

# FDTD를 이용한 마이크로파 능동 회로의 해석

## Characterization of Microwave Active Circuits using the FDTD Method

황 윤 재 · 육 종 관 · 박 한 규

Yoon-Jae Hwang · Jong-Gwan Yook · Han-Kyu Park

### 요 약

본 논문에서는 능동소자를 포함하는 마이크로파 회로의 주파수 특성을 해석하기 위하여 확장된 유한차분 시간영역법 (FDTD) 을 이용했다. R, L, C와 같은 집중소자가 전송선로에 삽입된 FDTD 집중소자 모델링을 통해 하이브리드 회로 해석에 대한 기초 연구를 수행하였고, 네트워크 모델링을 이용하여 기생 커패시턴스와 인덕턴스의 값을 추출함으로써 보다 정확한 기생, 방사, 결합까지 고려하는 FDTD만의 고유한 주파수 응답을 확인할 수 있었다. 또한 FDTD를 이용하여 모델링된 다이오드를 사용한 평형 혼합기를 설계하여 상용 회로 시뮬레이터보다 정확하고 실제적인 회로의 주파수 응답을 획득하였다.

### Abstract

In this paper, the extended FDTD is used for the analysis of microwave circuits including active elements. Lumped elements such as R, L, C which are inserted into a microstrip line are analyzed with the FDTD lumped element modeling. Parasitic capacitance and inductance could be obtained using network modeling and so it is sure that FDTD lumped element modeling makes it possible to get more accurate data which include parasitic components. Moreover, a balanced mixer using two diodes that are modeled by an extended FDTD is designed and the more exact characteristic of the mixer is acquired than in current circuit simulator.

Key words : Finite Difference Time Domain, FDTD Lumped Element Modeling, Network Modeling

### I. 서 론

이동통신과 위성통신을 포함하는 무선통신의 발전으로 사용주파수 대역이 높아지고, 높은 주파수 대역에서 무선통신 회로에 사용되는 마이크로파 회로의 전송선로로서 마이크로스트립 선로와 CPW (Coplanar Waveguide) 선로와 같은 평면 전송선로의 사용이 증가되면서 MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)의 응용이 증가하고 있다.<sup>[1],[2]</sup> 사용주파수 대역이 높아지면 주파수에 따른

분산특성과 고차모드에 의한 영향이 커지게 되므로, 고주파에서 사용되는 무선통신회로를 구성하는 핵심 소자들에 대한 정확한 해석이 필요하다.<sup>[1],[3]</sup> 마이크로파 소자의 해석방법에는 MoM (Method of Moment) SDA (Spectral Domain Approach) 와 같이 Maxwell 방정식을 적분 방정식을 바탕으로 모델링 하는 방법과 FEM (Finite Element Method), TLM (Transmission Line Method), FDTD (Finite Difference Time Domain) 등과 같이 미분 방정식을 바탕으로 모델링 하는 방법이 있다.<sup>[4]</sup> 이러한 수치적 모

「This work has been supported by grant No. R01-2000-00270 from the Korea Science & Engineering Foundation.」

연세대학교 전기전자공학부(Department of Electrical and Electronics Engineering, Yonsei Univ.)

· 논문 번호 : 20020111-003

· 수정완료일자 : 2002년 5월 31일

델링 방법 중 시간영역에서의 해석 방법인 FDTD는 Maxwell 방정식을 유한 차분 방정식으로 풀어 전자파의 전파현상을 가시적으로 도출할 수 있고 한 번의 계산과정으로 광대역의 주파수 응답을 얻을 수 있다는 장점을 갖고 있으며, 회로내의 기생, 방사, 결합효과까지 모두 고려할 수 있는 유용한 방법이다. 이론과 구현의 용이함과 맞물려 1990년대에 들어서 CPU와 메모리의 비약적 향상과 함께 오차에 가장 큰 영향을 미치는 흡수경계조건의 발전에 힘입어 2차원 또는 3차원의 산란문제의 해를 구하기 위해 FDTD는 광범위하게 쓰이고 있다.<sup>[5],[6]</sup> 그런데 실제적인 초고주파 집적회로에서 많이 쓰이는 하이브리드 회로에 대한 해석적 방법에는 등가회로를 이용하는 방법이나 서로 다른 수치해석법을 결합하는 방법이 있다. 예를 들면 집중소자를 포함하는 전송선로를 해석하기 위해 등가회로를 결합하거나 집중소자와 비선형 소자를 포함하는 반도체를 해석하기 위해 FDTD와 TLM에서 각각의 장점인 mesh와 시간영역 접근법을 결합하기도 했다. 그러나 이전의 방법들은 정확한 등가회로를 구하기 힘들고 서로 다른 방법을 결합하는 구현의 어려움이 따른다.<sup>[7],[8]</sup> 따라서 본 논문에서는 하이브리드 회로를 해석하기 위한 기본 단계로서 저항과 커패시터 그리고 인덕터와 같은 집중소자에 흐르는 전류를 이용하여 집중소자를 포함한 확장된 Maxwell 방정식을 간단하게 이끌어 내어 구현, 해석함으로써 기존 회로 시뮬레이터에서 고려하지 못했던 기생, 방사, 결합효과를 고려한 주파수 응답을 얻어내었다. 또한 네트워크 모델링을 통하여 기생성분을 추출함으로써 보다 정확한 FDTD만의 주파수 응답을 확인할 수 있었다. 이와 같이 평판구조에 많이 쓰이는 FDTD를 집중소자를 해석하는데 결합함으로써 평판구조 시뮬레이터와 회로 시뮬레이터의 분리된 해석영역을 결합할 수 있는 가능성을 보여주었다. 또한 능동 소자인 다이오드를 FDTD로 모델링하고 이를 이용하여 평형 혼합기를 설계하여 해석함으로써 FDTD가 능동소자를 해석하는데 유용함을 보였다.<sup>[9],[10]</sup>

## II. FDTD

공간에서 전자파의 전파와 관련되는 Maxwell 방

정식은 전파하는 매질이 균일성, 등방성, 무손실 특성을 갖는다고 가정할 때 전계  $\vec{E}$  와 자계  $\vec{H}$  를 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

FDTD는 식 (1)을 유한체적에 대해서 시간과 공간으로 이산화 시킴으로써 근사적인 해를 구하는 방법이다. 해석하려는 회로에 필스를 여기시키면 전자파가 전송선로를 따라 전파하는 것을 확인할 수 있고 전송선로의 어느 위치에서나 순시 전류와 전압을 구할 수 있다. 순시 전압과 전류를 푸리에 변환하면 전송선로의 유효 유전율과 특성 임피던스 뿐만 아니라 산란 계수도 얻을 수 있다. 계산 영역을 유한한 범위로 정하기 위해서 흡수경계조건이 필요한데, 본 논문에서는 Mei의 SABC (Super Absorbing Boundary Condition)을 사용하였다.<sup>[11]</sup>

## III. 확장된 FDTD

집중소자에 흐르는 집중전류밀도  $J_L$ 을 고려하여 집중소자를 포함하는 초고주파 회로를 위한 확장된 Maxwell 방정식 중 하나를 다음과 같이 얻을 수 있다.

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

이를 차분 방정식으로 바꾸고 그 중에서 z방향의 전계를 구하면,

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon_0} \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta x \Delta y} I_L^{n+1/2}(i, j, k) \quad (3)$$

이 되고, 여기에서  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 각각 x, y, z좌표 방향에서 격자의 공간 증분이며  $\Delta t$ 는 관측시간 동안 균일하다고 가정된 시간 증분이고,  $i, j, k, n$ 은 정수이다.<sup>[9],[10]</sup>

### 3-1 저항 모델링

저항에 흐르는 전류성분을 Maxwell 방정식에 대

입하기 위해서 수치적으로 안정적인 semi-implicit 방법을 이용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$T_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{\Delta z}{2R} [E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k)] \quad (4)$$

여기서  $R$ 은 저항값이다. 전송선로 중간단에 저항이 삽입된 경우의 확장된 Maxwell 방정식은 다음과 같다.<sup>[10]</sup>

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left( \frac{1 - \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon_0 \Delta x \Delta y}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon_0 \Delta x \Delta y}} \right) E_z^n(i, j, k) + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\epsilon_0}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon_0 \Delta x \Delta y}} \right) \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) \quad (5)$$

사용된 전송선로는 유전체가 공기이고 신호선과 유전체의 높이가 0.6 mm인 마이크로스트립 선로이다. 공간격자는  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.1$  mm, 시간격자  $\Delta t = 0.19$  psec이다. 중간단에 저항이 들어간 경우는 (6 $\Delta x$ , 23 $\Delta y$ , 90 $\Delta z$ )에 저항을 위치시켰고 끝단에 저항이 들어간 경우는 (3 $\Delta x$ , 23 $\Delta y$ , 140 $\Delta z$ )에 저항을 위치시켰다.

그림 1은 중간단에 저항이 첨가된 마이크로스트립 선로이다. 그림 1과 같은 간단한 하이브리드 회로는 네트워크 모델링을 통하여 해석할 수 있다. 네트워크 모델링에서는 마이크로스트립 선로의 불연속속에서 발생하는 기생 커패시턴스 성분과 FDTD 격자내의 인덕턴스 성분을 고려해야 한다. 따라서 중간단에 저항이 삽입된 선로의 경우 불연속 선로 사이에서 발생하는 커패시턴스와 저항이 삽입되면서 흐르는 전류에 의한 인덕턴스 그리고 불연속 선로와 그라운드면 사이에서 발생하는 커패시턴스들을

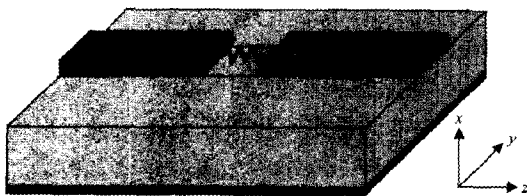


그림 1. 중간단에 저항이 삽입된 마이크로스트립 선로  
Fig. 1. Microstrip line including a resistor at the center.

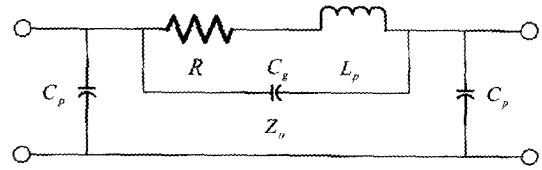


그림 2. 발생하는 기생 성분들을 고려한 2포트 모델링  
Fig. 2. 2-port network modeling including parasite elements.

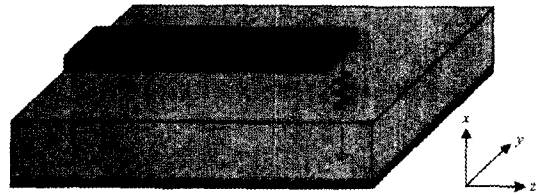


그림 3. 끝단에 저항이 삽입된 마이크로스트립 선로  
Fig. 3. Microstrip line including a resistor at the end.

모두 고려해 주어야 한다. 중간단에 저항이 삽입된 마이크로스트립 선로의 2포트 네트워크 모델링과 발생하는 기생 성분들에 대한 정보를 그림 2를 통해 알 수 있다.<sup>[12]</sup>

그림 3은 끝단에 저항이 삽입된 마이크로스트립 선로이고, 그림 4는 그에 상응하는 1포트 네트워크 모델링과 기생 성분들이다.<sup>[12]</sup>

마이크로스트립 선로의 중간단에 50 $\Omega$  저항이 연결되어 있을 때 그림 2에 나타난 기생 성분들을 참고문헌을 통하여 추출해냈다.<sup>[13]</sup> 마이크로스트립 gap에 의해 주어지는 기생 커패시턴스  $C_g$ 와 마이크로스트립 open end에서 발생하는 기생 커패시턴스  $C_p$  그리고 저항이 첨가되면서 흐르는 전류에 의해

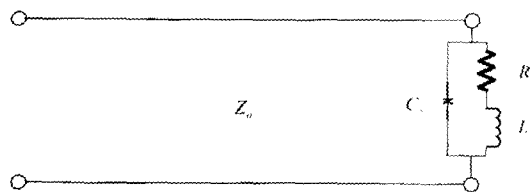


그림 4. 발생하는 기생 성분들을 고려한 1포트 모델링  
Fig. 4. 1-port network modeling including parasite elements.

표 1. 다양한 경우에 대한 기생 성분값

Table 1. Parasitic components in various cases.

Position	Parasite	Resistor	Capacitor	Inductor
Center	$C_g$	$8.4 \times 10^{-13} F$	$1.6 \times 10^{-14} F$	$6.0 \times 10^{-14} F$
	$C_p$	$9.0 \times 10^{-13} F$	$9.0 \times 10^{-15} F$	$9.0 \times 10^{-15} F$
	$L_p$	$8.5 \times 10^{-11} H$	$6.0 \times 10^{-15} H$	$6.0 \times 10^{-11} H$
End	$C_p$	$9.0 \times 10^{-13} F$	$9.0 \times 10^{-15} F$	$9.0 \times 10^{-15} F$
	$L_p$	$1.5 \times 10^{-11} H$	$1.5 \times 10^{-11} H$	$8.5 \times 10^{-11} H$

발생하는 기생 인덕턴스  $L_p$ 는 표 1을 참조하면 알 수 있다. 또한 선로의 끝단에 같은 값의 저항이 연결된 그림 3의 경우 기생 커패시턴스  $C_p$ 와 기생 인

덕턴스  $L_p$  역시 표 1을 통해 알 수 있다.<sup>[12],[13]</sup>

그림 5는 각각 전송선로 중간단과 끝단에  $50 \Omega$  저항이 첨가됐을 때 FDTD 저항 모델링과 네트워크 모델링에 의한 산란계수를 비교한 결과이다. 기생, 방사, 결합까지 고려하는 이점을 가진 FDTD의 주파수 응답을 확인할 수 있다.

### 3-2 커패시터 모델링

커패시터를 포함하는 확장된 Maxwell 방정식을 유도하는 방법은 기본적으로 저항을 포함하는 Maxwell 방정식을 유도하는 방법과 유사하다. 커패시터에 흐르는 전류성분을 Maxwell 방정식에 대입하기 위해서 수치적으로 안정적인 semi-implicit 방법을 이용한 다음과 같은 식이 선택되었다.

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{C \Delta z}{\Delta t} [E_z^{n+1}(i, j, j) - E_z^n(i, j, k)] \quad (6)$$

여기서  $C$ 는 커패시턴스이다. 전송선로 중간단에 커패시터가 삽입된 경우의 확장된 Maxwell 방정식은 다음과 같다.<sup>[10]</sup>

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \left( \frac{\Delta t}{\epsilon_0} \frac{1}{1 + \frac{C \Delta z}{\epsilon_0 \Delta x \Delta y}} \right) \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) \quad (7)$$

커패시터를 포함하는 전송선로는 앞 절에서 사용한 마이크로스트립 선로가 그대로 사용되었다. 선로의 중간단에  $20 \text{ nF}$  커패시터가 연결되어 있을 때 나타나는 기생 성분들은 표 1을 참조하면 알 수 있다. 마찬가지로 끝단에 연결된 경우도 표 1을 통해 알 수 있다. 그림 6은 FDTD 커패시터 모델링과 네트워크 모델링에 의한 산란계수를 비교한 결과이다. 끝

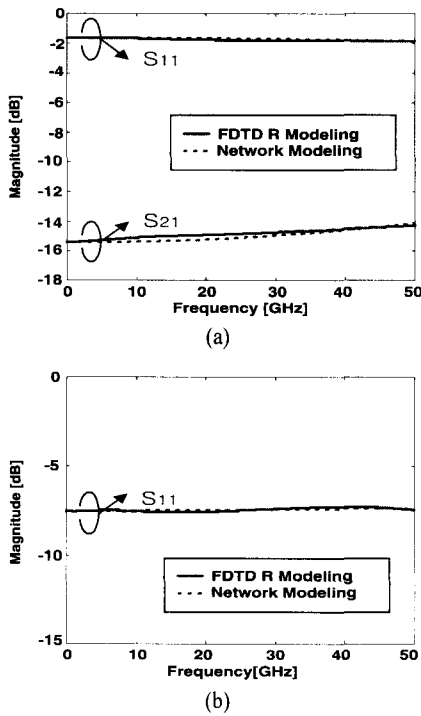


그림 5. 전송선로에  $50 \Omega$  저항이 삽입된 경우의 산란 계수

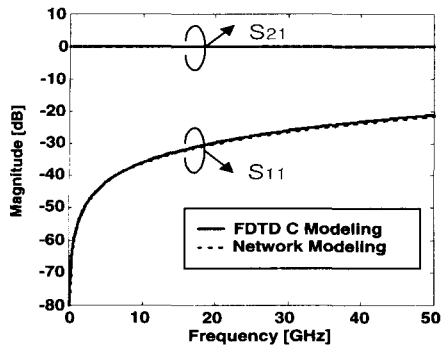
(a) 중간단에  $50 \Omega$  저항이 삽입된 경우

(b) 끝단에  $50 \Omega$  저항이 삽입된 경우

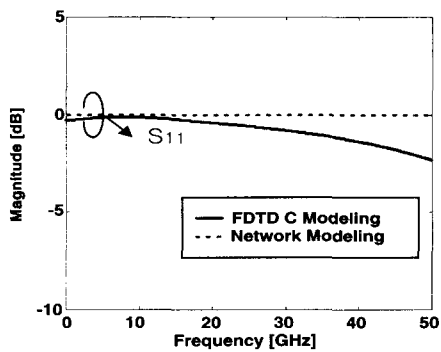
Fig. 5. Simulated scattering parameters of a  $50 \Omega$  resistor inserted into a microstrip line.

(a)  $50 \Omega$  resistor inserted into the center of a microstrip line

(b)  $50 \Omega$  resistor inserted into the end of a microstrip line



(a)



(b)

그림 6. 전송선로에 20 nF 커패시터가 삽입된 경우의 산란계수

- (a) 중간단에 20 nF 커패시터가 삽입된 경우
- (b) 끝단에 20 nF 커패시터가 삽입된 경우

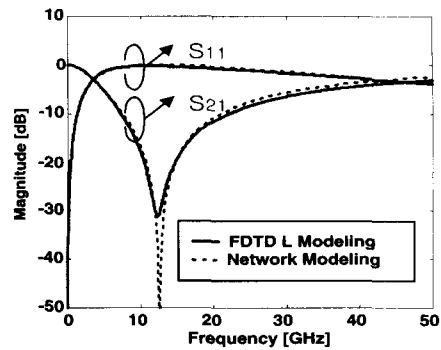
Fig. 6. Simulated scattering parameters of a 20 nF capacitor inserted into a microstrip line.

- (a) 20 nF capacitor inserted into the center of a microstrip line
- (b) 20 nF capacitor inserted into the end of a microstrip line

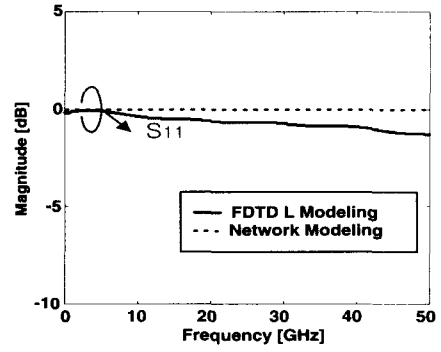
단에 연결한 커패시터의 경우 상용틀로 계산한 결과와 유사한 것을 알 수 있다.

### 3-3 인덕터 모델링

인덕터를 포함하는 확장된 Maxwell 방정식을 유도하는 방법 역시 기본적으로 저항 또는 커패시터를 포함하는 Maxwell 방정식을 유도하는 방법과 유사하다. 인덕터에 흐르는 전류성분을 Maxwell 방정식에 대입하기 위해서 앞에서와 같이 수치적으로



(a)



(b)

그림 7. 전송선로에 10 nH 인덕터가 삽입된 경우의 산란계수

- (a) 중간단에 10 nH 인덕터가 삽입된 경우
- (b) 끝단에 10 nH 인덕터가 삽입된 경우

Fig. 7. Simulated scattering parameters of a 10 nH inductor inserted into a microstrip line.

- (a) 10 nH capacitor inserted into the center of a microstrip line
- (b) 10 nH inductor inserted into the end of a microstrip line

안정적인 semi-implicit 방법을 이용하였다.

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{\Delta z \Delta t}{L} \sum_{m=1}^n E_z^m(i, j, k) \quad (8)$$

여기서  $L$ 은 인덕턴스이다. 전송선로 중간단에 인덕터가 삽입된 경우의 확장된 Maxwell 방정식은 다음과 같다.<sup>[10]</sup>

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon_0} \nabla \cdot H^{n+1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta z (\Delta t)^2}{\epsilon_0 L \Delta x \Delta y} \sum_{m=1}^n E_z^m(i, j, k) \quad (9)$$

인덕터를 포함하는 전송선로는 앞 절에서 사용한 마이크로스트립 선로가 그대로 사용되었다. 선로의 중간단에 10 nH 인덕터가 연결되어 있을 때 나타나는 기생 성분들은 표 1을 참조하면 알 수 있다. 마찬가지로 끝단에 연결된 경우도 표 1을 통해 알 수 있다. 그림 7은 FDTD 인덕터 모델링과 네트워크 모델링에 의한 산란계수를 비교한 결과이다. 끝단에 연결한 인덕터의 경우 상용틀로 계산한 결과와 유사한 것으로 알 수 있다.

### 3-4 다이오드 모델링

다이오드에 흐르는 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$I_d = I_0 [e^{(qV_d/kT)} - 1] \quad (10)$$

여기서  $I_0$ 는 포화전류,  $q$ 는 전자의 전하량,  $V_d$ 는 다이오드에 걸리는 전압차,  $k$ 는 Boltzman 상수, 그리고  $T$ 는 온도이다. 전송선로 끝단에 다이오드가 삽입됐을 경우 수치적으로 안정적인 semi-implicit 방법을 이용하여 전위차를 구하면 다음과 같다.

$$V_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{\Delta x}{2} [E_x^{n+1}(i, j, k) + E_x^n(i, j, k)] \quad (11)$$

이로부터 확장된 Maxwell 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon_0} \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta y \Delta z} I_0 [e^{-q(E_x^{n+1} + E_x^n) \Delta x / 2kT} - 1] \quad (12)$$

식 (12)를 풀기 위해 Newton's method를 사용하였으며, 이 방법을 통해 전위차가 15 V에 이르는 유용한 범위까지 FDTD 다이오드 모델링을 적용할 수 있었다.

본 절에서 사용한 마이크로스트립 선로는 그림 8과 같다.

유전율 1.0, 두께 0.2 mm인 기판으로 공간격자  $1x = 0.05$  mm,  $\Delta y = \Delta z = 0.1$  mm, 시간격자는 안정조건에 맞게 구해졌다. 중간단에 다이오드가 삽입된 경우, 다이오드를 ( $4\Delta x, 23\Delta y, 90\Delta z$ )에 위치했다. 집중 수동소자가 삽입되었을 때와 마찬가지로 FDTD 다이오드 모델링을 이용하여 산란계수

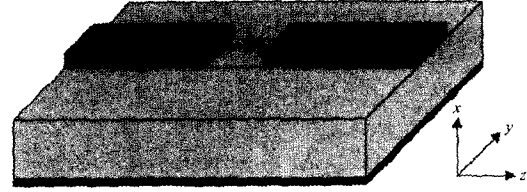


그림 8. 중간단에 다이오드가 삽입된 마이크로스트립 선로

Fig. 8. Microstrip line including a diode at the center.

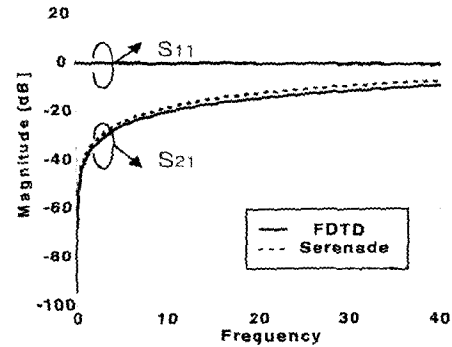
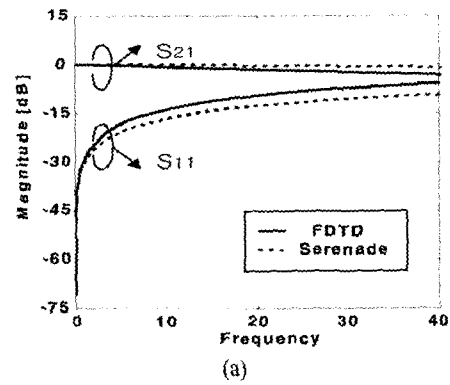


그림 9. 중간단에 다이오드가 삽입된 경우의 산란계수

(a) 다이오드 on 상태

(b) 다이오드 off 상태

Fig. 9. Simulated scattering parameters of a diode inserted into a microstrip line.

(a) Biased diode

(b) Unbiased diode

를 구하였는데, 세레나테를 이용하여 소신호 해석을 통해 구한 산란계수와 거의 일치함을 그림 9를 통해 알 수 있다. 바이어스가 걸려 다이오드가 on 상태일

경우 다이오드는 단락회로가 되어 전송선로를 통해 대부분의 파가 전송되므로  $S_{21}$ 이 거의 0 dB에 가깝고 다이오드가 off 상태일 경우 다이오드는 개방회로가 되어 전송선로를 통해 대부분의 파가 반사되므로  $S_{11}$ 이 거의 0 dB에 가까운 결과를 보여준다.

#### IV. 평형 혼합기 모델링

본 장에서는 앞 장에서 모델링된 다이오드를 이용하여 평형 혼합기 회로를 설계한 뒤 확장된 FDTD를 이용하여 해석하였다. 평형 혼합기는 더 좋은 입력 SWR이나 더 나은 RF/LO 아이솔레이션을 얻기 위해 3 dB 하이브리드 접합을 갖는 ( $90^\circ$  또는  $180^\circ$ ) 두 개 또는 그 이상의 동일한 single-ended 혼합기를 결합한 혼합기이다. 평형 혼합기는 극부 발진기로부터의 AM 잡음을 제거하는 특성도 제공한다. 평형 혼합기에 대한 회로는 그림 10과 같으며,<sup>[12]</sup> 해석의 편의를 위해서 저역통과 여파기는 생략되었다. 그림 10은 마이크로스트립 선로로 구성된  $90^\circ$  하이브리드 커플러와 2개의 다이오드로 구성된 평형 혼합기이다.

RF 입력신호는 크기 10 V, 주파수 10 GHz인 정현파가 사용되었고 LO 신호는 같은 크기의 11 GHz 정현파가 사용되었다.  $90^\circ$  하이브리드 커플러는 10 GHz에 맞추어서 설계되었다. 그림 11(a), (b), (c)는 상용소프트웨어를<sup>[14]</sup> 이용하여 출력단에서 얻은 주파수 응답이고 그림 11(d)는 FDTD를 이용하여 출력단에서 얻은 시간응답에 대한 주파수 응답이다. IF (RF-LO) 출력신호가 1 GHz에서 정확하게 발생하는 것을 그림 12에서 알 수 있다. 또한 IF 출력신호의 고차 성분들이 발생하는 것도 확인할 수 있다. 그림 12에서 알 수 있듯이 상용소프트웨어에서 입력 신호들의 더 많은 고차 성분에 대해 고려하여 해석을 할 경우 FDTD를 이용하여 해석한 경우와 마찬가지로 출력신호에서 더 많은 IF 신호의 고차 성분들이 발생한다. FDTD에서 사용한 이상적인 다이오드 방정식은 모든 고차항에 대한 정보를 포함하고 있으므로 FDTD 다이오드 모델링을 이용하여 해석한 혼합기는 상용 소프트웨어에서 처럼 따로 고차항에 대해 고려해 줄 필요가 없었다. FDTD를 이용하여 평형 혼합기를 설계할 때는 입력 신호들의 크기를 충분히 크게 해주는 것을 고려해야 한다. 즉,

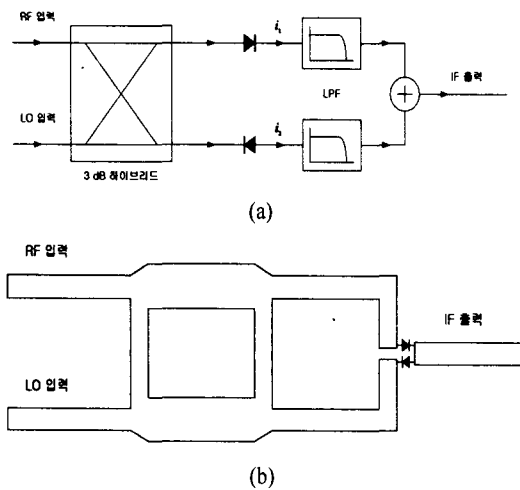
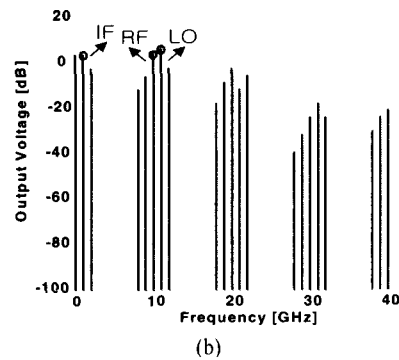
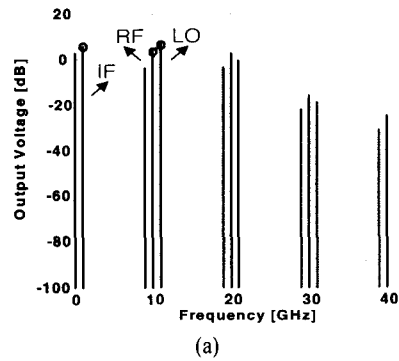


그림 10. 평형 혼합기 회로도  
 (a) 평형 혼합기 회로의 블록 다이어그램  
 (b) 평형 혼합기 회로 평면도

Fig. 10. A balanced mixer.  
 (a) Block diagram of a balanced mixer  
 (b) Layout of a balanced mixer



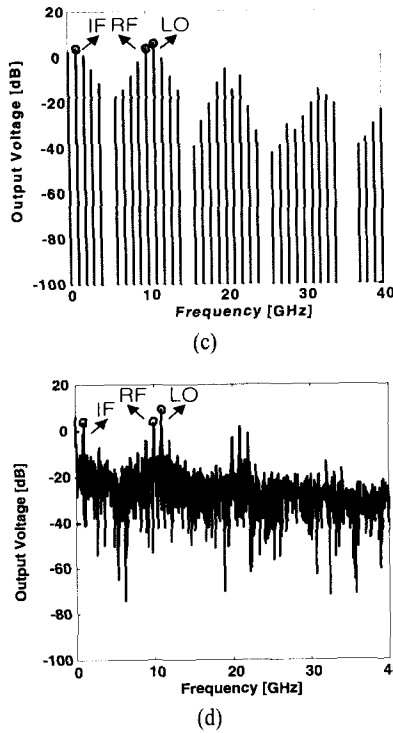


그림 11. 평형 혼합기의 주파수 응답  
 (a) 상용 소프트웨어를 이용하여 출력단에서 얻은 주파수 응답 (RF1차+LO4차)  
 (b) 상용 소프트웨어를 이용하여 출력단에서 얻은 주파수 응답 (RF2차+LO4차)  
 (c) 상용 소프트웨어를 이용하여 출력단에서 얻은 주파수 응답 (RF4차+LO4차)  
 (d) FDTD 다이오드 모델링을 이용하여 출력단에서 얻은 주파수 응답

Fig. 11. Frequency response of a balanced mixer.  
 (a) Frequency response at the output port by Serenade (RF1<sup>st</sup>+LO4<sup>th</sup>)  
 (b) Frequency response at the output port by Serenade (RF2<sup>nd</sup>+LO4<sup>th</sup>)  
 (c) Frequency response at the output port by Serenade (RF4<sup>th</sup>+LO4<sup>th</sup>)  
 (d) Frequency response at the output port by FDTD

입력 신호의 크기가 크지 않을 경우 이상적인 다이오드의 전류-전압곡선에 기인하는 정류작용이 충분하지 못하게 된다. 이 때 혼합기를 구성하고 있는 2개의 다이오드에서 신호가 제대로 섞이지 못하면서

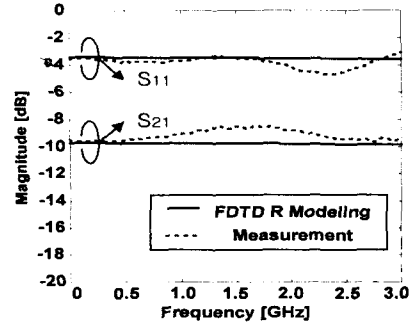


그림 12. 200Ω 저항을 포함하는 전송선로의 산란계수  
 Fig. 12. Simulated and measured scattering parameters of a 200Ω resistor inserted into a microstrip line.

정확한 결과를 얻지 못하는 경우도 발생한다.

### V. 수치 해석 및 측정

본 논문에서는 유전율 4.8, 두께 0.8 mm인 FR-4 기판으로 만든 전송선로 중간단에 ROHM사의 MCR10EZJ201 200 Ω 저항을 삽입시켜 측정된 결과와 FDTD 저항 모델링에 의한 수치해석 결과를 비교하였다. 전체 계산 영역은  $24\Delta x$ ,  $63\Delta y$ ,  $155\Delta z$  였고, 공간 격자  $\Delta x = 0.02$  mm,  $\Delta y = 0.2$  mm,  $\Delta z = 0.04$  mm였다. 시간간격  $\Delta t$ 는 0.45 psec였다. 그림 12에서 수치해석과 측정 사이에서 발생하는 오차는 주파수가 증가할수록 50 Ω으로 제작된 전송선로의 특성 임피던스가 커짐에 따라 50 Ω 커넥터와 매칭이 어긋남으로 인해 발생하는 불연속과 저항으로 인해 발생하는 불연속에 의해 선로에서 발생하는 공진에 의한 것으로 설명될 수 있다.

### VI. 결 론

본 논문에서는 3차원 FDTD를 이용하여 집중 능동, 수동 소자를 포함하는 하이브리드 회로의 주파수 특성을 해석하였다. 하이브리드 회로를 해석하기 위한 기본 단계로서 R, L, C와 같은 집중소자가 전송선로에 삽입된 경우를 해석하고 네트워크 모델링을 이용하여 기생 성분들을 추출하였다. 이를 토대로 기생, 방사, 결합까지 고려하는 FDTD만의 고유

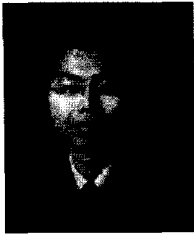


한 주파수 응답을 이해할 수 있었다. 또한 FDTD의 해석 영역을 능동 소자 영역까지 확대하여 다이오드를 모델링하였고, 이를 이용하여 평형 혼합기를 설계하여 상용 회로 시뮬레이터를 사용하여 구성된 평형 혼합기와 주파수 응답을 비교하여 보다 많은 고차항이 고려된 현실적이고 정확한 주파수 응답을 획득할 수 있었다. 마지막으로 실제로 제작한 저항을 포함하는 전송선로와 수치해석 결과를 비교하여 그 타당성을 입증하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] W. Schwab and W. Menzel, "On the Design of Planar Microwave Component Using Multilayer Structures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, no. 1, Jan. 1992.
- [2] J.-G. Yook, "MEMS Devices for Microwave and Millimeter-Wave Systems : Review", 제3회 대한전기학회 MEMS 심포지엄 논문집, 제2권 제1호, pp. 1-5, 2000.
- [3] J.-G. Yook, N. I. Dib and P. B. Katehi, "Characterization of High Frequency Interconnects Using Finite Difference Time Domain and Finite Element Method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 9, Sep. 1994.
- [4] T. Itoh, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, Wiley, NewYork, 1989.
- [5] 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. 36, no. 12, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [6] K. S. Kunz and R. J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, 1993.
- [7] Y. Nemoto et al., "Equivalent Transformations for the Mixed Lumped Richards Section and Distributed Transmission Line", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 4, pp. 635-641, Nov. 1988.
- [8] R. H. Voelker and R. J. Lomax, "A Finite-Difference Transmission Line Matrix method Incorporating a Nonlinear Device Model", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 3, pp. 302-312, 1990.
- [9] W. Sui, D. A. Christensen and C. H. Durney, "Extending the two dimensional FD-TD method to hybrid electromagnetic systems with active and passive lumped elements", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 724-730, Apr. 1992.
- [10] M. J. Piket-May, A. Taflove and J. Baron, "FD-TD Modeling of Digital Signal Propagation in 3-D Circuits with passive and active loads", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 1514-1523, Aug. 1994.
- [11] J. Fang and K. K. Mei, "Superabsorption-A Method to Improve Absorbing Boundary Conditions", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 9, pp. 1001-1010, Sep. 1992.
- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 2nd Edition.
- [13] K. C. Gupta, I. Bahl, R. Garg and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1996.
- [14] Serenade, Ansoft, 2001.

황 윤 재



2000년: 연세대학교 기계전자공학부 (공학사)  
2002년: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)  
2002년 3월~현재: 현대시스콤 연구원  
[주 관심분야] 수치 해석, BTS(Base

Transceiver Station)

육 중 관



1987년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
1989년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
1998년: University of Michigan 전기전자공학과 (공학박사)  
1997년 1월~1998년 10월: Univ.

of Michigan Research Fellow

1998년 11월~1999년 2월: Qualcomm Inc. Senior Engineer

1999년 3월~2000년 2월: 광주과학기술원 조교수

2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학부 조교수

[주 관심분야] 마이크로파 구조 해석 및 설계, RF MEMS, 박막공진구조

박 한 규



1964년: 연세대학교 전기공학과 (공학사)  
1968년: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)  
1975년: 파리 6대학 (공학박사)  
1976년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수

1979년~1980년: 스탠포드대학교 교환교수

1989년~1994년: 대통령 21세기 위원회 위원

1995년~1997년: 정보통신부 전파위원회 위원장

1997년~현재: 한국과학재단 이사

[주 관심분야] 마이크로파 소자, 스마트 안테나, 전파전파, SAR