta t \delta x}{\delta x + v_i \delta t}) \\
 \beta_i &= \frac{\delta x - v_i \delta t}{\delta x + v_i \delta t} \cdot \delta_i \quad (2)
 \end{aligned}$$

여기서 τ 는 Litva가 제안한 분산경계조건을 수정하는데 사용한 보정계수, δt 는 시간 스텝, δx 는 단위격자의 크기를 각각 나타낸다. 그리고 식 (2)의 전파속도 $v_i = 3 \times 10^8 / \sqrt{\epsilon_{\text{eff}i}}$ 이므로, 왜곡이 없는 전달파형을 얻기 위해서는 계수 $\epsilon_{\text{eff}i}$ 와 α_i 의 값을 주의깊게 선택해야만 한다.

여기 방법은 여기면에 전기벽이나 자기벽의 가정으로 나타나는 여기신호의 왜곡을 제거하기 위해, 그림 1에 보인 것과 같이 여기면을 10δ 만큼 계산영역내에 위치시키고 최외곽면에는 흡수 경계조건을 계산초기부터 적용하였다. 여기 신호로는 펄스폭을 조절함으로써, 직류부터 해석하고자 하는 최대 주파수까지의 광대역 스펙트럼 분포를 얻을 수 있는 가우스형 펄스(Gaussian pulse)를 취하였다. 그리고 빠른시간에 가우스형 펄스가 우세모드로 안정되도록 하기 위해 여기면의 접선 전계성분을 2차원 유한차분법(2D-FDM)으로 구한 다음, 실제 안정

화된 전계분포에 가깝도록 식 (3)의 형태로 인가하였다.^{[10],[11]}

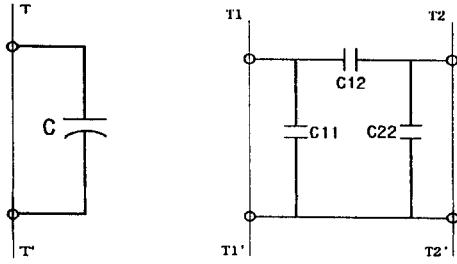
$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} E_x(x, z, t) \\ E_z(x, z, t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} E_{x0}(x, z) \\ E_{z0}(x, z) \end{bmatrix} \\
 &\cdot \text{ext}[-(t-t_0)^2 / T^2] \quad (3)
 \end{aligned}$$

여기서 $E_{x,z0}$ 는 2D-FDM으로 구한 여기면에 접선 방향 전계분포, T 는 가우스형 펄스의 반치폭(half width), t_0 는 시간지연을 각각 나타낸다.

III. 등가회로 모델 및 결과 분석

기관 유전체의 비유전율 상수 $\epsilon_r=10$, 높이 $H=0.635$ mm 이고, 단위격자 크기는 유전체 높이의 $1/10$, 즉 $\delta x = \delta y = \delta z = \delta = 0.0635$ mm로 하여 전체 계산영역이 $60\delta x \times 100\delta y \times 40\delta z$ 가 되도록 설정하였다. 따라서 z 방향으로 $1-10\delta z$ 까지는 공기층, $11-20\delta z$ 까지는 유전체층, $21-40\delta z$ 까지는 다시 공기층으로 구성되어 있다. FDTD의 안정조건^[6]에 따라 $\delta t=0.1\text{ps}$ 로 취하였으며 계산에 필요한 반복횟수를 10,000번으로 하여 푸리에 변환시 주파수 영역 응답 특성에 대한 해상도를 1 GHz가 되도록 하였다. 수정 분산경계조건 계수 α_i 는 각각 $\alpha_{x1}=0.950$, $\alpha_{z2}=1.000$, $\alpha_{y1}=\alpha_{y2}=1.000$, $\alpha_{x1}=0.965$, $\alpha_{z2}=0.98$ 의 값을 사용하였고, $\epsilon_{\text{eff}i}$ 는 각각 $\epsilon_{\text{eff}x1}=\epsilon_{\text{eff}z1}=2.6$, $\epsilon_{\text{eff}x2}=\epsilon_{\text{eff}z2}=7.0$, $\epsilon_{\text{eff}y1}=4.8$, $\epsilon_{\text{eff}y2}=7.0$ 을 사용하였다. 주파수 영역 특성인 산란 파라미터를 구하기 위한 각 포트의 관측면은 불연속으로부터 $30\delta y$ 이상 떨어진 위치에 설정하였다.

CPW 불연속에 대한 등가회로 모델을 그림 2에 나타내었다. 등가회로의 커패시턴스는 각 포트의 관측면으로부터 얻은 산란 파라미터를 산란 행렬의 특성 중 기준면 이동에 관한 이론을 적용하여 변환시킨 기준면에서의 산란 파라미터로부터 구할 수 있다. 그림 2(a)의 1 포트 회로망 경우는 식(4)를 사용하여 등가 커패시턴스 C 를 계산하였다.



(a) 1 포트 회로망 (b) 2 포트 회로망
 (a) One-port network. (b) Two-port network.

그림 2. CPW 불연속에 대한 용량성 등가회로 모델
 Fig. 2. The capacitive equivalent circuit models for coplanar waveguide discontinuities.

$$C(f) = \text{imag} \left[\frac{1 - S_{11}(f)}{1 + S_{11}(f)} \cdot \frac{Y_0(f)}{2\pi f} \right] \quad (4)$$

여기서, $\text{imag}[\cdot]$ 는 허수 부분을 의미하며, Y_0 는 포트의 특성 어드미턴스를 나타낸다. 그림 2(b)의 2 포트 회로망에 대해서는 식 (5)를 사용하여 커패시턴스 C_{11} , C_{12} , C_{22} 를 계산하였다.

$$\begin{aligned} C_{11} &= \text{imag} \left[\frac{Y_{01} \{ (1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{21}^2 \} - 2\sqrt{Y_{01} Y_{02}} S_{21}}{2\pi f \{ (1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{21}^2 \}} \right] \\ C_{22} &= \text{imag} \left[\frac{Y_{02} \{ (1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{21}^2 \} - 2\sqrt{Y_{01} Y_{02}} S_{21}}{2\pi f \{ (1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{21}^2 \}} \right] \\ C_{12} &= \text{imag} \left[\frac{2\sqrt{Y_{01} Y_{02}} S_{21}}{2\pi f \{ (1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{21}^2 \}} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, Y_{01} , Y_{02} 는 각 포트의 특성 어드미턴스를 나타내며 모든 산란 파라미터, 특성 어드미턴스 및 커패시턴스는 주파수 함수이다.

3-1 개방단

CPW 개방단은 그림 3에 보이는 것처럼 신호

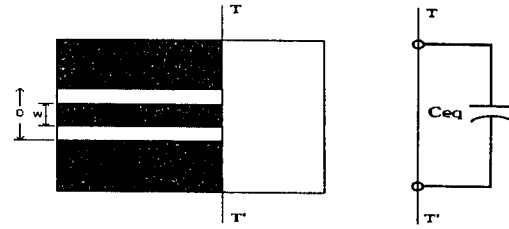


그림 3. CPW 개방단과 등가회로 모델
 Fig. 3. CPW open-end and equivalent circuit model.

도체와 접지면이 갑자기 중단되는 형태이다. 중단된 지점에서는 신호 도체와 접지면 사이에 가장자리(fringing) 전계가 존재하게 되므로 용량성 리액턴스가 발생하게 된다. 이 용량성 리액턴스를 기준면 T-T'에 위치하는 등가 커패시턴스 C_{eq} 로 모델링할 수 있다. 그림 4는 $D/H=2$ 로 고정하고 다양한 W/H 비, 즉 신호 도체 폭 W 변화에 대한 등가 커패시턴스 C_{eq} 를 주파수 영역에서 도시한 것이다. 또한, FDM을 이용하여 계산한 준정적 결과를 FDTD결과와 함께 그림 4에 제시하였다. FDTD와 FDM결과 사이의 차이는 두 방법의 상이한 단위격

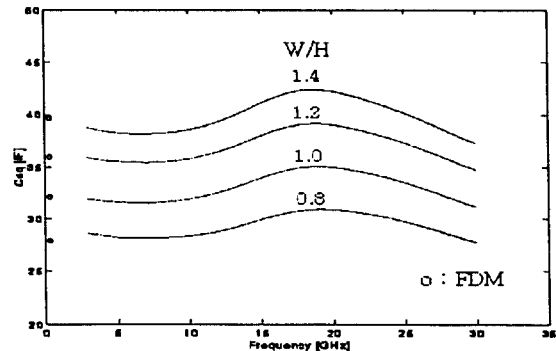


그림 4. 다양한 W/H 비에 대한 주파수 영역 등가 커패시턴스 C_{eq} . ($D/H=2$)
 Fig. 4. Equivalent capacitance C_{eq} as a function of the frequency for various W/H ratio. ($D/H=2$)

자 정의 방식에 기인한다고 할 수 있다. 두 방법이 모두 정육면체 형태의 단위격자 구조를 사용한다면 FDTD에서는 전계성분이 정육면체의 모서리 중앙에 위치한다고 가정한다. 그러나 FDM은 단위격자 전위를 정육면체의 중심점 전위만으로 정의하므로, 이 중심점 전위로부터 얻어낸 전계성분은 FDTD의 전계성분에 비해 공간적으로 단위격자 크기의 절반 ($1/2\delta$)만큼 안쪽에 위치하게 된다. 이러한 전계성분의 공간적인 분포 차이 때문에 임의의 도체선로를 격자분할시 도체선로의 폭과 길이에서 최대 1δ 만큼의 공간오차가 발생할 수 있다. 또한 FDTD는 도체두께를 영(zero)으로 가정하지만 단위격자 정의 방식의 차이 때문에 FDM에서는 도체두께가 1δ 인 것으로 간주된다.

FDTD결과를 살펴보면 20 GHz 이상 주파수에서 등가 커패시턴스값이 감소하는 형태를 보는데, 이는 개방단에서 방사효과(radiating effect)가 증대하기 때문이다. 대략 12 GHz 이상의 주파수에서는 개방단의 등가회로 구현시 FDM 결과의 사용이 부적절하다는 것을 확인할 수 있다.

3-2 연결된 접지면을 갖는 개방단

그림 5는 연결된 접지면을 갖는 개방단으로 CPW의 접지면이 신호 도체의 개방단을 에워싸는 형태이다. 이 불연속구조 역시 앞서의 개방단처럼 기준면 T-T'에 등가 커패시턴스 C_{eq} 를 위치시킴으

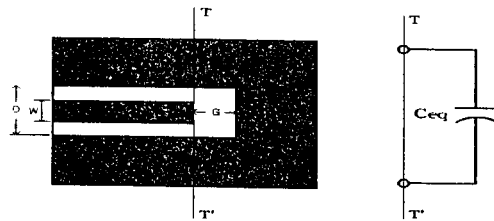


그림 5. 연결된 접지면을 갖는 개방단과 등가회로 모델
Fig. 5. An open-end with connected ground planes and the equivalent circuit model.

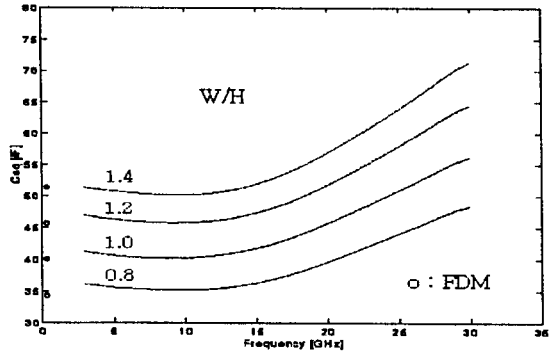


그림 6. W/H비 변화에 대한 주파수 영역 등가 커패시턴스 C_{eq} . ($D/H=2, G/H=2$)

Fig. 6. Equivalent capacitance C_{eq} as a function of the frequency for W/H ratio change. ($D/H=2, G/H=2$)

로써 모델링할 수 있다. 그림 6은 $D/H=2, G/H=2$ 로 고정하고 W/H비 변화에 대한 FDTD와 FDM의 C_{eq} 결과를 함께 도시한 것인데, 이 결과는 상보구조인 CPS 단락 구조(coplanar short)의 등가 인덕턴스 L_{eq} 를 구하는데 직접 사용될 수 있다. 두 결과 사이의 차이는 3-1절의 개방단에서 언급한 바와 같은 원인에 있다.

접지면이 신호 도체의 개방단을 에워싸고 있기 때문에 주파수가 높아짐에 따라 신호 도체의 개방단과 접지면 사이에 전자파의 포획정도가 커져 C_{eq} 가 증가함을 알 수 있다. 그리고 FDM결과는 15 GHz 이하 주파수 영역에서 유효하다는 것을 확인할 수 있다.

3-3 갭

그림 7은 CPW 갭 불연속 구조를 나타낸다. 이 불연속에 대해서는 두 개의 가장자리 커패시턴스 (fringing capacitance) C_1, C_2 와 결합 커패시턴스 C_g 로 구성되는 순수 용량성 Π 회로 모델을 적용할 수 있다.

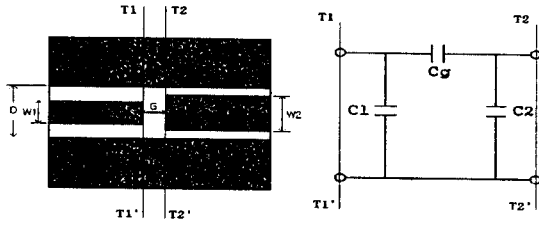
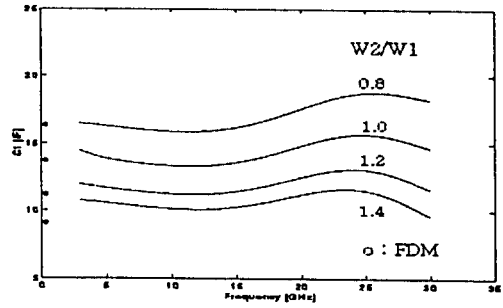
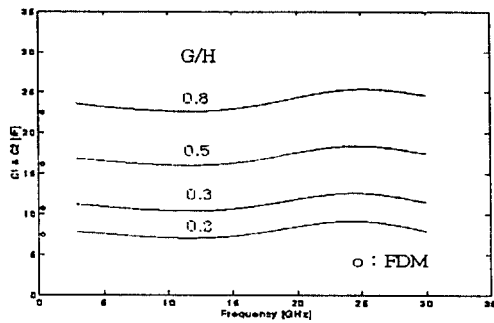


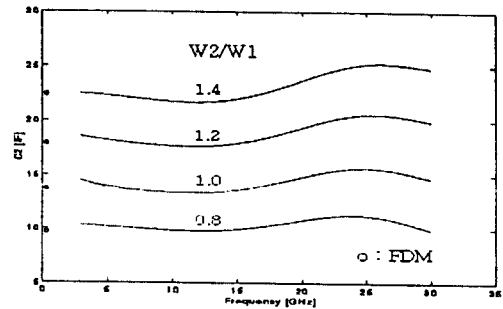
그림 7. CPW 갭과 등가회로 모델
Fig. 7. CPW gap and the equivalent circuit model.



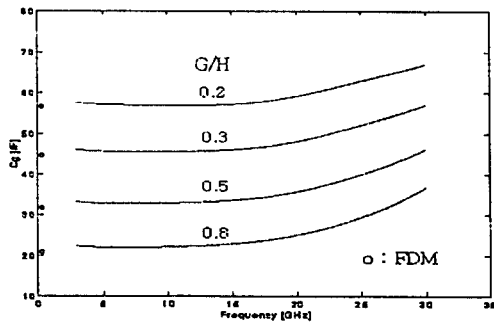
(a)



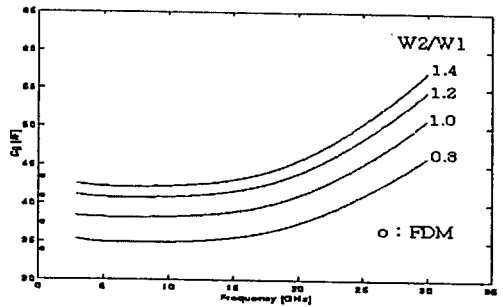
(a)



(b)



(b)



(c)

그림 8. G/H비 변화에 따른 주파수 영역 가장자리 커패시턴스 C1, C2 및 결합 커패시턴스 Cg.
($W_1/H=W_2/H=1$, $D/H=2$)

Fig. 8. Fringing capacitance C1, C2 and coupling capacitance Cg as a function of the frequency for G/H ratio change.
($W_1/H=W_2/H=1$, $D/H=2$)

그림 9. W2/W1비 변화에 따른 주파수 영역 가장자리 커패시턴스 C1, C2 및 결합 커패시턴스 Cg.
($G/H=0.4$, $D/H=2$)

Fig. 9. Fringing capacitance C1, C2 and coupling capacitance Cg as a function of the frequency for W2/W1 ratio change.
($G/H=0.4$, $D/H=2$)

그림 8은 $W1/H=W2/H=1$, $D/H=2$ 로 고정하고, G/H 비 변화에 따라 FDTD와 FDM으로 계산한 $C1$, $C2$, Cg 를 함께 나타낸 것이다. 이 경우 신호 도체의 폭 $W1=W2$ 이므로 $C1$ 과 $C2$ 가 같다. 그림 9는 $G/H=0.4$, $D/H=2$ 로 하였을 때, 다양한 $W2/W1$ 비에 대한 $C1$, $C2$ 및 Cg 를 역시 FDTD와 FDM으로 구하여 도시한 것이다.

FDTD와 FDM 계산 결과에서 보여지는 차이는 이미 CPW 개방단에서 설명한 바와 같다. 신호 도체 사이의 간격 G 가 증가하면 가장자리 커패시턴스 $C1$, $C2$ 는 커지고 전자기결합 커패시턴스 Cg 는 작아짐을 그림 8로부터 확인할 수 있으며, 신호 도체 사이의 간격 G 가 고정된 상태이면 두 신호 도체의 폭비 $W2/W1$ 이 증가함에 따라 $C1$ 은 감소하고, $C2$ 와 Cg 는 증가함을 그림 9로부터 알 수 있다.

그리고 그림 8과 그림 9를 그림 4와 그림 6과 비교해 보면으로써 가장자리 커패시턴스 $C1$, $C2$ 의 주파수 영역 특성은 개방단의 특성과 유사하고 결합 커패시턴스 Cg 의 주파수 영역 특성은 연결된 접지면을 갖는 개방단과 유사함을 살펴볼 수 있으며 FDM결과는 15 GHz이하 주파수 영역에서 유효하다는 것을 확인할 수 있다.

3-4 개방단 CPW 스텐브

그림 10은 개방단 CPW 스텐브와 그것의 등가회로이다. 이 구조는 스텐브 길이 L 이 $\lambda/4$ 보다 약간 작을 때 공진이 일어나고 대역통과 필터 제작에 유

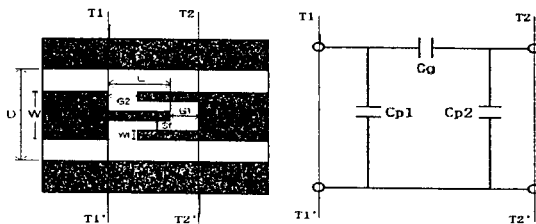
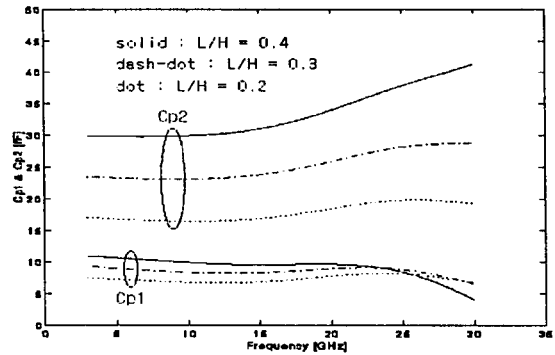


그림 10. 개방단 CPW 스텐브와 등가회로 모델

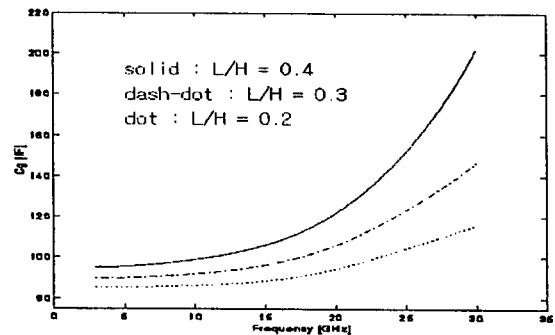
Fig. 10. Open-end CPW stub and its equivalent circuit model.

용한 것으로 알려져 있다.^[5] 만약 스텐브 길이 L 이 짧다면 개방단 CPW 스텐브는 원리적으로 두 신호 도체 사이의 갭으로 간주될 수 있다. 따라서 두 개의 기생 커패시턴스 $Cp1$, $Cp2$ 와 결합 커패시턴스 Cg 로 구성되는 순수 용량성 Π 회로 모델을 이 구조의 등가회로로 사용할 수 있다.

그림 11은 $G1/H=G2/H=0.1$, $Sf/H=Wf/H=$



(a)



(b)

그림 11. L/H 비 변화에 대한 주파수 영역 기생 커패시턴스 $Cp1$, $Cp2$ 및 커패시턴스 Cg .

($C1/H=G2/H=0.1$, $Sf/H=Wf/H=0.2$, $W/H=1$, $D/H=2$)

Fig. 11. Parasitic capacitance $Cp1$, $Cp2$ and coupling capacitance Cg as a function of the frequency for L/H ratio change.

($C1/H=G2/H=0.1$, $Sf/H=Wf/H=0.2$, $W/H=1$, $D/H=2$)

$H=0.2$, $W/H=1$, $D/H=2$ 로 고정하고 L/H 비 변화에 대한 $Cp1$, $Cp2$ 및 Cg 를 나타낸 것이다. 스테르브 길이 L 이 길어짐에 따라 기생 및 결합 커패시턴스 모두가 증가함을 알 수 있고, 주파수가 높아짐에 따라 $Cp1$ 은 감소하고 $Cp2$ 와 Cg 는 증가함을 알 수 있고, 주파수가 높아짐에 따라 $Cp1$ 은 감소하고 $Cp2$ 와 Cg 는 증가함을 확인할 수 있다.

그림 8과 그림 11의 결합 커패시턴스 Cg 의 비교로부터 개방단 CPW 스테르브가 전자기결합 정도가 강하다는 사실을 알 수 있는데, 이는 스테르브에 의한 전자파의 포획이 많아져 방사손실이 갭에 비해 더 작기 때문이다.

IV. 결 론

CPW는 신호 도체와 접지면이 동일 평면상에 구성되기 때문에 능동 및 집중 수동소자의 삽입이 용이할뿐 아니라 회로의 고밀도 집적화를 쉽게 이룰 수 있다. 또한, 초고주파 회로 제작시 선로와 선로 간, 선로와 소자간 접촉이 간단하다. 따라서 MM-IC나 HIC 제작시 마이크로스트립선로에 비해 더 적합하다고 할 수 있다.

본 논문에서는 전파해석 방법인 FDTD를 적용하여 CPW 불연속 중 개방단, 연결된 접지면을 갖는 개방단, 갭, 개방단 CPW 스테르브에 대한 순수 용량성 집중소자 등가회로를 제시하였고, 구조의 물리적 차원과 3~30 GHz의 주파수 함수로써 등가회로의 커패시턴스값을 계산하였다. 그리고 FDTD로 유도한 커패시턴스값의 신뢰성을 확보하기 위해서 개방단, 연결된 접지면을 갖는 개방단 및 갭 불연속에 대해 FDM으로 계산한 준정적 결과와 비교하였다. 비교 결과 개방단은 대략 12 GHz이하의 주파수 영역에서, 연결된 접지면을 갖는 개방단과 갭은 15 GHz이하 주파수 영역에서 FDM의 결과가 유효하다는 사실을 확인하였다. 또한 20 GHz이상의 주파수 영역에서는 전자파의 방사효과와 전자기결합에 기인하여 FDTD와 FDM의 결과 사이에 차이가 있음을 확인하였다.

계산된 주파수 영역 커패시턴스값들은 컴퓨터 시뮬레이션에 필요한 CPW 라이브러리 구축에 중요한 자료로 활용될 수 있을 것이다. 그리고 무선통신 시스템을 구성하는 혼합기, 발진기, 상승 하강변환기, 증폭기 등과 같은 초고주파 회로 설계시 유용하게 적용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] R. A. Pucel, "Design considerations for monolithic microwave circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 513-534, June. 1981.
- [2] R. W. Jackson, "Considerations in the use of coplanar waveguide for millimeter wave integrated circuits," *IEEE trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, pp. 1450-1456, Dec. 1986.
- [3] R. N. Simons and G. E. Ponchak, "Modeling of some coplanar waveguide discontinuities," *IEEE trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 1796-1803, Dec. 1988.
- [4] M. Naghed and I. Wolff, "Equivalent capacitances of coplanar waveguide discontinuities and interdigitated capacitors using a three-dimensional finite difference method," *IEEE trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, pp. 1808-1815, Dec. 1990.
- [5] N. I. Dib and R. N. Simons, "Theoretical and experimental characterization of coplanar waveguide discontinuities for filter applications," *IEEE trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39, pp. 873-882, May. 1991.
- [6] X. Zhang and K. K. Mei, "Time-domain finite difference approach to the calcu-

- llation of frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [7] G. C. Liang, Y. W. Liu and K. K. Mei, "Full-wave analysis of coplanar waveguide and slotline using the time-domain finite-difference method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, pp. 1949-1957, Dec. 1989.
- [8] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-23, no.4, pp.377-382, Nov. 1981.
- [9] Q. Chen and V. F. Fusco, "Three dimensional finite-difference time-domain slotline analysis on a limited memory personal computer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-43, pp.358-362, 1995.
- [10] P. C. Cherry and M. F. Iskander, "FD-TD analysis of high frequency electronic interconnection effects," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-43, pp. 2445-2451, 1995.
- [11] Matthew and N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, New York: CRC press, 1992.

박 기 동



1995년 : 전남대학교 대학원 전자공학
학과(공학석사)
1995년~현재 : 동 대학원 전자공학과
박사과정
1997년~현재 : 동신전문대학 정보
통신과 전임강사

[주관심 분야] 전자파 해석

임 영 석



1984년~현재 : 전남대학교 전자
공학과 교수
[주관심 분야] 전자파 해석, 초고
주파 회로설계