

마이크로스트립 구조에 대한 빠르고 효율적인 FDTD 해석

Fast and Efficient FDTD Analysis for Microstrip Structures

우종우* · 윤현보**

Jong-Woo Woo* · Hyun-Bo Yoon**

요 약

본 논문에서는 마이크로 스트립의 불연속의 해석시 full-wave FDTD 해석방법이 가지고 있는 긴 계산시간과 많은 양의 메모리를 수직성분 계산방법으로 해석함으로써 줄일 수 있음을 보였다. 이를 확인하기 위하여 마이크로 스트립구조를 갖는 저역통과 필터, 패치안테나, branch-line coupler에 적용하고, 그 특성을 해석하였으며, 이를 기존의 full-wave 방법과 계산시간, 메모리 양을 비교하였다. 그 결과, 본 논문에서 제안된 방법은 기존의 방법에 비하여 계산시간과 메모리 양이 각각 약 50%, 33%가 감소됨을 확인할 수 있었다. 이 방법을 통하여 기존의 FDTD에 비하여 좀더 빠르면서, 적은 양의 메모리가 사용되는 해석이 가능하였다.

Abstract

The full wave method requires a great number of computer memory and lasting long CPU time for the calculation of the discontinuity problems in microstrip structures. While the computation only for the transverse field components at those structures causes the both of time and memory reduction. For the case of the calculating only transverse components for the most of microstrip structures such as low-pass filter, branch coupler and patch antenna the computer memory and running time can be reduced to about 50% and 33%, comparing to the full wave computation. Consequently, the proposed method than that of TEM-mode has a advantages of higher speed and less memory than that of conventional FDTD analysis.

I. 서 론

FDTD 는 주파수영역 수치해석 방법의 제약을 해결할 수 있는 많은 장점이 있음에도 불구하고, 이 방법은 푸리에 변환에 의한 주파수 해상도를 높이기 위해 필요한 장시간의 반복 계산과 해석 구조를 효과적으로 표현하기 위해 작은 단위 격자로 분할함에 따른 많은 컴퓨터 기억용량이 요구된다. 따라서, 이 방법에 의한 해석은 주로 슈퍼 컴퓨터나 워크스테이션과 같은 특정 계산도구에 의해 수행이 가능함으로써, 범용의 수치해석 도구로서의 사용에

많은 제약이 있어 왔다.

특히 마이크로스트립 구조의 불연속 해석을 위해서는 주파수의 해상도를 높이기 위한 반복 계산시간의 증가와 모델링되는 구조보다 더 큰 구조의 공간이 존재해야 되므로 계산수행시간이 길어지게 된다^[1].

이런 단점들을 보완하기 위하여 해석에 필요한 구조가 놓인 부분만 작은 격자로 나누어 계산하는 방법 (fine grid)^[2], Pronybased 알고리즘을 이용하는 방법^[3], 6개의 맥스웰방정식 대신에 scalar 파동 방정식의 해를 구하는 방법 (TDVP)^[4], Ramp 함수로

*부천대학 정보통신계열(Information & Telecommunication, Bucheon College)

**동국대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Eng., Dongguk Univ.)

· 논문 번호 : 20000302-024

· 수정완료일자 : 2000년 8월 3일

입력을 여기하는 방법^[5], 불필요한 계산의 배경을 줄이기 위해서 G. Mur의 2차 또는 3차 흡수경계조건^[6], Berenger의 PML을 이용하는 방법^[7], FE와 FDTD 방법을 혼합하여 사용하는 hybrid FE/FDTD 방법^[8], 격자구조를 불균일하게 나누어 계산하는 방법^[9] 등이 발표되어 계산시간이나 계산공간을 최소로 줄이려는 노력이 활발히 진행 중이다.

본 논문에서는 이런 FDTD의 문제를 보완하고자 기존의 FDTD 계산에서 전자계의 수직성분만을 계산하는 방법을 사용하여, 마이크로 스트립 구조의 불연속회로의 특성을 해석하는데 걸리는 계산시간과 메모리를 줄이면서도 기존의 방법과 대등한 해석을 할 수 있는 방법을 제안하였다.

II. 수직(Transverse)성분의 시간영역 유한차분법(FDTD)

2-1 수직성분의 FDTD 알고리즘

FDTD는 유한체적을 갖는 3차원 해석대상 영역에서, 전자계의 전파 특성을 지배하는 Maxwell의 curl 방정식을 유한차분법으로 근사화하고, 시간과 공간에 대해 동시에 분할함으로써, Maxwell 방정식의 해를 직접 풀어내는 전자계 해석방법이다.

해석대상 영역의 매질을 선형, 등방성 및 균일하다고 가정하고, 도체는 완전도체로 무손실이며, 도전율이 무한대라고 하면, Maxwell의 curl 방정식은

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

$$\nabla \times H = \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (2)$$

와 같이 표시되며, 이들 2개의 편 미분방정식이 지배방정식이 된다.

일반적으로 마이크로 스트립 구조의 전자계 분포는 Quasi-TEM 모드로 알려져 있으며, 대부분의 해석은 진행방향의 수직성분을 통하여 해석을 하고 있다. 그러므로, 기존의 full-wave FDTD의 방정식을 진행방향(x-방향)의 전자계가 없다고 놓고, 수직방향의 성분만 존재한다고 가정하여 방정식을 간략화하면,

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = \mu \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (3)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (4)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = -\epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad (5)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = \epsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} \quad (6)$$

이다. 이 식을 중심차분법에 대입하여 풀고, 공간과 시간에 대하여 각각의 미분의 형태로 나타내어지며, 이 미분식을 컴퓨터의 계산구조에 맞도록 적절히 표현하면, 다음과 같이 표현된다.

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} \{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)\} \quad (7)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} \{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)\} \quad (8)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} \{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)\} \quad (9)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} \{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)\} \quad (10)$$

여기서, 첨자 $n-1/2, n, n+1/2$ 표현은 전계 E 와 자계 H 에 대한 Maxwell의 편 미분 방정식을 풀기 위해 시간에 대한 중심차분법을 적용할 때, 전계절점과 자계절점이 시간적으로 반 step씩 엇갈려 서로 교차되어 계산됨을 의미한다.

단위격자 분할은 해석대상의 가장 세밀한 부분이 충분히 표현되면서, 안정조건을 만족하도록 분할하였으며, 여기필스는 푸리에 변환시 광대역 주파수특성을 갖는 Gaussian 필스를 해석에 사용하였다.

여기방법은 TEM 모드를 여기시키는 방법으로, 입력단에 E_z 와 H_y 를 반스텝 엇갈려서 여기하는 방법을 사용하였다. 이때 여기방법을 그림 1에 나타내었다. 이 방법은 선로를 진행하는 과정에 선로의 분산특성에 의하여 빠르게 안정화된다^{[10],[11]}.

매질의 경계조건은 두 유전체의 매질 경계조건, 도체 경계조건, 입·출력단 경계조건, 무반사 흡수

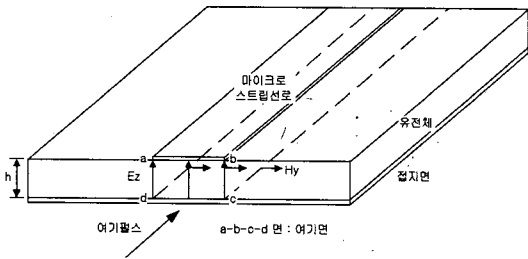


그림 1. TEM 여기

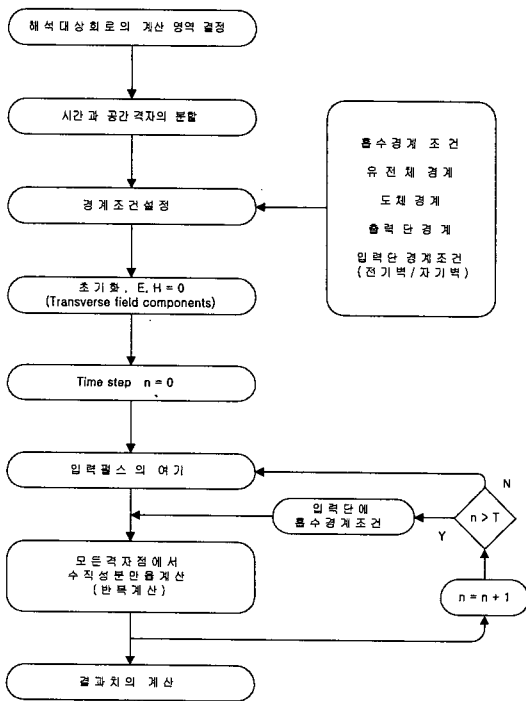


그림 2. 수직성분만을 이용한 계산방법의 순서도

경계조건 (Mur의 1차 근사 흡수경계조건)^[11]을 적절하게 사용하였다.

2-2 계산 알고리즘

본 논문에서 제안한 수직성분만을 이용한 계산방법에 대한 순서도는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

Ⅲ. 마이크로 스트립 구조의 계산

다음과 같은 마이크로 스트립 구조에 대해 수직

성분만을 고려한 계산방법으로 해석하여, 그 결과가 기존의 full wave FDTD 법과 비교하여 일치함을 나타내고자 한다.

Sheen^[12] 이 FDTD의 유용성을 밝히기 위하여 논문에서 제시한 구조와 동일한 마이크로 스트립 구조 (low-pass filter, patch antenna, branch line coupler)를 이용하여 비교하였다.

3-1 저역통과 필터

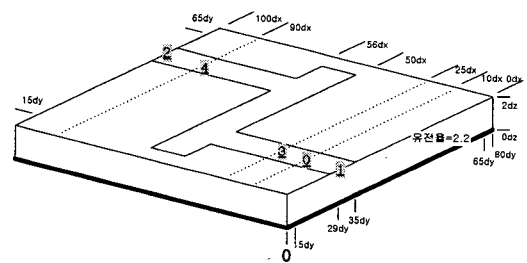
저역통과 필터의 구조는 그림 3에 나온 바와 같으며, 약 6 GHz에서 차단주파수를 갖는 필터이다.

필터의 입력단은 선로의 폭이 2.413 mm, 길이가 21.165 mm이며, 그 입력단의 끝 부분에 폭 2.54 mm이고, 길이가 20.32 mm인 선로가 그림 3과 같이 옆으로 붙어 있는 형태이며, 출력단의 선로의 폭은 입력단과 같으며, 길이는 18.6265 mm를 가지고 있다.

저역통과필터의 특성을 해석하기 위해서 유전체의 두께 d 를 2개의 단위 격자 ($2\Delta z$)로 분할하고, 마이크로스트립의 입력단 및 모든 선로의 길이와 폭을 x, y 방향으로 각각 정수 배로 분할하였다.

사용한 공간분할 격자간격은 안정조건을 만족하는 $\Delta x=0.4233$ mm, $\Delta y=0.4064$ mm, $\Delta z=0.397$ mm이며, 총 격자의 크기는 x, y, z 방향으로 각각 $100 \times 80 \times 16$ 로 분할하여 그 격자에 따른 저역통과 필터의 구조를 그림 3에 나타내었다. 여기서 사용된 마이크로 스트립 기판의 두께 d 는 0.794 mm이며, 기판의 유전율 (ϵ_r)은 2.2이다.

시간 간격 Δt 는 안정조건이 만족하는 7.0598×10^{-1} ps로 설정하였다. FDTD의 계산후 Fourier변환



$dx=0.4233$ mm, $dy=0.4064$ mm, $dz=0.3970$ mm (100 X 80 X 16)

그림 3. 저역통과필터의 해석영역

시 주파수 영역에서 응답특성에 대한 해상도는 177.06 MHz로 하기 위하여 8,000번의 반복 계산을 수행하였다.

해석 주파수 영역은 직류에서부터 37.996 GHz 까지로 설정하여 해석을 수행하였다.

시간분할 간격 Δt 로 8,000번 반복 계산 결과, 급전선로의 여기면 ($10 \Delta x$)에서 $15 \Delta x$ 떨어진 점에서 구한 시간변화에 따른 Gaussian 형태의 진행파형의 결과를 동일한 위치에서의 흡수중단 마이크로스트립 선로의 진행파형과 비교하여 그림 4에 나타내었다.

또한, port 2에서의 전달파형을 그림 5에 나타내었다.

그림 4에서, 흡수중단 마이크로 스트립 선로에 여기된 Gaussian 펄스는 $85 \Delta t$ 시간 (약 60 ps)에 $25 \Delta x$ 인 기준점을 지나게 되며, 출력단의 흡수경계에서 진행파가 흡수되어 반사파가 생기지 않음을 알 수 있다.

그림 4에서, 저역통과 필터에 여기된 Gaussian 펄스는 $85 \Delta t$ 시간 (60 ps)에 $25 \Delta x$ 인 기준점을 지나게 되며, 입력단의 선로와 만나는 처음의 불연속점에서 정재파에 의한 반사파가 입력단으로 되돌아오는 펄스를 약 $226 \Delta t$ (약 160 ps)에서 나타남을 볼 수 있다.

그림 5에서, 저역통과 필터에 여기된 Gaussian 펄스는 마이크로 스트립의 불연속을 지나 $255 \Delta t$ 시간 (약 180 ps)에 $90 \Delta x$ 인 출력단을 지나게 됨을 볼 수 있다.

FDTD 계산 결과, 기준점 $25 \Delta x$ 에서의 시간에

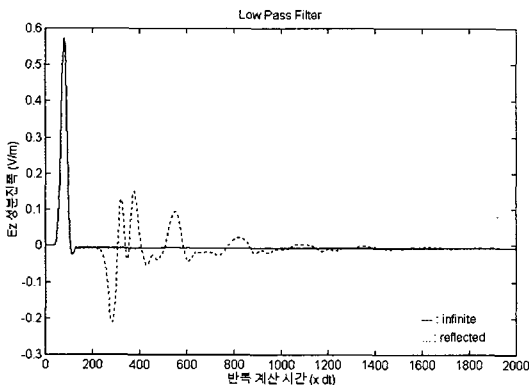


그림 4. $x=25 \Delta x$ 위치에서의 펄스 진행파형

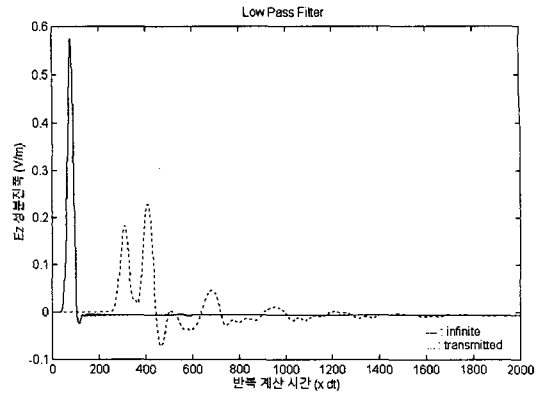


그림 5. 출력단에서의 펄스의 파형

따른 z 방향의 전계성분에 기관의 높이를 곱해 주어 전압값으로 바꾼 값을 Fourier 변환하여 계산한 반사계수와 전달계수를 그림 6에 기존의 full-wave 해석 방법과 비교하여 도시하였다.

이때 계산시간을 비교하여 보면, full-wave 해석은 Pentium-II 350 MHz의 PC로 약 77분의 계산시간이 소요되었으며, 수직성분 계산방법은 약 39 분이 소요되었다.

제한된 수직성분으로 계산된 FDTD의 경우 같은 반복횟수에서의 계산시간이 약 50% 단축되었으며, 메모리의 차지에 있어서는 6개의 전자계의 메모리 양이 주성분인 4개로 줄어들었으므로 약 66.7%의 메모리만으로도 계산이 가능하게 되었다.

또한, 결과치에 있어서도 거의 같은 결과를 얻을 수 있었다.

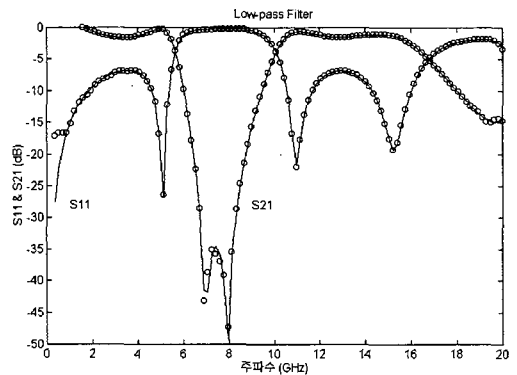


그림 6. 수직성분으로 계산한 저역통과필터의 S_{11} 과 S_{21} (---: full wave FDTD, ○○: 제한된 FDTD법)

3-2 Patch 안테나

마이크로 스트립의 patch 안테나의 구조는 그림 7에 나온 바와 같으며, 약 6.5 GHz에서 공진 주파수를 갖는 사각형태의 안테나이다.

이 안테나의 입력단은 선로의 폭이 2.46 mm, 길이가 20 mm이며, 그 입력단의 끝 부분에 폭 12.45 mm, 길이 16 mm인 patch가 그림 7과 같이 놓여 있는 형태이다.

Patch 안테나의 특성을 해석하기 위해 유전체의 두께 d 를 2개의 단위 격자 ($2\Delta z$)로 분할하고, 마이크로 스트립의 입력단 및 모든 선로의 길이와 폭을 x, y 방향으로 각각 정수 배로 분할하였다.

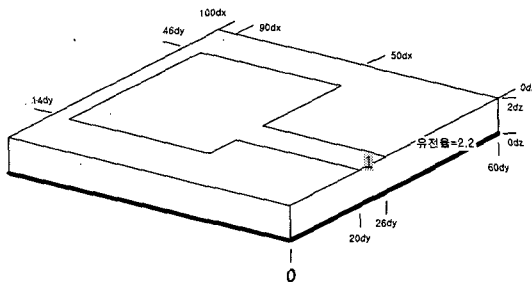
사용한 공간분할 격자간격은 안정조건을 만족하는 $\Delta x=9.4$ mm, $\Delta y=0.389$ mm, $\Delta z=0.397$ mm이며, 총 격자의 크기는 x, y, z 방향으로 각각 $100 \times 60 \times 16$ 으로 분할하여 그 격자에 따른 안테나의 구조를 그림 7에 나타내었다. 여기서 사용된 마이크로 스트립 기판의 두께 d 는 0.794 mm이며, 기판의 유전율(ϵ_r)은 2.2이다.

시간 간격 Δt 는 안정조건을 만족하는 6.6712×10^{-1} ps로 설정하였다. FDTD의 계산 후 Fourier 변환시 주파수 영역에서 응답특성에 대한 해상도는 187.37 MHz로 8,000번의 반복 계산을 수행하였다.

해석 주파수 영역은 직류에서부터 40.20 GHz까지로 설정하여 해석을 수행하였다.

FDTD 계산 결과를 Fourier 변환하여 계산한 반사 손실을 그림 8에 비교하여 도시하였다.

이때 계산시간을 비교하여 보면, full-wave 해석은 Pentium-II 350 MHz의 PC로 약 58분의 계산시



$dx=0.4$ mm, $dy=0.389$ mm, $dz=0.397$ mm (100 X 60 X 16)

그림 7. Patch 안테나의 격자구조

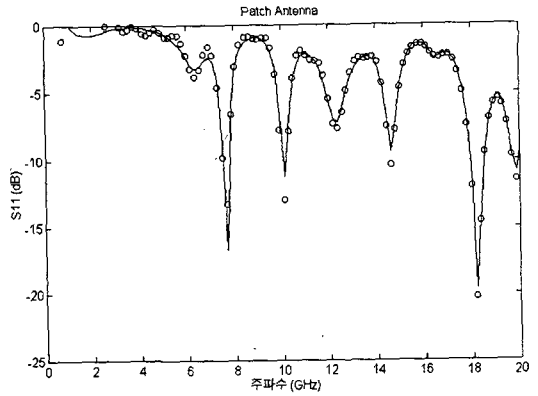


그림 8. 수직성분으로 계산한 patch 안테나의 S_{11}
(—: full wave FDTD, ○○: 제안된 FDTD법)

간이 소요되었으며, 수직성분 계산방법은 약 30분이 소요되었다.

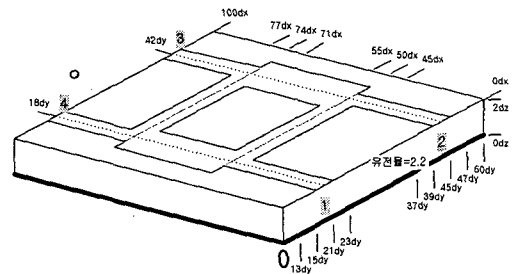
또한, 수직성분으로 계산한 결과와 full-wave 해석의 결과는 공진 주파수가 약 6.5 GHz인 안테나의 특성을 보여주고 있으며, 직류에서 20 GHz 까지의 반사특성이 거의 일치함을 보여주고 있다.

3-3 Branch Line Coupler

4 포트 회로인 branch line coupler의 입력단에서의 반사계수, 그리고 각각의 단자로의 전달계수를 해석하였다.

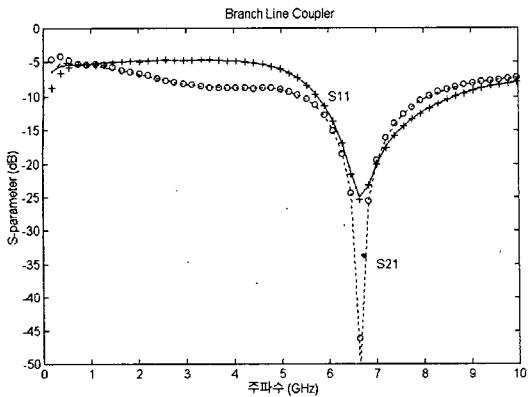
이 branch line coupler는 그림 9에 나온 바와 같으며, 약 6.5 GHz에서 동작특성을 갖고 있다.

이 branch line coupler의 입·출력단은 선로의 폭이 2.413 mm, 길이가 18.27 mm이며, series arm

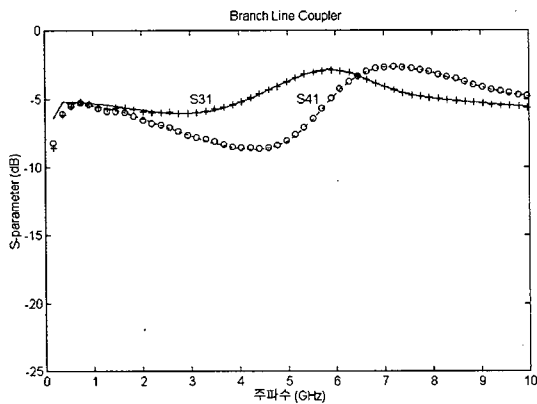


$dx=0.406$ mm, $dy=0.406$ mm, $dz=0.397$ mm (100 X 60 X 16)

그림 9. Branch line coupler의 격자구조



(a)



(b)

그림 10. Branch line coupler의 특성
(—: full wave FDTD, ○○, ++: 제안된 FDTD법)

은 길이 9.75 mm, 폭 3.96 mm이며, shunt arm은 길이 9.75 mm, 폭 2.436 mm인 구조를 가지고 있다. Branch line coupler의 특성을 해석하기 위해 유전체의 두께 d 를 2개의 단위 격자 ($2\Delta z$)로 분할하고, 마이크로 스트립의 입력단 및 모든 선로의 길이와 폭을 x, y 방향으로 각각 정수 배로 분할하였다.

표 1. 계산방법에 따른 비교

		Full-wave	수직성분	Cell size
계산시간	Low-pass Filter	77분	39분	100×80×16
	Patch Ant.	58분	30분	100×60×16
	Branch Line Coupler	58분	30분	100×60×16
메모리		100%	약 67%	

사용한 공간분할 격자간격은 안정조건을 만족하는 $\Delta x=0.406$ mm, $\Delta y=0.406$ mm, $\Delta z=0.397$ mm 이며, 총 격자의 크기는 x, y, z 방향으로 각각 $100 \times 60 \times 16$ 으로 분할하여 그 격자에 따른 결합기의 구조를 그림 9에 나타내었다. 여기서 사용된 마이크로 스트립 기판의 두께 d 는 0.794 mm이며, 기판의 유전율(ϵ_r)은 2.2이다.

시간 간격 Δt 는 안정조건이 만족하는 6.7712×10^{-1} ps로 설정하였다. FDTD의 계산후 Fourier 변환시 주파수 영역에서 응답특성에 대한 해상도는 184.6 MHz인 8,000 번의 반복 계산을 수행하였다.

해석 주파수 영역은 직류에서부터 39.615 GHz 까지로 설정하여 해석을 수행하였다.

이때 계산시간을 비교하여 보면, full-wave 해석은 Pentium-II 350 MHz의 PC로 약 58분의 계산시간이 소요되었으며, 수직성분 계산방법은 약 30분이 소요되었다.

또한, 수직성분으로 계산한 결과와 full-wave 해석의 결과는 동작 주파수가 약 6.5 GHz의 특성을 보여주고 있으며, 직류에서 10 GHz 까지의 특성이 거의 일치함을 보여주고 있다.

IV. 계산결과와 비교 검토

마이크로 스트립 구조의 해석에서 full-wave 계산결과와 수직 (transverse) 성분의 계산결과를 각각 비교하고, 또한 각 방법에 따른 계산시간과 메모리 용량에 대하여 비교하여 보면, 다음과 같다.

계산시간의 경우, 수직성분만의 계산은 계산시간에서 약 50% 감소를 보이고 있으며, 메모리의 용량에 대해서는 6개의 전자계성분 중 수직성분인 4개의 성분만을 계산하므로 메모리의 용량이 66.7%의 크기만을 가지고도 계산이 가능하다.

V. 결 론

FDTD 계산에 필요한 시간과 기억용량을 줄이기 위하여 수직성분만을 고려한 계산방법을 제안하였다.

이 방법은 마이크로스트립 구조에 대한 해석에서 수직성분 (transverse)의 전자계 성분만을 계산하여 해석하는 방법이다.

이 제안된 방법의 타당성을 보이기 위하여 마이크로 스트립 안테나, 저역통과필터 그리고 branch line coupler의 구조에 적용하여 회로의 특성, 계산 속도, 기억용량에 대하여 각각 비교하였다.

그 결과, 수직성분만을 계산하는 경우 기존의 full-wave 해석방법보다 계산속도에서 2배의 향상을 얻었으며, 기억용량에서는 1/3을 줄일 수 있었으며, 해석결과는 상당히 근사한 결과를 얻었다.

그러나 본 방법에서 사용한 수직성분의 전자계 성분만을 계산하여 해석하는 방법은 마이크로 스트립 회로의 불연속점과 해석 주파수가 상당히 높아지는 경우 생길 수 있는 고차모드에 의한 해석오차를 가지고 있으며, 이런 문제점의 해결을 위하여 고차모드를 고려한 수직성분계산방법에 대한 연구가 이루어져야하며, 본 방법과 다른 수치적인 해석방법과의 연계를 통하므로써, 다양한 구조의 초고주파 회로의 해석 및 설계에 폭넓게 이용할 수 있는 빠르고 정확한 계산방법의 연구가 계속되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Matthew. N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, CRC Press, 1992.
- [2] Mark Douglas, Michal Okoniewski, Maria A. Stuchly, "Accurate Modeling of Thin Wires in the FDTD Method," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1246-1249, 1998.
- [3] Arnab K. Shaw and Krichna Naishadham, "Efficient ARMA Modeling of FDTD Time Sequences for Microwave Resonant Structures," *IEEE Trans. on MTT-S Digest*, pp. 341-344, 1997.
- [4] Natalia Georgieva, Eikichi Yamashita, "Time-Domain Vector-Potential Analysis of Transmission-Line Problems," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-46, no. 4, pp. 404-410, April, 1998.
- [5] Jan De Moerloose, Trevor W. Dawson, and Maria A. Stuchly, "Application of the finite difference time domain algorithm to quasi-static field analysis," *Radio Science*, vol. 32, no. 2, pp. 329-341, March-April, 1997.
- [6] O. Ramadan and A.Y. Niazi, "Improved formulations for higher order absorbing boundary conditions," *Electronics letters* 27th, vol. 33, no. 7, pp. 568-570, March, 1997.
- [7] An Ping Zhao and M.A. Rinne, "Theoretical proof of the material independent PML absorbers used for arbitrary anisotropic media," *Electronics letters* 8th, vol. 34, no. 1, pp. 48-49, Jan., 1998.
- [8] Agostino Monorchio, Raj Mittra, "A Hybrid Finite-Element Finite-Difference Time-Domain (FE/FDTD) Technique for Solving Complex Electromagnetic Problems," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 2, pp. 93-95, Feb., 1998.
- [9] Huiling Jiang, Hiroyuki Arai, "Fast and Efficient FDTD Analysis Using Non-Uniform Mesh for Small Antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1242-1245, 1998.
- [10] 남상식, 윤현보, 김정렬, 백락준, 우종우, "시간 영역 유한차분법을 이용한 동축선로의 전송특성 및 차폐효과 해석", 한국전자과학회지, 제 6권, 4호, pp. 11-19, 1995.
- [11] J. R. Kim, H. B. Yoon, "Analysis of the Broadband Microstrip Antennas by the Finite Difference Time Domain Method," *Asia Pacific Microwave Conference (APMC'95)*, pp. 324-327, Oct., 1995.
- [12] David M. Sheen, Sami M. ALI, Mohamed D.

Abouzahra, Jin au Kong, "Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstrip Circuits," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-38, no. 7, pp. 849-856, July, 1990.

- [13] George Kondylis, Gregory Pottie, Franco De Flaviis, "Generalized Reduced FDTD Formulation (R-FDTD) for the Solution of Maxwell Equations," *Proceedings Asia-Pacific Micro-*

wave Conference vol. 1, pp. 187-190, 1998.

- [14] A. Reineix and B. Jecko, "Analysis of microstrip patch antennas using finite difference time domain method," *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. AP-37, no. 11, pp. 1361-1369, Nov., 1989.
- [15] Ben-Qing Gao, "Mesh wave impedance concept in FDTD technique," *Electronics Letters 11th*, vol. 33, no. 19, pp. 1610-1611, Sept., 1997.

우 중 우



계열 전임강사

1991년: 동국대학교 전자공학과 (공학사)
1993년: 동국대학교 전자공학과 (공학석사)
1999년: 동국대학교 전자공학과 (공학박사)
2000년~현재: 부천대학 정보통신

윤 현 보

1979년~현재: 동국대학교 전자공학과 교수