

論文95-32A-8-6

전자기적 결합을 이용한 이층 마이크로스트립선로의 접속 구조

(Interconnection Structures of Bilevel Microstriplines Using Electromagnetic Coupling)

朴基棟*, 李玄辰**, 林永錫*

(Kidong Park, Hyeonjin Lee, and Yeongseog Lim)

요 약

이층 평판 구조에서 선로간의 연결을 위해 사용하는, 전자기적 결합을 이용한 근접결합 개방단 마이크로스트립 접속 방법에 대해 3차원 유한차분 시간영역(3D-FDTD) 방법을 적용하여 해석하였다. 세 가지 형태의 전자기적 결합을 이용한 접속 구조 즉, 콜리너 선로, 트랜스버스 선로, 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조를 해석 대상으로 설정하였다. 분석 결과로부터 이러한 접속 구조들이 광대역에 걸쳐 이층 선로간의 연결에 충분한 전자기적 결합을 일으킨다는 사실을 확인 할 수 있었다. 계산 결과의 신뢰성과 접속 방법으로서의 타당성을 확보하기 위해, 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조에 대한 계산 결과를 실제 제작하여 측정된 실험 결과 및 비아 홀(via hole) 접속 구조의 계산결과와 비교하였다.

Abstract

Proximity-coupled open-end microstrip interconnections in bilevel planar structures are investigated through three-dimensional finite-difference time-domain(3D-FDTD) method. Three types of EMC (electromagnetically coupled) microstriplines are considered, collinear lines, transverse lines and modified EMC structure. From the analyzed results, It is found that these EMC interconnections have the coupling coefficient enough to interconnect lines in bilevel structures over a broad-band. The computed results of the modified EMC structure was compared with measurement from physical model and the computed results of via hole interconnection.

I. 서 론

전자소자들이 점점더 소형화되어지고 있으며, 통신

시스템의 대용량화와 디지털 컴퓨터의 고속화에 따른 MIC의 고밀도화와 동작신호의 주파수가 날로 높아져 감에 따라 MIC는 복잡한 3차원적인 다층 다도체 구조를 갖게되었다. 따라서, 고밀도 집적회로를 설계할때 이층에 위치한 마이크로스트립선로간의 불연속 문제와 함께 선로간의 접속 문제가 중요한 고려 사항으로 대두되고 있다. 즉, 설계된 회로의 동작특성에 대한 신뢰성을 확보하기 위해서는, 신호의 왜곡, 지연 및 혼신등을 일으키는 원인이 되는 전자기적 불연속 특성을 불

* 正會員, 全南大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Chonnam Nat. Univ.)

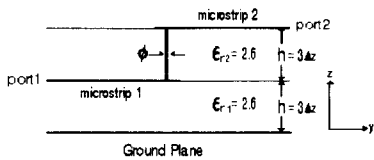
** 正會員, 東新 專門大學 電子科

(Dept. of Elec., Dongshin Junior College)

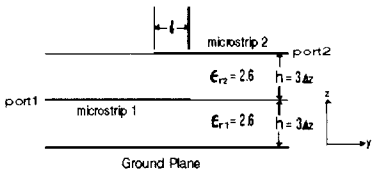
接受日字: 1994年12月6日, 수정완료일: 1995年7月29日

가피하게 수반하여, 신호를 전송해야만 하는 접속 구조에 대한 정확한 해석이 설계과정에서 이루어져야만 한다. 따라서, 고밀도 다층 다도체 회로에 있어 접속 구조는 전송하려는 신호에 미치는 영향을 고려해볼 때 무엇보다 중요하다고 할 수 있다.

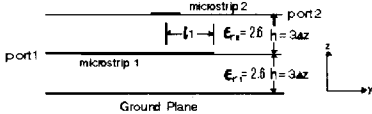
지금까지는 선로를 직접 연결시키는 그림 1(a)에 보이는 비아 홀 접속 방법이 고밀도 다층회로의 각각 다른층에 위치한 마이크로스트립선로를 접속하는데 주로 사용되었다.¹¹⁾



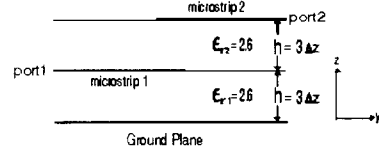
(a) 비아 홀 접속구조
(a) via hole interconnection.



(b) 콜리니어 선로
(b) collinear lines.



(c) 트랜스버스 선로
(c) transverse lines.



(d) 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조
(d) modified EMC structure

그림 1. 이층선로의 접속구조
Fig. 1. Interconnection structures in Bil-level Microstriplines.

그러나, 신호의 주파수가 높아짐에 따라 이 접속구조는 회로의 동작특성을 심각하게 저하시키고 복잡한 3차원적인 구조를 갖게 되어 제작이 어렵게 되는 한계성을 지닌다. 이러한 문제점을 해결하고 선로들을 간접적으로 접속하기 위해, 최근에는 CPW-마이크로스트립선로 접속구조, 그림 1(b),(c)에 보이는 선로간의 전자기적 결합을 이용하는 두 가지 형태의 근접결합 개방단 마이크로스트립 접속구조인 콜리니어 선로와 트랜스버스 선로가 제안되었다.¹²⁻³⁾

그러나, 이와 같은 전자기적 접속구조 형태의 선로에서는 상층과 하층기판의 유전율 상수가 선로간 전자기적 결합에 중대하게 영향을 미치게 된다. 즉, 전자기적 결합은 상층기판의 유전율 상수값이 하층기판의 유전율 상수값보다 클 경우에 강하게 일어나게 된다. 이러한 사실은 유전율 상수값이 동일한 다층기판상에 존재하는 마이크로스트립선로를 접속하는데 있어서 부적합하다. 따라서, 본 논문에서는 그림 1(d)에 보이는 트랜스버스 선로의 변형인 수정된 전자기적 결합을 이용한 접속구조를 제시하였다.

콜리니어 선로는 각각 다른층에 두개의 반무한 마이크로스트립선로가 위치한 구조로 겹치는 길이 l 이 선로간의 전자기적 결합을 조절할 수 있다는 장점이 있다.

트랜스버스 선로는 상층기판상의 개방단 마이크로스트립 선로와 하층기판상에 위치한 다른 개방단 마이크로스트립 선로가 직각으로 교차하는 형태이고, 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조는 경첩형태의 개방단 마

이크로스트립 선로가 상층과 하층기판상에 각각 위치한다. 이 전자기적 결합을 이용한 구조들은 잠재적으로 MIC 나 MMIC 설계시 주요한 회로 구성 요소이며 이 층선로간 접속에 사용되어 온 비아 홀 방법을 대신 할 수 있는 접속 방법이다.

전반적인 전자기적 문제를 다루는데 폭넓게 응용하고 있으며, 비교적 정확하다고 할 수 있는 모멘트 법(MOM)이 접속 구조의 해석을 위해 사용되어왔다.^{1,3-5} 하지만, MOM은 마이크로스트립 구조에 대한 그린함수(Green's function)의 복잡성으로 인해 정확한 계산결과를 얻으려면 구조를 매우 세밀하게 나누어야만 하므로 비경제적이고 해석에 필요한 수식을 유도하는 과정이 복잡하다는 단점이 있다. 그러므로, 본 논문에서는 이러한 단점을 피하기 위해 전파해석(fullwave analysis)이며 시간영역 해석방법인 유한차분 시간영역(FDTD) 방법을 접속 구조의 해석에 사용하였다. 시간영역 해석방법은 시간응답을 푸리에 변환함으로써 원하는 주파수 대역의 정보를 얻을 수 있다는 장점이 있으며 알고리즘이 간단하고 효율적이라는 특징이 있다.

본 논문의 제 2장에서는 FDTD 방법을 간략하게 설명하였고, 제 3장에서는 계산결과를 제시하고 측정된 실험결과와 비교하였다.

II. 문제 구성

FDTD 방법은 다양한 종류의 전자기적 문제를 해석하는데 광범위하게 사용되고 있다.⁶⁻¹¹ 이 방법은 유한 공간 체적에 대하여 맥스웰 방정식을 이산화하고, 그 도함수에 중심 차분 근사(centered difference approximation)를 사용하여 근사화함으로써 수식화되어진다. 도체선로 및 접지면은 접선 전계성분을 영(零)으로 놓음으로써 처리하고, 계산영역을 유한하게 제한하는데 사용한 다른 면들은 면으로부터 반사를 최소화시키기 위해 특별한 경계조건인 흡수경계조건(absorbing boundary condition)을 적용한다. 매질이 균일성(uniform), 등방성(isotropic), 균질성(homogeneous)이고, 구조가 무손실(lossless)이라고 가정한다면 맥스웰 방정식은 다음 식(1)과 같다.

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{H},$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{E}. \quad (1)$$

연속적인 1차 편미분 방정식들의 이산적인 근사식을 얻기위해, 시간과 공간에 대하여 중심 차분 근사를 사용한다. 그림 2와 같이 전자계성분들이 분포하는 단위 격자를 고려하면, 전체 계산영역은 이러한 격자들이 쌓여서 만들어지게 된다. 단위격자의 x,y,z방향 차원은 각각 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 이다. 이러한 전자계성분 배열은 각 성분 계산에서 중심 차분이 이루어지고 접선성분의 연속성이 자연스럽게 성립하는 장점을 갖는다. 단위격자에는 여섯개의 유일한 성분만이 존재하므로 그림 2에 보이는 단위격자의 어두운 부분과 접하는 여섯개의 성분들을 x,y 및 z방향의 노드 수에 대응되는 아래첨자 i,j,k를 갖는 단위노드로 생각할 수 있다.

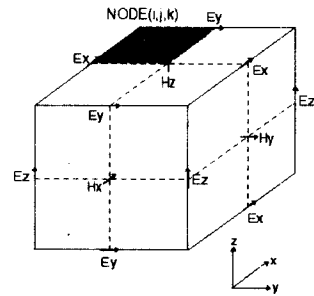


그림 2. FDTD 단위격자상의 전자계 성분배열
Fig. 2. Field component placement in FDTD unit cell.

시간 스텝(time step)은 윗첨자 n을 가지고 표기한다. 이 전자계성분 배열, 중심 차분 근사를 사용하면 식(1)의 유한차분 근사식은 식(2)로 표현된다.

$$H_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{x,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_{y,i,j,k}^n - E_{y,i,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{z,i,j+1,k}^n - E_{z,i,j,k}^n),$$

$$H_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{y,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_{x,i,j,k}^n - E_{x,i-1,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_{x,i,j,k}^n - E_{x,i,j,k-1}^n),$$

$$H_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{z,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{x,i,j+1,k}^n - E_{x,i,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_{y,i,i,j,k}^n - E_{y,i-1,j,k}^n),$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{E}_{x,i,j,k}^{n+1} &= \mathbf{E}_{x,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} \left(\mathbf{H}_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}_{z,i,j-1,k}^{n+\frac{1}{2}} \right) \\
&\quad - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left(\mathbf{H}_{y,i,j,k+1}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} \right), \\
\mathbf{E}_{y,i,j,k}^{n+1} &= \mathbf{E}_{y,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left(\mathbf{H}_{x,i,j,k+1}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} \right) \\
&\quad - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} \left(\mathbf{H}_{z,i+1,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} \right), \\
\mathbf{E}_{z,i,j,k}^{n+1} &= \mathbf{E}_{z,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} \left(\mathbf{H}_{y,i+1,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} \right) \\
&\quad - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} \left(\mathbf{H}_{x,i,j,k+1}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}_{x,i,j-1,k+1}^{n+\frac{1}{2}} \right). \quad (2)
\end{aligned}$$

식(2)에서 $+1/2, -1/2$ 시간 스텝들은 전계 \mathbf{E} 와 자계 \mathbf{H} 가 시간 도함수들의 중심 차분을 얻는데 교대로 계산된다는 것을 나타낸다. 이 방정식들에서 유전율과 투자율은 각 전자계성분들의 위치에 따라 적절한 값으로 설정되어야 한다.

공기와 유전체 경계면상의 전계성분들에 대하여 두 유전율의 평균을 사용한다.^[9] 이 근사식들을 이끌어 낼 때 중심 차분의 사용으로 공간과 시간 스텝들에 2차 오차가 발생한다. 즉, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 그리고 Δt 가 Δl 에 비례한다면 전체적인 오차는 $O(\Delta l^2)$ 가 된다. 사용할 수 있는 최대 시간 스텝은 유한 차분 방정식들의 안정조건인 식(3)에 의해 제한된다.^[10]

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (3)$$

여기서, v_{\max} 는 계산영역내의 최대 광속이며, 일반적으로 계산영역내에 유전율 상수 $\epsilon_r = 1$ 을 갖는 영역이 포함된다면 자유공간에서의 광속이 된다.

공급 전원은 식(4)로 표현되는 가우스형 펄스(Gaussian pulse)를 사용하였고 그림 1에 보이는 포트 1에 인가하였다.

$$\mathbf{E}_z(t) = E_0 e^{-(t-t_0)^2/T^2}, \quad E_0: \text{임의의상수} \quad (4)$$

소오스 면상에서의 재반사때문에 나타날 수 있는 수치적인 오차를 줄이기위해, 가우스형 펄스를 인가한후 해석대상체회로의 불연속으로부터 반사되는 전압파가 소오스 면상에 도달하기 이전에 소오스 면상의 경계조건을 식(5)로 표현되는 흡수경계조건으로 바꾸었다.^[12]

$$\mathbf{E}_0^{n+1} = \mathbf{E}_1^n + \frac{v \Delta t - \Delta y}{v \Delta t + \Delta y} (\mathbf{E}_1^{n+1} - \mathbf{E}_0^n). \quad (5)$$

FDTD 방법을 사용해 시간응답을 얻은 후 푸리에 변환을 통해 주파수 영역에서의 산란 행렬 계수(scattering matrix coefficients)을 식(6)처럼 구할 수 있다.

$$[V]^{-1} = [S][V]^{-1}. \quad (6)$$

여기서, $[V]^{-1}$ 와 $[V]$ 는 반사 전압 벡터와 입사 전압 벡터이고 $[S]$ 는 산란 행렬이다. 매 시간 스텝마다 각 포트를 구성하는 도체선로와 접지면사이의 경로를 따라 수직방향 전계성분 E_z 를 선적분함으로써 전압파형을 구하고, 이 시간응답들의 푸리에 변환으로부터 산란 파라미터값, S_{jk} ,을 식(7)과 같이 계산한다.

$$S_{jk}(\omega) = \begin{cases} \frac{V_j(\omega) - V_k(\omega)}{V_k(\omega)} & j=k \\ \frac{V_j(\omega)/\sqrt{Z_j(\omega)}}{V_k(\omega)/\sqrt{Z_k(\omega)}} & j \neq k \end{cases} \quad (j, k=1, 2, 3, \dots) \quad (7)$$

여기서, $V_j(\omega)$ 는 변환된 j 번째 포트 전압파형, $V_k(\omega)$ 는 변환된 k 번째 포트 입사 전압파형, $V_k(\omega)$ 은 k 번째 포트에서 변환된 입사와 반사 전압파형의 합, $Z_j(\omega)$ 는 j 번째 포트 임피던스, $Z_k(\omega)$ 는 k 번째 포트 임피던스이다.

그림 1의 임의의 위치 $y=y_j$ 에서 계산되는 주파수영역 임피던스 $Z(\omega, y_j)$ 는 식(8)에 의해서 정의된다.

$$Z(\omega, y_j) = \frac{F[V(t, y_j)]}{F[I(t, y_j)]} \quad (j=1, 2, 3, \dots) \quad (8)$$

여기서, $Z(\omega, y_j)$, $F[V(t, y_j)]$ 및 $F[I(t, y_j)]$ 는 각각 푸리에 변환된 임피던스, 전압파형, 그리고 전류파형을 나타낸다. $V(t, y_j)$ 와 $I(t, y_j)$ 는 각각 식(9)와 (10)로 정의된다.

$$V(t, y_j) = \int_a^b \mathbf{E}_z(x, z, t, y_j) \cdot \vec{dz} \quad (9)$$

$$I(t, y_j) = \oint_c \mathbf{H}_x(x, z, t, y_j) \cdot \vec{dl}. \quad (10)$$

여기서, a 는 접지면상의 점, b 는 포트를 구성하는 도체선로의 중앙 점, 그리고 c 는 포트를 구성하는 도체선로를 둘러싸는 폐곡선을 나타낸다. 그러면, 포트 1의 정재파비(VSWR)는 다음 식(11)로 정의된다.

$$VSWR(\omega) = \frac{1 + |S_{11}(\omega)|}{1 - |S_{11}(\omega)|} \quad (11)$$

III. 계산 결과

동일한 유전율 상수를 갖는 이층구조에서 세 가지 형태의 접속구조 즉, 콜리니어 선로, 트랜스버스 선로, 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조에 대한 계산결과를 X-band 주파수대역에서 계산하였다.

수치적인 분석에 유전율 상수 $\epsilon_r=2.6$, 두께 $h=0.8\text{mm}$ 인 테프론(Teflon)기판, 공간 스텝 $\Delta x=0.4\text{mm}$, $\Delta y=0.4\text{mm}$, $\Delta z=0.265\text{mm}$, 전체 계산 영역 $80 \times 120 \times 20$, 시간 스텝 $\Delta t=0.441\text{ps}$, 가우스형 펄스의 절반 폭 $T=35 \Delta t$, 시간지연 $t_0=150 \Delta t$ 을 사용하였다. 수치적인 에러를 줄이기위해, 각 포트의 기준면을 회로의 불연속 부분과 흡수 경계면으로부터 충분히 먼곳으로 결정하였다.

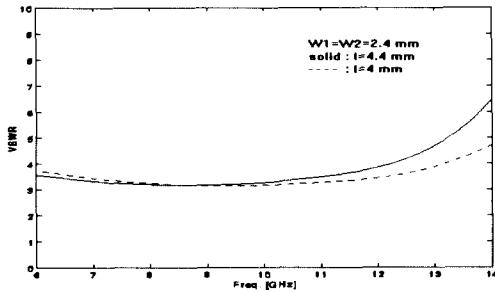


그림 3. 콜리니어 선로의 VSWR
Fig. 3. VSWR versus frequency for collinear lines.

비아 홀 해석의 경우, 홀을 모델링하는 과정에 계단 근사를 적용하였고 홀의 위치는 두 개방단 마이크로스트립선로의 끝으로부터 각각 0.4mm씩 떨어져 있으며 지름이 0.4mm이다. 포트 1에 대한 기준면은 소오스면으로부터 40 Δy 인 위치에 설정하였다.

콜리니어 선로의 포트 1에 대한 기준면은 회로 불연속으로부터 20 Δy , 소오스 면으로부터 40 Δy 떨어져 있다. 반복적인 계산과정을 통해 이 구조의 최소 VSWR은 겹치는 길이가 $0.204\lambda_{m1}$ 일때 나타난다는 것을 알아냈으며 그림 3으로부터 이 사실을 확인할 수 있다. λ_{m1} 은 아래층 기판상의 마이크로스트립 선로를 따라 유도되는 전자파의 파장이다. 이 구조는 윗층과 아래층의 유전율 상수가 같기 때문에 공급된 에너지의 일부만이 윗층기판내에 존재하게 되어 광대역에 걸쳐 거의 일정하면서도 높은 반사계수를 갖게된다.

트랜스버스 선로의 경우, 포트 1의 기준면은 회로

불연속에서 15 Δy , 소오스 면으로부터 40 Δy 떨어져 있다. 그림 4에 스테브 길이와 도체선로 폭 변화에 따른 VSWR의 값을 제시하였으며, 이 값으로부터 두개의 트랜스버스 마이크로스트립 선로사이의 전자기적 결합이 스테브의 존재로 인하여 복잡하리라는 것을 예측할 수 있다.

이 구조의 최소 VSWR은 윗층에 위치한 스테브의 길이가 $0.417\lambda_{m2}$ 이고, 아래층에 있는 스테브 길이가 $0.433\lambda_{m1}$ 일때 나타난다. λ_{m2} 는 상층기판상에 있는 마이크로스트립 선로를 따라 유도되는 전자파의 파장이다. 따라서, 두 스테브의 길이가 대략 반 파장일때 최로는 공진상태가 된다. 이 형태는 두개의 스테브가 있음으로 인해 광대역에 걸쳐 일정한 정합특성을 나타내지만 상층과 하층의 같은 유전율 상수값 때문에 여전히 높은 반사계수를 갖는다.

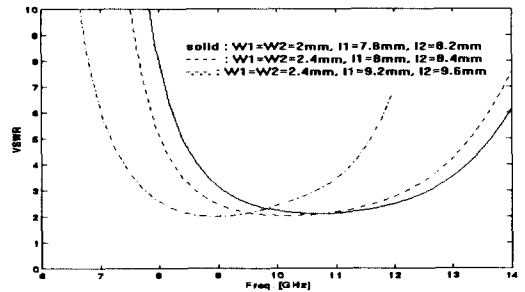


그림 4. 트랜스버스 선로의 VSWR
Fig. 4. VSWR versus frequency for transverse lines.

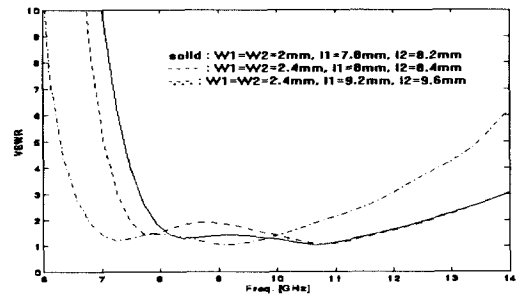
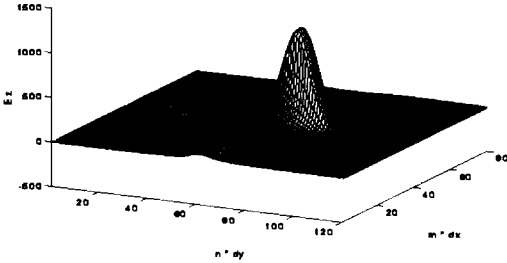


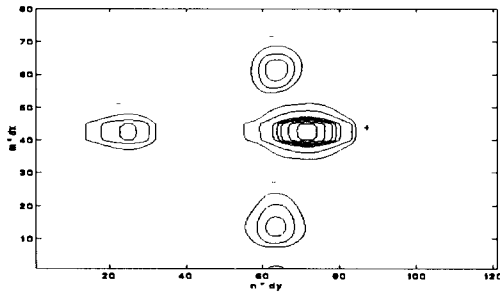
그림 5. 수정된 접소구조의 VSWR
Fig. 5. VSWR versus frequency for modified structure.

수정된 전자기적 결합을 이용한 구조의 포트 1에 대

한 기준면은 트랜스버스 선로와 같다. 그림 5는 스테르브 길이와 도체선로 폭의 변화에 따른 VSWR을 보인 것이다. 두개의 스테르브와 두개의 직각 밴드 불연속 때문에 회로의 접합 불연속에서의 전자계 분포는 트랜스버스 선로 보다 더 복잡할것이라는 것을 VSWR 변화로부터 예상할 수 있는데 이 사실은 그림 6.7 및 8에 나타난 시간에 따른 전자계 분포 형태로 부터 살펴볼 수 있다.



(a) 3차원 그림
(a) three-dimension plot.



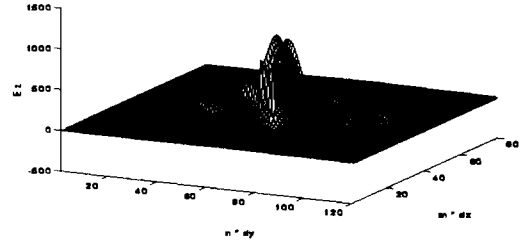
(b) 윤곽선 그림
(b) contour plot.

그림 6. 시간스텝 n=622 일때 트랜스버스 선로의 $E_z(x, y, 3\Delta z, n\Delta t)$ 분포도

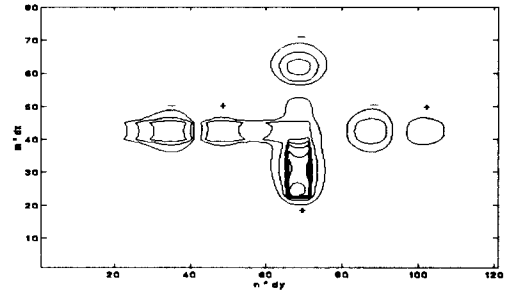
Fig. 6. $E_z(x, y, 3\Delta z, n\Delta t)$ distribution of transverse lines at n=622.

그림 6은 트랜스버스 선로에서 가우스형 펄스가 회로의 불연속으로부터 포트 1 방향으로의 반사파, 포트 2 방향으로의 전송파 및 두 스테르브에서의 전계 E_z 분포이고, 그림 7은 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조의 포트 1 방향으로의 반사파, 포트 2 방향으로의 전

송파 및 두 스테르브에서의 전계 E_z 분포이다. 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조에 대하여 시간이 경과함에 따른 yz 평면의 가우스형 펄스의 전파 형태를 그림 8에 나타내었다.



(a) 3차원 그림
(a) three-dimension plot.



(b) 윤곽선 그림
(b) contour plot.

그림 7. 시간스텝 n=622 일때 수정된 접속구조의 $E_z(x, y, 3\Delta z, n\Delta t)$ 분포도

Fig. 7. $E_z(x, y, 3\Delta z, n\Delta t)$ distribution of modified structure at n=622.

최소 VSWR이 나타날때의 스테르브 길이는 트랜스버스 선로의 경우와 같다. 이론값인 반파장보다 약간 짧은 이유는 개방단 마이크로스트립 선로의 가장자리 영향(edge effect)때문이다. 두번째 최소 VSWR은 두개의 직각 밴드 불연속에 기인한다고 설명할 수 있다.

콜리니어 선로는 겹친 길이에 의해 전자기적 결합을 조절할 수 있으며 상층의 유전율 상수가 하층의 유전율 상수보다 클 때, 광대역에 걸쳐 거의 일정한 VSWR을 갖기때문에 이층구조의 결합기나 필터 설계에 유용하게 사용될 수 있다. 하지만, 상층과 하층의

유전율 상수가 동일한 경우에는 전자기적 결합이 일어나는 상층 유전체에 저장되는 에너지량이 적어 VSWR이 높게되므로 접속구조로서는 부적합하게 된다.

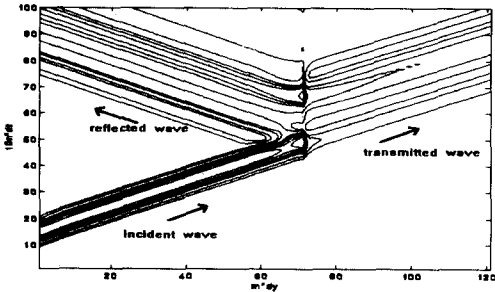


그림 8. 수정된 접속구조의 전파형태: $E_x(42\Delta x, m\Delta y, 3\Delta z, 10n\Delta t)$ 분포도
Fig. 8. Propagation diagram of the modified structure: $E_x(42\Delta x, m\Delta y, 3\Delta z, 10n\Delta t)$ distribution.

그리고, 트랜스버스 선로는 두개의 스테르브에 의해 전자기적 결합을 조절할 수 있고, 스테르브들의 공진 현상에 의해 콜리너 선로보다 강한 전자기적 결합 특성으로 광대역에 걸쳐 좋은 정합 특성을 갖지만, 콜리너 선로와 마찬가지로 동일한 유전체로 구성된 이층구조에서는 여전히 높은 반사계수를 갖는다.

그러나, 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조는 같은 경우의 트랜스버스 선로와 비교한 그림 9를 살펴볼때, 두 개의 스테르브와 두 개의 직각 벤드에 의해 더 넓은 대역에서 더 낮은 반사계수를 나타낸다. 또한, 이 구조는 두 개의 스테르브의 길이 변화로 선로간 전자기적 결합을 조절하여 VSWR이 1.5이하 즉, 반사손실이 -14dB이하가 되는 광대역을 쉽게 결정할 수 있다는 점에서 이층평판구조에서 선로간의 접속방법으로 유용하다고 할 수 있다.

그림 9는 비아 홀 트랜스버스 선로, 수정된 구조의 결과를 $l_1=7.8mm, l_2=8.2mm, W_1=W_2=2mm$ 의 수정된 구조를 제작하여 측정한 결과와 함께 나타낸것으로 계산결과와 측정치가 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

그림 10은 $W_1=W_2=2mm$ 이고, 스테르브 길이 l_1 과 l_2 가 다른 3개의 수정된 구조를 제작하여 반사손실을 측정 한 것으로 두 스테르브 길이변화에 의해, 최소 VSWR이 나타나는 주파수와 반사손실이 -14dB 이하가 되는 광범위의 주파수대역이 이동하는 것을 확인할 수 있다.

따라서, 스테르브 길이 조절로 원하는 주파수대역에서 이층구조의 선로간 접속을 용이하게 이룰 수 있다.

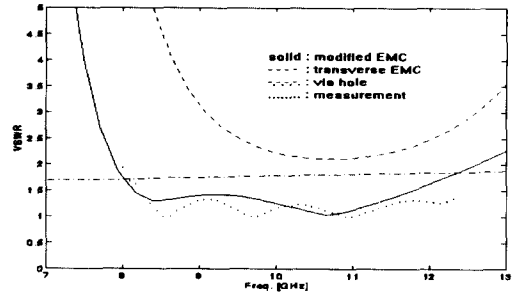


그림 9. VSWR의 비교: $l_1=7.8mm, l_2=8.2mm, W_1=W_2=2mm$
Fig. 9. Comparison of VSWR.: $l_1=7.8mm, l_2=8.2mm, W_1=W_2=2mm$

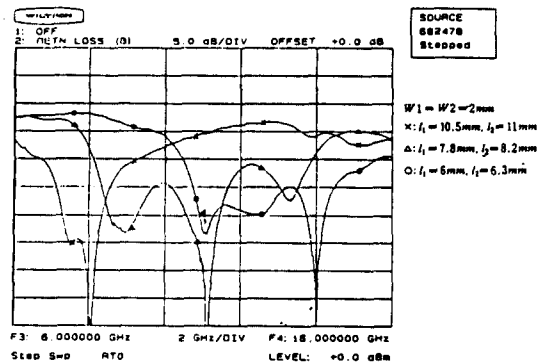


그림 10. 수정된 구조의 스테르브 길이변화에 대한 측정된 반사손실
Fig. 10. The measured Return Loss versus change of the stub length of the modified structure.

IV. 결 론

FDTD 방법을 사용하여 동일한 유전체로 구성된 이층구조에서 세 가지 형태의 전자기적 결합을 이용한 접속구조 즉, 콜리너 선로, 트랜스버스 선로 및 수정된 전자기적 결합을 이용한 구조를 해석하였다.

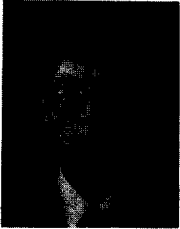
콜리너 선로와 트랜스버스 선로는 상층과 하층의 유전율 상수가 같은 경우에는 VSWR이 높기때문에 이층 선로간 접속구조로는 부적당하고, 계산 결과와 실험 결과의 비교에서 잘 일치함을 보여준 수정된 전자기적

결합을 이용한 구조는 두 개의 스텔브의 길이 변화로 선로간 전자기적 결합을 조절하여 광대역에 걸쳐 VSWR이 1.5이하 즉, 반사손실이 -14dB이하가 되도록 쉽게 결정할 수 있으므로 MIC 나 MMIC 와 같은 고밀도 다층회로에서 선로간 연결을 위한 접속 구조로써 유용하다고 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Shuji Maeda and Ichiro Fukai, "Fullwave analysis of propagation characteristics of a through hole using the finite-difference time-domain method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-39, pp. 2154-2159, Dec. 1991.
- [2] J.J.Burke and R.W.Jackson, "Surface-to-surface transition via electromagnetic coupling of microstrip and coplanar waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol MTT-37, pp. 519-525, March. 1989.
- [3] H. Y. Yang and N. F. Alexopolus, "Basic blocks for high-frequency interconnects: theory and experiment," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, pp. 1258-1264, Aug. 1988.
- [4] P.B.Katehi and N.G.Alexopoulos, "Frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities in millimeter-wave integrated circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol MTT- 33, pp1029-1035, Oct. 1985.
- [5] S.Papatheodorou, J.R.Mautz and R.F. Harrington, "Full-wave analysis of a strip crossover," IEEE Trans, Microwave Theory Tech, vol MTT-38, pp.1439-1447, Oct. 1990.
- [6] D.H.Choi and J.R.Hoefler, "The finite-difference time-domain method and its application to eigenvalue problems," IEEE Trans, Microwave Theory Tech, vol MTT-34, pp1464-1469, Dec. 1986.
- [7] D.L.Paul, N.M.Pothecary and C.J.Railton, "Calculation of the dispersive characteristics of open dielectric structures by the finite-difference time-domain method," IEEE Trans, Microwave Theory Tech, vol MTT-42, pp.1207-1211, July, 1994.
- [8] X. Zhang 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. MTT-36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [9] D. M. Sheen and S. M. Ali, "Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits," IEEE Trans, Microwave Theory Tech., vol. MTT-38, pp. 849-857, July. 1990.
- [10] A.Taflove and M.E.Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," IEEE Trans, Microwave Theory Tech, vol MTT-23, pp. 623-630, Aug. 1975.
- [11] G.C.Liang, Y.W. Liu and K.K. Mei, "Full-wave analysis of a coplanar waveguide and slotline using time-domain finite-difference method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-37, pp.1949-1957, Dec. 1989.
- [12] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic field equations," IEEE Trans, Electromagn. Compat., vol. EMC-23, pp. 377-382, Nov. 1981.

— 저 자 소 개 —



朴 基 棟(正會員)

1970年 4月 2日生. 1993年 2月
전남대학교 전자공학과 졸업(공
학사). 1995年 2月 전남대학교
대학원 전자공학과 졸업(공학석
사). 1995年 3月~현재 전남대
학교 대학원 전자공학과 박사과

정. 주관심분야는 M/W회로 설계, EM 수치해석 등
임.



李 玄 辰(正會員)

1992年 3月~현재 전남대학교 대
학원 전자공학과 박사과정. 1991
年 3月~현재 동신전문대학 전자과
조교수. 주관심분야는 M/W회로
설계, 초고속 전송선로 해석 등임.

林 永 錫(正會員) 第 31卷 A編 第 10號 參照

현재 전남대학교 전자공학과 부교
수