

工學碩士 學位論文

FDTD법을 이용한 RF회로 및 안테나  
설계 소프트웨어의 개발에 관한 연구

A Study on Development of RF Circuit and Antenna  
Design Software by Using FDTD Method

指導教授 閔 庚 植

2005年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

李 宗 鉉

本 論 文 을 李 宗 鉉 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

委 員 長 : 工 學 博 士 朴 東 國



委 員 : 工 學 博 士 尹 榮



委 員 : 工 學 博 士 閔 庚 植



2005年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

李 宗 鉉

# 목 차

Abbreviations .....	iii
Abstract .....	iv
<b>제 1 장 서 론</b> .....	<b>1</b>
1.1 연구배경 및 필요성 .....	1
1.2 연구목적 .....	3
<b>제 2 장 SRANT_FDTD의 알고리즘</b> .....	<b>5</b>
2.1 일반적인FDTD 알고리즘 .....	6
2.1.1 FDTD 방정식 .....	6
2.1.2 안정조건 .....	9
2.1.3 흡수경계 조건 .....	10
2.2 재료형 흡수경계 조건 .....	12
<b>제 3 장 FDTD법을 이용한 FET 해석</b> .....	<b>17</b>
3.1 FDTD 공간격자와 Norton 회로의 연결 .....	17
3.2 FDTD 공간격자와 Tevinin 회로의 연결 .....	20
3.3 FET의 등가회로를 이용한 해석 .....	22

<b>제 4 장 GUI를 이용한 SRANT_FDTD</b> .....	<b>27</b>
4.1 SRANT_FDTD의 초기 화면 .....	28
4.2 SRANT_FDTD의 입력 창 .....	30
4.3 SRANT_FDTD의 결과 창 .....	31
<b>제 5 장 SRANT_FDTD를 이용한 설계</b> .....	<b>33</b>
5.1 SRANT_FDTD를 이용한 지역통과필터 설계 .....	33
5.2 SRANT_FDTD를 이용한 증폭기 설계 .....	35
5.3 SRANT_FDTD를 이용한 안테나 설계 .....	36
<b>제 6 장 결    론</b> .....	<b>39</b>
<b>참고 문헌</b> .....	<b>41</b>
<b>감사의 글</b> .....	<b>43</b>
<b>부    록</b> .....	<b>44</b>
부록 1 SRANT_FDTD 1.0 프로그램 소스 구성도 .....	45
부록 2 시제품 출시를 위한 하드락 키 추가 .....	47



## Abbreviations

<b>ABC</b>	Absorbing Boundary Condition
<b>CAD</b>	Computer Aided Design
<b>EMC</b>	Electromagnetic Compatibility
<b>EMF</b>	Electro-Magnetic Field
<b>FDTD</b>	Finite Difference Time Domain method
<b>FEM</b>	Finite Element Method
<b>FET</b>	Field Effect Transistor
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>GUI</b>	Graphic User Interface
<b>LPF</b>	Low Pass Filter
<b>MoM</b>	Method of Moment
<b>RF</b>	Radio Frequency
<b>SDT</b>	Spectral Domain Technique
<b>SRANT</b>	Software Radio Antenna

## **Abstract**

With the advance of information society recently, the radio and/or mobile communication industry are going to develop rapidly. A precision of analysis and design for EM structure of these fields is rigorously required and the commercial needs and applications of EM structure with high frequency such as antennas and RF circuits become increasingly. To solve these requirements, the numerical analysis methods of 3-dimensional structure with electromagnetic fields have been proposed and researched. Typical methods are MoM, FEM, SDT, FDTD and so on. Since the FDTD method is able to predict the movement of electromagnetic wave in the time domain by differential equation for the finite structure, this method proposed by K. S. Yee has been researched with remarkable attention. It used Maxwell's equation with a differential form for analysis of arbitrary finite construction composed of dielectric substance and conductor. Although analysis of nonlinear circuit by FDTD method has comparatively some advantage due to the time domain calculations, the extended FDTD algorithm expressed the equivalent voltage-source and current-source circuit of nonlinear circuit composed of a lumped element has not been almost researched. Because this algorithm was considered the complicated expression for the lumped devices, the constant stability of time-space step size and the complex of analysis model design. This thesis presents reliability of visual graphic design software to simple analyze the EM structure composed of

active and passive devices by FDTD method. This proposed software is called SRANT\_FDTD and development of visual graphic software for analysis of the EM structure is attempted the first time in Korea. The FET NE3210S01 of the NEC Co. as an active device is considered in theoretical design and measurements. The visual CAD graphic format realized by GUI technique using Borland C++ Builder language offers easy input, multi window output for various results and real time 3-D animation picture of electric fields. In order to confirm accuracy of the proposed software, the LPF and patch antenna as passive device and the amplifier as active device were analyzed and designed. The calculated results of example structures were also compared with the measured ones as well as the calculated ones by commercial tool. the measurement results are shown reasonable agreement with the calculation ones by the proposed SRANT\_FDTD software.



# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구배경 및 필요성

과학 기술의 발전과 더불어 우리 사회는 빠른 속도의 정보화 시대로 변해가고 있다. 또한 개인용 컴퓨터의 대용량·초고속화가 이루어지면서 동영상 정보를 포함한 무선통신과의 결합이 활발히 진행되고 있다. 특히 눈에 보이지 않는 전자파에 대해, 컴퓨터를 이용하여 가시화시키려는 노력이 활발히 이루어지고 있다. 그러나 전자파가 눈에 보이지 않고 복잡한 수학적 기법이 필요하기 때문에 어려움이 있다. 이 문제를 극복하기 위해 본 논문에서는 전자파의 파동 현상을 가시적으로 표현하고 동적인 파동 현상을 시각적 모델링으로 구현함으로써 이용자가 굳이 수학적 해석을 하지 않더라도 원하는 전자파 현상을 사전에 알 수 있도록 하며, 설계된 3차원의 RF 회로 및 안테나 구조물에 대한 파라미터만을 입력함으로써 자동 데이터 변환을 통한 구조물의 전자파 현상을 시각적으로 판단할 수 있게 하고자 한다. 또한 지금까지는 실제 3차원 마이크로파 RF회로 및 안테나 구조물을 개발하는 경우, 설계단계에서부터 구조물의 EMC 영향을 고려하지 못하고 단지 경험에 의존하거나, 거의 완성 단계에서 EMC 적합성 시험을 통과하기 위해 별개의 작업이 이루어지므로 최적화가 끝난 후에, 전혀 다른 특성을 보이기도 한다[1]. 예를 들어, 별개의 작업으로 최적화된 부품들을 시스템의 상태로 만들어 실험을 해보면, 통화품질이나 기구 외형의 영향 등으로 전혀 다른 특성을 보여 처음부터 다시 시작해야만 하는 악순환이 발생하며 이로 인해 많은 시간과 금전적 손실이 커지게 된다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해서 빠른 모델링과 정확한 계산을 할 수 있는 전자계 분석 시뮬레이터가 필요하며, 이 시뮬레이터에 시각화 기

능을 부가시켜 설계하고자 하는 3차원 구조물의 특성을 눈으로 파악하고 전자파의 영향을 정량적으로 구함으로써 시간적 금전적 손실을 최소화할 수 있다.

현재 안테나 및 RF회로 해석을 위한 전자계 수치해석 방법으로 MoM[2], FEM[3], SDT, FDTD등이 있다. 특히 FDTD는 전자계문제를 해석하기 위해 Maxwell 방정식의 미분식을 사용하는 방식으로 컴퓨터 기술과 계산속도, 개방구조 해석의 문제에 의해 80년대 중반까지 주목받지 못하였으나, 최근 컴퓨터 용량 증대와 개방구조를 해석하기 위한 효율적인 방식들이 제시됨에 따라 새로운 해석방법으로 자리 메김 하였다. 설계 구조물에 대한 정확한 전자계 분석 결과를 얻을 수 있는 FDTD법은 전자파의 산란문제 및 특성 등을 시간과 공간 영역에서 동시에 해석할 수 있을 뿐만 아니라 그 해석 물체의 구조적 특성에 따라 매우 유용하게 좌표계를 적용할 수 있으며, 특히 시간 및 공간상에서 만족된 Maxwell의 미분방정식을 이용하여 유전체와 도체 등으로 이루어진 임의의 구조물에 쉽게 적용할 수 있다는 특징을 갖고 있다[4][5]. 그래서 설계 구조물의 전자계 현상을 시간적 변화로 확인할 수 있는 장점이 있다. 이에 입력데이터로 계산된 분석결과들을 가시적으로 제공할 수 있는 GUI기법을 접목한다면 매우 편리하게 사용할 수 있을 뿐만 아니라, 전자파를 잘 모른다하더라도 가시적으로 결과를 볼 수 있으므로 짧은 시간에 원하는 답을 얻을 수 있다는 장점이 있다.

따라서 전자계 해석에 용이한 FDTD법을 GUI기법을 이용하여 프로그램 함으로써 RF회로 및 안테나 설계에 용이하며 정확한 결과를 그래프로 표현 할 수 있는 소프트웨어를 개발함으로써, 지금까지 외국에서 개발된 RF회로 및 안테나 설계 소프트웨어의 의존도를 줄이며, RF회로 및 안테나 설계 소프트웨어의 수입에 의한 외화 낭비를 막을 수 있기 때문에 RF회로 및 안테나 설계 소프트웨어의 개발

이 필요하다.

## 1.2 연구목적

본 논문의 연구목적은 FDTD법을 사용하여 전자계 현상을 해석하는 소프트웨어를 개발하여 전파를 이용하는 구조물, 예를 들면 이동통신 기지국 안테나, 각종 무선 단말기, RF회로 등을 설계하고자 할 때, 설계 구조물의 전자파 현상을 미리 예측할 수 있도록 하며, GUI를 이용하여 설계 구조물의 모델링을 시각적으로 표현하고, 이를 Visual CAD Graphic으로 생성하여 3차원 EMF(Electro-Magnetic Field) 구조물을 정확히 분석할 수 있는 소프트웨어 툴을 개발하고자 한다.

그림 1.1은 본 연구의 수행으로부터 개발할 시각화 지원 전자파 분석 시뮬레이터의 기능과 구조를 나타낸다. GUI 기법을 통하여 출력 데이터들은 모두 표현될 것이고, Control File로 표현된 부분은 설계하고자 하는 구조물의 각종 파라미터 입력에 해당하며, FDTD Source Code는 다양한 셀의 구조와 계산시간 및 계산의 정확성을 가지는 방법들이 동원되어 최적 Kernel을 형성한다. 이로부터 얻어진 계산 결과들은 그림 1.1과 같이 전계의 3차원 영상 표현, 전압, S-파라미터, 임피던스, 그리고 안테나의 경우 지향성 등으로 나타낸다. 또한 이들 결과 그래프에 여러 가지 기능을 두어 개발된 소프트웨어를 이용하여 RF회로 및 안테나 설계를 편리하게 할 수 있게 하는 것을 목적으로 하였으며, FET를 등가적으로 해석하여 FDTD법에 적용하여 능동회로 또한 설계할 수 있게 하는 것을 연구목적으

로 하였다.

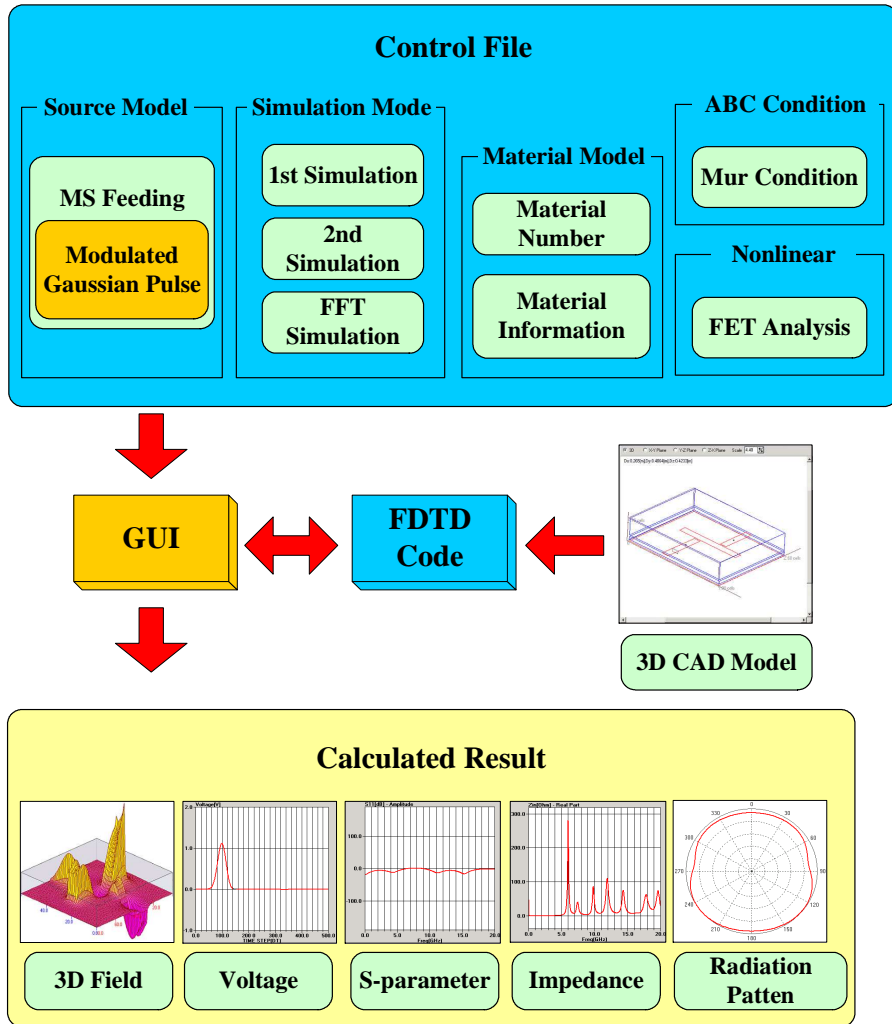


그림 1.1 SRANT\_FDTD 구성도

Fig. 1.1 Diagram of SRANT\_FDTD.

## 제 2 장 SRANT\_FDTD의 알고리즘

본 장에서는 SRANT\_FDTD에서 사용하는 알고리즘에 대해 설명한다. 우선 2.1에서 FDTD법의 일반적인 알고리즘인 FDTD의 차분 방정식과 안정조건 그리고 Mur의 흡수경계조건에 대해 설명하고 2.2에서 흡수경계조건을 개선하기 위하여 흡수 매질을 경계면에 추가하여 계산될 수 있도록 개선된 알고리즘에 대해 설명한다.

SRANT\_FDTD에서 사용되는 FDTD법은 각종 전자계 해석방법에 비해 다음과 같은 특징을 가지고 있다[6].

### ◆ 범용성

해석 대상이 되는 구조의 복잡함과는 거의 관계없이 해석영역을 적당한 메쉬구조로 셀화하여 해석하기 때문에 복잡한 구조까지 동일한 FDTD 알고리즘을 이용해 어려움 없이 해석하는 것이 가능하다.

### ◆ 통합성

FDTD법에서는 다이오드, FET 등 비선형 디바이스의 대신호 특성을 회로 시뮬레이션에 직접 넣어서 취급하는 것이 가능하다.

### ◆ 광대역성

가우시안 펄스 등으로 여진하고 회로의 응답을 시뮬레이션한 후에 FFT(Fast Fourier Transform)를 하면 직류에서 수백 kHz까지 상당히 광대역인 주파수 특성을 1회 계산으로 얻을 수 있다.

◆ 시각성

FDTD법에 있어서는 해석영역을 작은 메쉬구조로 셀화하고, 각 셀에 있어서 전자계성분의 시간적인 변화를 시뮬레이션 한다. 그 때문에 최근의 컴퓨터 그래픽 기술을 이용하면, 해석영역에 있어서 전자계의 3차원 분포를 직접적으로 표시할 수 있다

## 2.1 일반적인 FDTD 알고리즘

### 2.1.1 FDTD 방정식

공간에서의 전자기장의 전파와 관련되는 Maxwell 방정식은 전파되는 매질이 균일성, 등방성, 무손실이라고 가정할 때 식(2.1)과 같이 쓸 수 있다[4][5].

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \quad (2.1.a)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} \quad (2.1.b)$$

여기서,  $\varepsilon$  과  $\mu$  는 각각 매질의 유전율과 투자율을 나타낸다. 직각좌표계에 있어서는, 전계·자계의 각 성분을 식(2.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (2.2.a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (2.2.b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (2.2.c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \quad (2.2.d)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (2.2.e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \quad (2.2.f)$$

이들의 편미분방정식을 유한차분법을 이용하여 해석하기 위해서는 우선 전계·자계의 각 성분에 대해서 공간적, 시간적인 이산화를 행할 필요가 있다. 이 식을 중심차분표현을 이용하면, 식(2.3)과 같이 차분화한 식으로 나타낼 수 있다.

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[ \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (2.3.a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[ \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (2.3.b)$$

$$\begin{aligned}
H_z^{n+1/2}(i, j, k) &= H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \\
&\left[ \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right. \\
&\quad \left. - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right]
\end{aligned} \tag{2.3.c}$$

$$\begin{aligned}
E_x^{n+1}(i, j, k) &= E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot \\
&\left[ \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right. \\
&\quad \left. - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right]
\end{aligned} \tag{2.3.d}$$

$$\begin{aligned}
E_y^{n+1}(i, j, k) &= E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot \\
&\left[ \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right. \\
&\quad \left. - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right]
\end{aligned} \tag{2.3.e}$$

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1}(i, j, k) &= E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot \\
&\left[ \frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right. \\
&\quad \left. - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right]
\end{aligned} \tag{2.3.f}$$

전자기 산란문제를 해결하기 위해 K. S. Yee가 처음으로 제안한 FDTD법은 중심 차분표현을 이용한 전계와 자계 성분 나타내기 위해 해석 영역을 메쉬구조로 나누어 각 메쉬의 모서리와 메쉬면의 중심에 전계와 자계의 성분을 둔다. 그림 2.1은 메쉬구조의 전계성분과 자계성분의 배치를 보여준다.



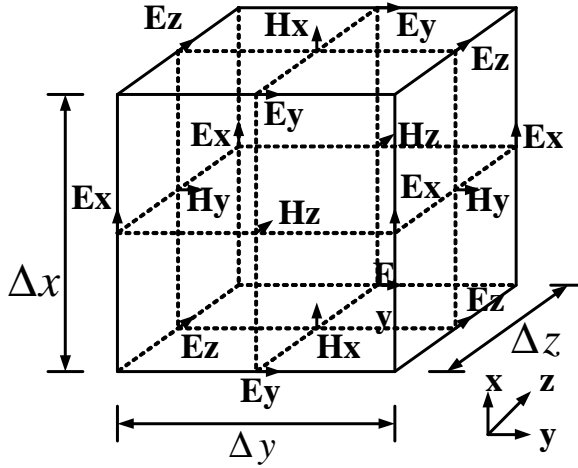


그림 2.1 메쉬구조에서의 전자계 분포

Fig. 2.1 Electric-magnetic component arrangement in mesh structure.

### 2.1.2 안정조건

FDTD법을 이용하기 위해 이산화할 때, 먼저 공간·시간의 이산간격을 결정 해야한다. 공간이산간격은 해석영역의 근접전자계의 공간주파수성분의 상한에 대해서 Nyquist의 샘플링조건을 만족시키도록 결정한다. 일반적으로 파장의 1/10 ~ 1/20로 하면 좋다.

한편, 시간축상의 이산간격은 각 계산스텝 등의 오차를 누적되지 않게 하기 위해, 공간이산간격과의 사이의 차의 Courant안정조건이 만족하는 것으로 선택해야 한다. 식(2.4.a)는 Courant안정조건 식을 나타낸다[7].

$$v_{\max} \cdot \Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (2.4.a)$$

단,  $v_{\max}$ 는 해석영역내에 있어서 전자파의 최대전송속도이다. 메쉬가 정입방체인 경우 ( $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta h$ )에는, 상기의 안정조건은 다음에 같다.

$$v_{\max} \cdot \Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \Delta h \quad (2.4.b)$$

진공영역을 포함하는 구조의 경우에는 정입방체 메쉬에 대해서 시간이산간격을 다음에 의해 취급해도 좋다.

$$\Delta t \leq \frac{k \cdot \Delta h}{c} \quad (2.4.c)$$

단,  $k=0.577$ 이다. 실제계산의 경험에 의해서 식(2.4)의 각 식의 등호가 성립하도록  $\Delta t$ 을 구하면 정확한 결과를 얻고, 대부분의 구조에 대응하기 위한 이 이상  $\Delta t$ 를 세밀하게 취급하더라도 더 좋은 결과를 얻을 수 없다. 왜냐하면 식(2.4)의 좌우가 같게 될 때, 이산화된 전자기파는 실제전송하고 있는 파를 가장 잘 근사화 할 수 있고 이산화로 인한 격자분산의 오차가 최소치로 된다. 단, 유한한 값의 도전율을 가지는 도체이거나 비선형매질을 가지는 구조 등의 경우는 예외이며 시간이산간격을 택할 때에는 특별한 주의가 필요하다.

### 2.1.3 흡수경계 조건

FDTD법을 이용한 마이크로스트립선로 등의 개방구조를 해석할 때에는 컴퓨터의 메모리 용량과 계산시간에 의한 제한이 있기

때문에 우선 해석 구조에 대하여 유한의 크기를 가진 계산영역을 지정해야한다. 그래서 해석 영역을 한정해 버리면 가장 외측의 매쉬 표면에 있어서 전개접선 성분에 대해서는 식(2.3)의 중심차분식에 의하여 구하는 것이 불가능하게 된다. 한편, 이들의 경계면은 어디까지나 FDTD 시뮬레이션을 하기 위해 설정한 것이기 때문에 물리적인 경계가 존재하는 것은 아니다. 따라서 이들 표면에 대해서는 반사가 생기지 않고 전자파가 흡수되도록 특별한 처리를 해야 된다. 즉 FDTD 해석영역 외측의 경계에 있어서 전자계 성분에 관해서는 흡수경계조건(Absorbing Boundary Condition; ABC)을 적용하고 특별히 계산할 필요가 있다. 그래서 본 논문의 SRANT\_ FDTD에서는 Mur의 흡수경계조건을 사용하였다.

FDTD의 계산영역 경계면에 있어서는 자계의 성분은 법선성분 만이기 때문에 식(2.3)의 차분방정식에서 알 수 있는 것처럼 이 자계의 법선성분은 인접한 4개의 전계의 접선성분에 의해 완전히 구해진다. 그러나 경계면상의 전계의 접선 성분에 대해서는 똑같은 방법으로 구하는 것이 불가능하다. 왜냐하면, 식(2.3)를 이용하여 경계면상의 전계의 접선성분을 계산하기 위해 경계의 외측(계산영역 외)의 자계성분이 필요하기 때문이다. 따라서, 경계면상의 전계의 접선 성분에 대해서는 특별한 처리를 해야 한다. 식(2.2)에 표시한 Maxwell 방정식을 변형하여 자계 성분  $H_x, H_y, H_z$ 을 소거하고, 전계 성분  $E_x, E_y, E_z$ 에 대해서 식(2.5)와 같이 얻어진다[8].

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) E_i = 0 \quad (2.5)$$

단,  $i=x, y, z$ 이다. 다시 말하면, 전계의 3가지 성분은 각각 독립적으로 3차원 파동방정식을 만족하고 있다.

Mur의 흡수경계조건의 기본적인 사고 방법은 흡수 경계면에 도달한 평면파에 대해 그 후진파의 크기가 zero가 되도록 경계면상의 전계성분을 구한다. 예를 들면,  $yz$ 평면( $x=0$ )을 흡수 경계면으로 하는 경우,  $x \geq 0$ 의 영역에서 전송해 가는 평면파의 전계성분  $E_i$ 에 대해서 식(2.6)과 같은 관계가 성립하도록 하면 좋다.

$$\left( \frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} (1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} \right) E_i \Big|_{x=0} = 0 \quad (2.6)$$

여기서,  $i=y, z$ 이고  $v$ 는 진공에서의 빛의 속도를 나타낸다. 또,

$$s_x^2 + s_y^2 + s_z^2 = v^{-2} \quad (2.7)$$

이다.

한편,  $x=0$ 면에 입사된 전자파의 입사각도가 일반적으로 미지이기 때문에, 식(2.6)의 중앙의 항  $(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2}$ 을 구하기 위해 어느 정도의 근사가 필요하게 된다.

## 2.2 재료형 흡수경계 조건

SRANT\_FDTD에서는 흡수경계조건으로 흡수경계면에 도달한 평면파에 대해 그 반사파의 크기가 0이 되도록 경계면상의 전계성분을 구하는 미분형 흡수경계조건인 Mur의 2차 흡수경계조건을 사용한다. 그러나 Mur의 흡수경계조건은 약 1~5%의 반사가 생기는 것으로 알려져 있다. 그래서 경계면에서 발생하는 반사를 줄이기 위해서 기존의 흡수경계조건에 흡수매질을 부착하여 일정한 두께의

가상 매질을 만들어 진행파가 경계면에 도달하기 전에 에너지를 감쇠시킴으로서 경계면에서 생기는 반사가 줄어들게 하여 계산의 정확도를 향상시키는 방법을 도입하였다. 재료형 흡수층을 도입하여 그림 2.2와 같이 흡수경계면을 구성하였다. 최종경계면은 Mur의 흡수경계조건에 의해 계산되어지고, Mur의 경계면 안쪽에 재료형 흡수층을 두으로써 Mur의 경계면에 도달하는 파의 크기를 재료형 흡수층에서 감소시켜 Mur의 경계면에 의한 오차를 줄였다.

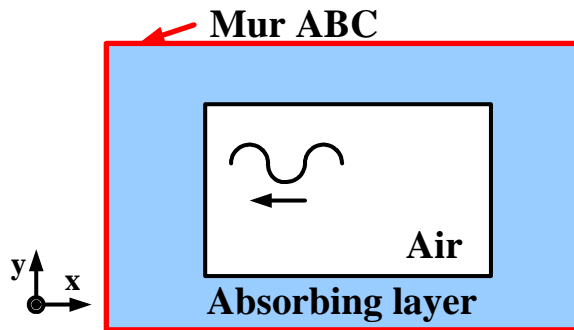
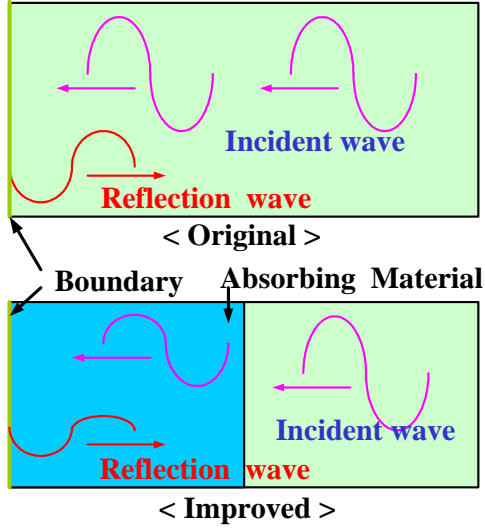


그림 2.2 흡수경계면의 구성

Fig. 2.2 Absorbing layer component.

그림 2.3은 기존의 흡수경계면과 개선된 흡수경계면을 나타낸다. 기존의 흡수경계면은 해석영역의 경계면에 Mur의 흡수경계면만을 사용하여서 입사된 파는 흡수경계면의 오차에 의해서 반사파가 발생된다. 개선된 흡수경계면은 Mur의 흡수경계면 앞에 흡수 매질을 두어서 입사된 파의 에너지는 흡수매질에서 앞에서 감소하게 되고, 이렇게 감쇠된 파 역시 Mur의 흡수경계면 도달하여 흡수경계면의 오차에 의해서 반사파가 발생된다. 그러나 개선된 흡수경계면에서는 Mur의 흡수경계면만 사용하였을 때보다 경계면에 도달한 에너지가 작기 때문에 기존의 경계면의 반사파 보다 작은 반사파가 발생된다. 그래서 흡수경계면의 오차에 의한 해석의 오차를 개선하였다.



### 2.3 흡수경계면의 비교

Fig. 2.3 Comparison between the original and improved ABC.

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = C_a(i, j, k) E_x^n(i, j, k) + C_b(i, j, k) \cdot \left[ \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (2.8)$$

여기서,  $C_a$ ,  $C_b$ 는 흡수매질의 손실특성을 계산하기 위한 계수로써 식(2.9)와 같다.

$$C_a = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \quad (2.9a)$$

$$C_b = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \quad (2.9b)$$

Mur 2차 흡수 경계조건만 사용하였을 때와 재료형 흡수층과 Mur 2차 흡수 경계조건을 사용하였을 때의 계산의 정확도를 비교하였다. 그림 2.4는 비교를 위해 설계된 저역통과 필터의 레이아웃을 나타낸다. 셀 사이즈는  $\Delta x=0.265$  mm,  $\Delta y=0.4064$  mm,  $\Delta z=0.4233$  mm으로 하였으며, 기판은 비유전율이 2.2이고  $h=0.7874$  mm인 테프론으로 하였다.

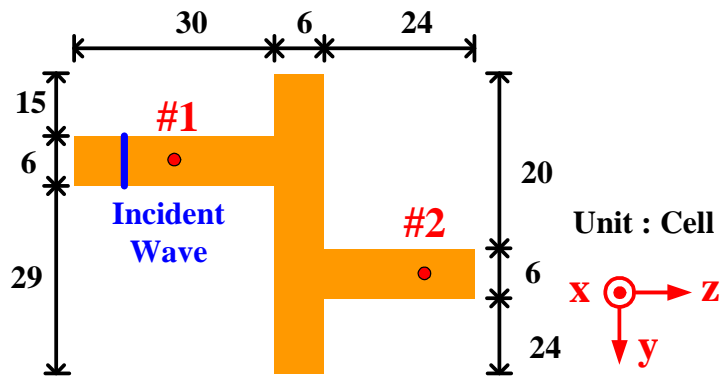


그림 2.4 저역통과 필터의 레이아웃

Fig. 2.4 Layout of LPF.

그림 2.5에서 Ref.는 해석영역을 크게 하여 경계면에서 생기는 반사에 의한 오차를 최소화하여 계산한 결과로 기준이 되는 데이터라 할 수 있고, Mur는 Mur의 2차 ABC만 사용하여 계산한 결과이고, Complex는 Mur의 2차 ABC와 재료형 흡수층을 복합으로 사용한 결과를 나타낸다. 그리고 오차의 정도를 알아보기 위해, Mur와 Complex 계산에서는 구조체와 경계면과의 간격을 10 셀로 하고, 시간 스텝을 700으로 하여 경계면에서 반사되는 반사파의 영향을 받게 하였다.

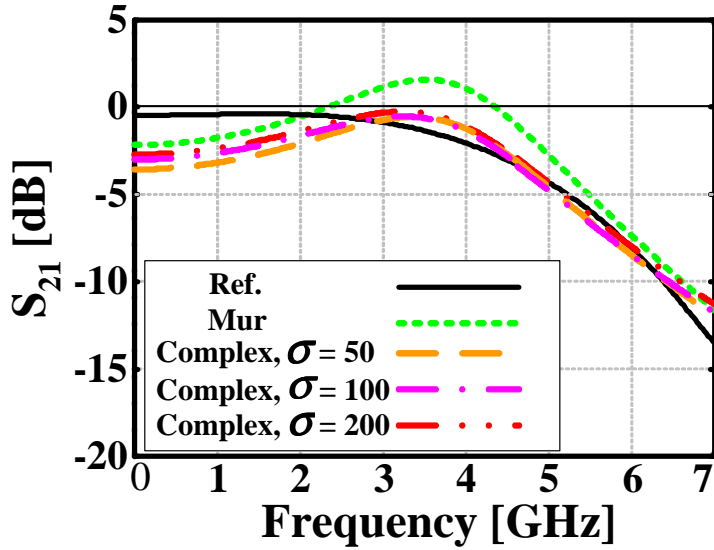


그림 2.5 Mur의 ABC와 복합 ABC의 비교

Fig. 2.5 Comparison between Mur ABC and complex ABC.

Mur의 2차 ABC만 사용한 경우는 그림 2.5으로부터 알 수 있는 것처럼 약 2.3 GHz ~ 4.3 GHz 사이에서 발진하고 있다. 이것은 계산의 오차를 의미하며 흡수경계면에서 완전하게 전파를 흡수하지 못한다는 것을 알 수 있다. 반면, Mur의 2차 ABC와 재료형 흡수층을 복합으로 사용할 때는 발진현상이 발생하지 않았으며, Ref. 데이터에 매우 근사하는 것을 볼 수 있다. 또한 Complex의 결과가 Mur의 2차 ABC 만을 사용하였을 때의 결과보다 오차가 훨씬 줄어들었으며,  $\sigma$ 의 값이 증가함에 따라 미소하지만 오차가 줄어드는 것을 확인하였다. 따라서  $\sigma$ 의 값은 정해진 것이 아니라 해석하고자 하는 구조물의 크기와 셀의 수에 따라 정하는 것이 바람직하다



## 제 3 장 FDTD 법을 이용한 FET 해석

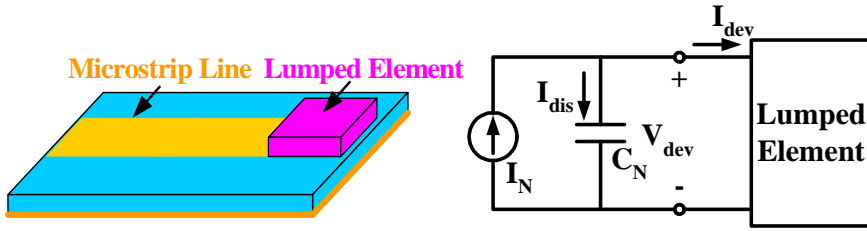
일반적으로 집중정수소자의 종단에서의 특성에 대한 비선형차분식은 식(3.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{A}(X) \cdot \frac{dX}{dt} = \bar{B}(X) \cdot X + F(X) \quad (3.1)$$

여기서,  $X$ 는 연속적인 상태 변수를 나타내고, 행렬  $\bar{A}$ 와  $\bar{B}$ 는 회로 소자의 값이다. 그리고  $F$ 는 등가 전압소스와 등가 전류소스로 표현되어지는 전압과 전류로 구성된다[9]. FDTD 공간격자와 병렬 연결된 집중정수소자를 해석할 경우에는 Norton 등가회로를 사용하여 등가 전류소스를 구하고, FDTD 공간격자와 직렬 연결된 집중정수소자를 해석할 경우에는 Thevenin 등가회로를 사용하여 등가 전압소스를 구한다.

### 3.1 FDTD 공간격자와 Norton 회로의 연결

그림 3.1은 FDTD 공간격자에 의해 해석되어지는 마이크로스트립 라인의 종단과 집중정수소자의 Norton 등가회로를 나타낸다. 여기서 마이크로스트립 라인의 종단 전계성분은 전계성분  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  중 하나인  $E_w$  방향에 위치한다고 가정한다[10].



(a) 마이크로스트립 라인의 집중정수소자 (b) Norton 등가회로  
 (a) Lumped element on microstrip line (b) Norton equivalent circuit.  
 그림 3.1 마이크로스트립선로에서 집중정수소자의 Norton 등가회로  
 Fig 3.1 Norton equivalent circuit of lumped element on microstrip line.

Norton 등가회로에서 마이크로스트립 라인의 종단에서 공급되어지는 여기 에너지는 그림 3.2와 같이 마이크로스트립 라인의 종단의 전기  $E_w$  둘레에 인접한 4개의 자기성분들에 의해 생성된다. 그래서 전체 Norton 전류  $I_N(\lambda)$ 는 암페어의 법칙을 적용하여 식 (3.2)와 같이  $E_w$ 를 감고 있는 자기성분에 폐곡선 적분을 이용하여 구한다.

$$I_N(\lambda) = \oint H(\lambda) \cdot dl \quad (3.2)$$

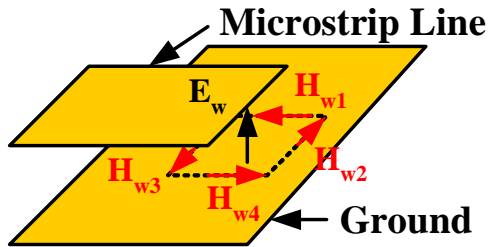


그림 3.2 마이크로스트립 라인의 종단의 전자계 구성  
 Fig. 3.2 Electric component arrangement  
 in terminal of microstrip line.

그림 3.1로부터  $I_M(t)$ 는 식(3.3)과 같이 마이크로스트립 라인의 변위전류  $I_{dis}(t)$ 와 집중정수소자에 흐르는 전류  $I_{dev}(t)$  전류로 나타낼 수 있다.

$$I_M(t) = I_{dis}(t) + I_{dev}(t) \quad (3.3)$$

$I_{dis}$ 는 다음 식(3.4)와 같이 공간 격자 양단에 걸리는 전압에 의해 결정된다.

$$I_{dis}(t) = C_N \frac{dV_{dev}(t)}{dt} \quad (3.4)$$

여기서,  $C_N$ 는 마이크로스트립 라인의 공간격자 셀의 진성 캐패시턴스를 나타낸다.

따라서 식(3.4)를 식(3.3)에 대입하면 식(3.5)를 얻을 수 있다.

$$I_M(t) = C_N \frac{dV_{dev}(t)}{dt} + I_{dev}(V_{dev}(t)) \quad (3.5)$$

식(3.6)은 그림 3.1의 회로에 키르히호프의 전류 법칙을 적용한 것과 같음을 알 수 있다. 식(3.6)은 식(3.5)를 이용하여 소자의 전압,  $V_{dev}$ 을 구하는 식을 나타낸다.

$$V_{dev}(t_0 + \Delta t) = V_{dev}(t_0) + \frac{1}{C_N} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} \{I_M(t) - I_{dev}(V_{dev}(t))\} dt \quad (3.6)$$

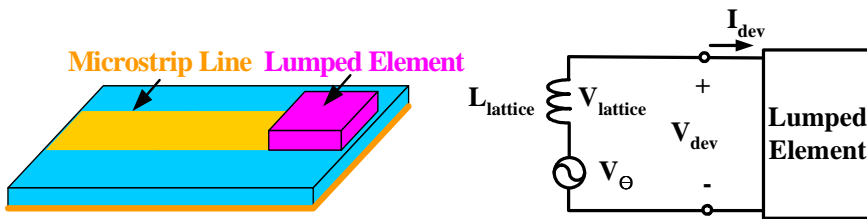
집중정수소자의 전압,  $V_{dev}$ 와 마이크로스트립 라인의 종단에 위치한 전계는 식(3.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_w(\delta) = -V_{dev}(\delta) / d_w \quad (3.7)$$

마이크로스트립 라인의 종단의 전계는 식(3.7)을 이용해서 Norton 등가회로에서 계산되어진 전압을 전계성분으로 변환하여 구할 수 있다.

### 3.2 FDTD 공간격자와 Thevnnin 회로의 연결

그림 3.3은 Thevenin 등가회로를 이용한 FDTD 공간격자와 1 포트 회로를 연결한 형태를 나타낸다. 여기서 포트는 메쉬구조의 FDTD 격자의 전기장 성분  $E_x, E_y, E_z$  중 하나인  $E_w$  방향에 위치한다고 가정한다. Thevenin 등가회로 관점에서, 회로에 공급하기 위해 FDTD 격자에 여기된 에너지는 공통된 모서리  $E_w$ 를 갖는 전계에서 발생한다.



(a) 마이크로스트립 라인의 집중정수소자      (b) Thevenin 등가회로  
 (a) Lumped element on microstrip line      (b) Thevenin equivalent circuit.

그림 3.3 마이크로스트립선로에서 집중정수소자의 Thevenin 등가회로  
 Fig 3.3 Theveninn equivalent circuit of lumped element on microstrip line.

전체 Thevenin 전압,  $V_{\Theta}(\hbar)$ 는 식(3.8)과 같이 마이크로스트립 라인 종단의 인덕턴스 전압,  $V_{lattice}(\hbar)$ 와 집중정수소자의 전압,  $V_{dev}(\hbar)$ 로 나타난다.

$$V_{\Theta}(\hbar) = V_{lattice}(\hbar) + V_{dev}(\hbar) \quad (3.8)$$

마이크로스트립라인 종단의 FDTD 공간격자의 소스 인덕턴스의 전압,  $V_{lattice}(\hbar)$ 는 식(3.9)와 같이 집중정수소자의 전류에 의한 식으로 나타낸다.

$$V_{lattice}(\hbar) = L_{\Theta} \frac{dI_{dev}(\hbar)}{dt} \quad (3.9)$$

그리고  $I_{dev}(\hbar)$ 는 집중정수소자에 흐르는 전류이고,  $L_{lattice}$ 는 Thevenin 등가회로의 어드미턴스로 사용되는 마이크로스트립 라인 종단의 인덕턴스로 단위 셀의 공간격자 인덕턴스,  $L_i$ 의 병렬 결합으로 나타낸다. 식(3.10)은  $L_i$ 를 나타내며, 식(3.11)은 마이크로스트립 라인 종단의 인덕턴스  $L_{lattice}$ 을 나타낸다.

$$L_i = \frac{\mu A_i}{\Delta w} \quad (3.10)$$

$$L_{lattice} = \left( \sum_{i=1} \frac{1}{L_i} \right)^{-1} \quad (3.11)$$

전체 Thevenin 전압,  $V_{\Theta}(\hbar)$ 는 식(3.8)과 식(3.9)를 이용하여 식(3.12)와 같이 나타난다.

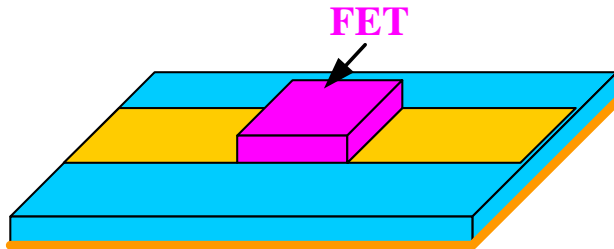
$$V_{\Theta}(\delta) = L_{\Theta}(\delta) \frac{dI_{dev}(\delta)}{dt} + V_{dev}(\delta) (I_{dev}(\delta)) \quad (3.12)$$

여기서  $I_{dev}(\delta)$ 와  $V_{dev}(\delta)$ 는 집중정수회로에 흐르는 전류와 전압을 나타낸다. 식(3.12)를 이용하여 식(3.13)과 같이 집중정수소자의 전류  $I_{dev}(\delta)$ 를 구한다.

$$I_{dev}(t_0 + \Delta t) = I_{dev}(t_0) + \frac{1}{L_{lattice}} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} \{ V_{\Theta}(\delta) - I_{dev}(V_{dev}(\delta)) \} dt \quad (3.13)$$

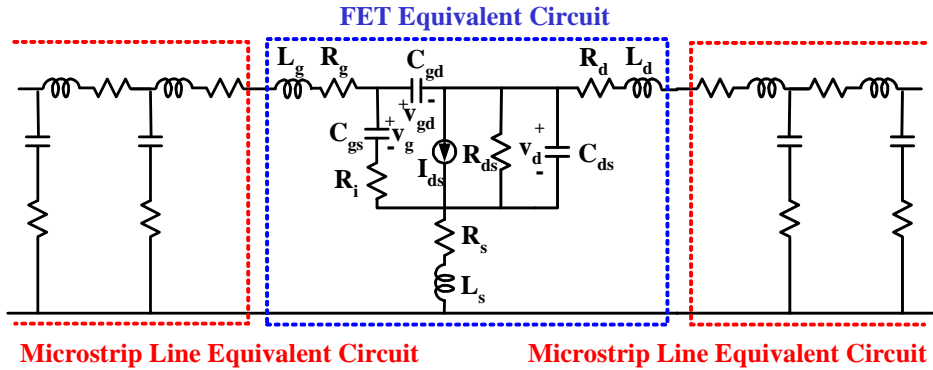
### 3.3 FET의 등가회로를 이용한 해석

트랜지스터는 비선형적으로 동작하는 능동소자이다. 그림 3.4는 FET가 결합된 마이크로스트립 라인과 등가회로를 보여준다. 마이크로스트립 라인은 FDTD법에 의해 구해지고 FET는 FET의 등가회로를 사용하여 구한다. FET의 등가회로를 FDTD의 공간격자에 적용하기 위해서 Norton 등가회로와 Thevnin 등가회로를 사용하였다.



(a) 마이크로스트립 라인의 FET

(a) FET on microstrip line.



(b) 마이크로스트립 라인의 FET의 등가회로

(b) Equivalent circuit on microstrip line.

그림 3.4 마이크로스트립 라인의 FET와 등가회로

Fig. 3.4 FET on microstrip line and equivalent circuit.

그림 3.5는 FDTD 시뮬레이션에 사용되는 MESFET의 대 신호 모델을 보여준다. 그림 3.5에서 점선 박스로 나타낸 부분이 MESFET의 등가회로이고 점선 박스 밖의 전압과 인덕턴스는 FET의 gate와 drain에 연결된 마이크로스트립 라인 종단의 전압과 인덕턴스를 나타낸다. 그림 3.5의 점선박스에는 비선형소자로  $C_{gs}$ (gate-source capacitor)와  $I_{ds}$ (drain current source)를 포함하고 있다.  $C_{gs}$ 는 식(3.14)에 의해 구해진다.

$$C_{gs}(v_g) = \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - v_g / \Phi_{bi}}} \quad (3.14)$$

$C_{gs0} = 3$  pf 이고  $\Phi_{bi}$ 는 0.7 V이다. 이것은 NE3210S01의 데이터 시트를 참고하였다.

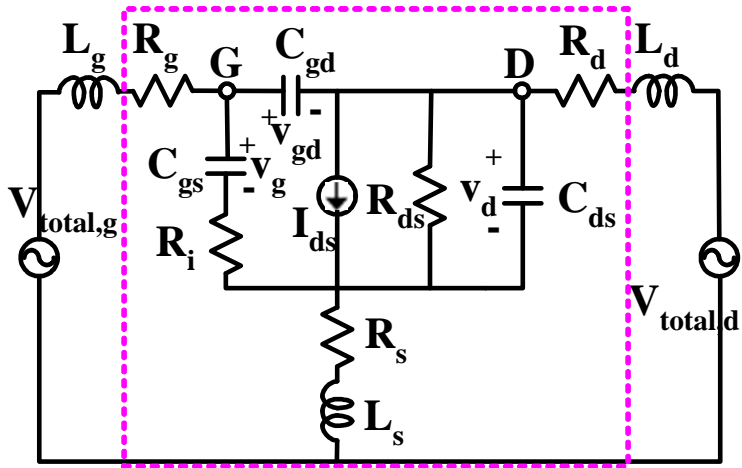


그림 3.5 MESFET의 대신호 모델

Fig. 3.5 large-signal model of the MESFET.

식(3.1)을 이용하여 MESFET를 해석하기 위해 우선 상태변수  $X([V_g, V_{GD}, V_d, I_{Lg}, I_{Ld}]^T)$ 를 선택하였다.  $V_g, V_d, I_{Lg}, I_{Ld}$ 는 그림 3.5에서 각각  $C_{gs}$ 와  $C_{ds}$ 의 전압과  $L_g$ 와  $L_d$ 의 전류를 나타내고,  $V_{GD}$ 는 점 G와 점 D사이의 노드의 전압을 나타낸다. 이것은 노드 방정식에서 상태방정식으로 유도된다. 행렬  $A(\bar{A})$ 는 식(3.15)와 같이 유도된다.

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} C_{gs} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{gs} & C_{gd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{gd} & -C_{gd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{44} & A_{45} \\ 0 & 0 & 0 & A_{54} & A_{55} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$A_{44} = G_g \left[ \left( \frac{G_g}{G} - 1 \right) L'_g - \left( \frac{G_s}{G} \right) L_s \right] \quad (3.16.a)$$



$$A_{45} = G_g \left[ \left( \frac{G_d}{G} - 1 \right) L'_d - \left( \frac{G_s}{G} \right) L_s \right] \quad (3.16.b)$$

$$A_{54} = G_d \left[ \left( \frac{G_g}{G} - 1 \right) L'_g - \left( \frac{G_s}{G} \right) L_s \right] \quad (3.16.c)$$

$$A_{55} = G_d \left[ \left( \frac{G_d}{G} - 1 \right) L'_d - \left( \frac{G_s}{G} \right) L_s \right] \quad (3.16.d)$$

$$L'_g = L_g + L_{\theta, g} \quad L'_d = L_d + L_{\theta, d} \quad G = G_g + G_d + G_s \quad (3.16.e)$$

그리고  $G_g = 1/R_g$ ,  $G_d = 1/R_d$  와  $G_s = 1/R_s$ 이다. 비선형 상태 방정식을 위한 행렬  $\bar{B}$  ( $\bar{B}$ )는 식(3.17)과 같이 주어진다.

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} -G_{gs} & G_{gs} & G_{gs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & B_{42} & B_{43} & 1 & 0 \\ 0 & B_{52} & B_{53} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$B_{42} = G_g \left( 1 - \frac{G_g}{G} \right) \quad (3.17.a)$$

$$B_{43} = \frac{G_g G_s}{G} \quad (3.17.b)$$

$$B_{52} = -\frac{G_d G_g}{G} \quad (3.17.c)$$

$$B_{53} = \frac{G_d G_s}{G} \quad (3.17.d)$$

그리고 비선형 상태 방정식을 위한 행렬  $\bar{F}$ 는 식(3.18)과 같이 주어진다.

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{d^s} \\ F_4 \\ F_5 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$F_4 = G_g \left( 1 - \frac{G_g}{G} \right) V_g - \frac{G_g G_d}{G} V_d \quad (3.19.a)$$

$$F_5 = G_d \left( 1 - \frac{G_d}{G} \right) V_d - \frac{G_g G_d}{G} V_g \quad (3.19.b)$$

식(3.1)을 Newton-Raphson method[11]-[13]를 이용하여 식(3.20)과 같이 쓸 수 있다. 여기서 구해진 상태변수  $X$ 의  $I_{Lg}$ ,  $I_{Ld}$ 를 식(3.21)에 대입하여 gate단과 drain단의 전압을 구하고, 이것을 전계성분으로 변환하여 마이크로스트립의 gate단과 drain단의 전계를 인가한다.

$$X^{n+1} = X^{n+1} - \left[ \frac{1}{\Delta A} \left( \frac{\partial A}{\partial V_g} + A \right) - B - \frac{\partial F}{\partial X^{n+1}} \right]^{-1} \cdot A[X^{n+1}] \quad (3.20)$$

$$V_g = -V_{\theta, g} - L_{\theta, g} \frac{di_{Lg}}{dt} \quad (3.21.a)$$

$$V_d = -V_{\theta, d} - L_{\theta, d} \frac{di_{Ld}}{dt} \quad (3.21.b)$$

식(3.22)를 이용하여 계산된 gate단과 drain단의 전압을 전계성분으로 변환하여 마이크로스트립 라인의 종단에 인가한다.

$$E_w(\vec{h}) = -\mathcal{V}(\vec{h}) / dw \quad (3.22)$$

## 제 4 장 GUI를 이용한 SRANT\_FDTD

전자기 문제를 수치적으로 푸는데 있어서 크게 주파수 영역법과 시간 영역법으로 나눌 수 있다. 주파수 영역법중 상용화된 틀에서 많이 쓰이는 방법에는 MoM과 FEM이 있는데 MoM은 정확한 해를 구할 수 있는 장점이 있으나 Green's function을 구할 수 없는 어려움이 있다. FEM의 경우는 다양한 구조에 대해 상당히 정확한 해를 보장해 주기는 하지만 메쉬를 형성하는 과정과 행렬 연산을 구현해내는 알고리즘이 상당히 까다롭기 때문에 쉽게 접근하기가 힘든 방법이다. 이에 반해 시간 영역법에서 가장 많이 쓰이는 FDTD법은 Maxwell 방정식을 이산화시켜 대수적으로 풀기 때문에 FEM처럼 역행렬을 구하는 복잡한 알고리즘이 필요하지 않고 해석 구조에 대해서도 제약이 없으므로 그 구현의 용이성 때문에 많은 전자기 문제를 푸는데 이용되고 있다[6]. 이 방법을 사용하는 SRANT\_FDTD는 EM field 시뮬레이션 소프트웨어로써, 필터나, 전력분배기 또는 안테나 등의 해석 및 설계가 가능하며, 전송특성 및 전류, 전압의 분포 및 필드의 복사 특성을 볼 수 있다. 그리고 전자계의 흐름을 시각적으로 나타내며, 각종 RF 파라미터를 시뮬레이션한다.

그림 4.1은 SRANT\_FDTD의 순서도를 나타낸다. 초기에 입력된 데이터에 따라 초기치를 설정하고 입력된 시간 스텝동안 전계와 자계를 순차적으로 계산하여 얻어진 전계 값을 이용하여 필요한 결과를 얻는다. 그리고 SRANT\_FDTD에서는 FET를 해석하기 위한 조건문을 전계계산 프로세스와 자계계산 프로세스 사이에 두어서 FET를 계산 할 경우 FET계산 프로세스로 이동하여 계산을 끝낸 후 자계계산 프로세스로 이동하고, 그렇지 않은 경우 바로 자계계산 프로세스로 이동하여 계산되게 하였다.

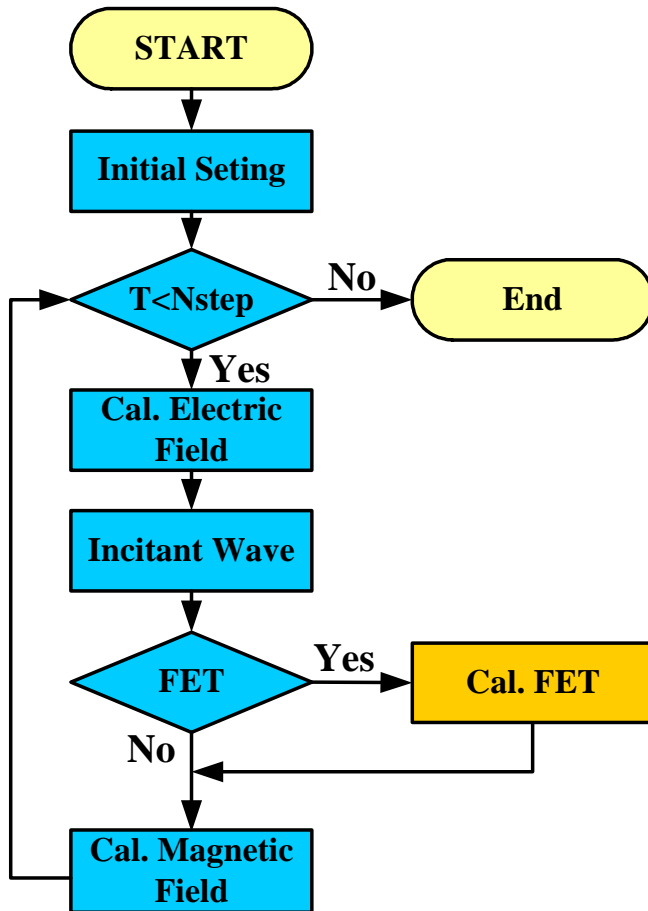


그림 4.1 SRANT\_FDTD의 순서도

Fig. 4.1 of SRANT\_FDTD.

#### 4.1 SRNAT\_FDTD 초기화면

전자계 해석을 위한 SRANT\_FDTD 소프트웨어는 해석구조에 대한 데이터 입력법의 편리함과 보다 정교한 계산을 하려는 목적으로 개발하였다. 입력의 편리성을 위해 GUI 방식을 사용하여 설계하고자 하는 구조물을 편리하게 입력할 수 있게 하였고, 계산 결과도

그래프나 텍스트로 나타낼 수 있게 하여 사용자의 편의를 도모하였다. 또한 결과 그래프에 여러 가지 기능을 두어 결과분석을 용이하게 할 수 있도록 배려하였다. 그림 4.2는 SRANT\_FDTD의 시작화면을 나타낸다.

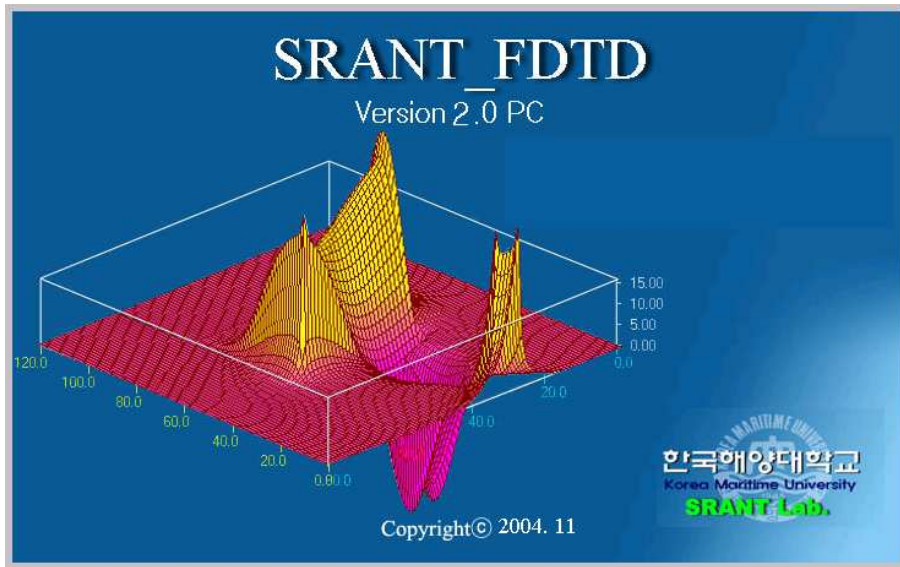


그림 4.2 SRANT\_FDTD의 시작화면  
Fig. 4.2 Opening of SRANT\_FDTD.

그림 4.3은 SRANT\_FDTD의 메인 화면을 나타낸다. SRANT\_FDTD의 메인 화면의 상단에는 메뉴 바와 그 아래에 자주 사용되는 명령어를 단축 아이콘으로 두었으며, 좌측의 상태 창에서는 해석 한 구조물의 결과를 트리 구조로 나타낸다. 그리고 우측은 결과 창들을 보여주는 영역으로 2차원과 3차원의 전자계, 전압, S-파라미터, 임피던스와 방사패턴 중 원하는 결과를 선택하면 이 영역에 결과 창이 생성된다.

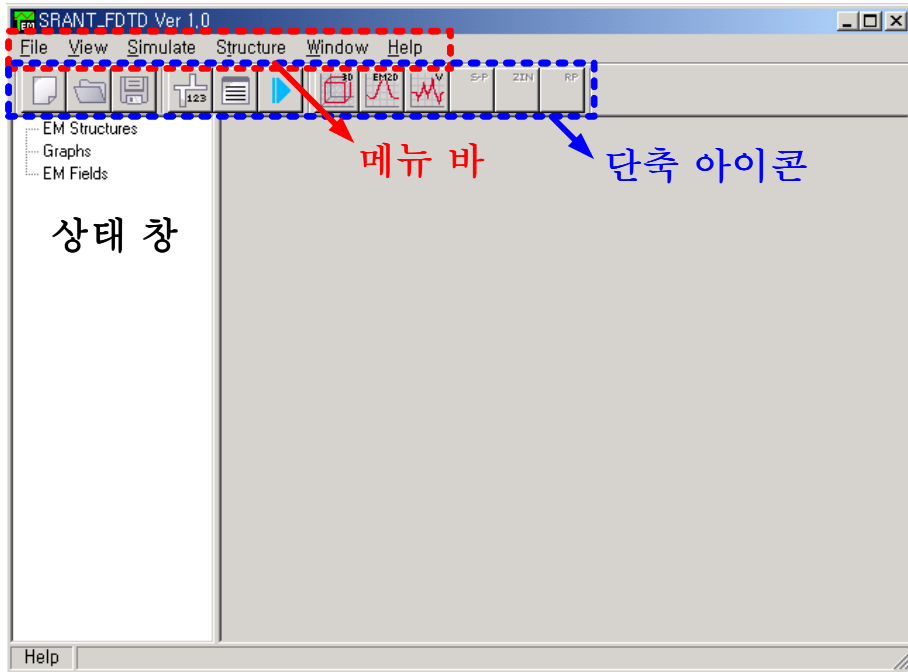


그림 4.3 SRANT\_FDTD의 메인 화면

Fig. 4.3 Main window of SRANT\_FDTD.

## 4.2 SRANT\_FDTD의 입력창

그림 4.4는 SRANT\_FDTD의 입력 창을 나타낸다. 입력 창은 좌측의 구조 창과 우측의 데이터 입력 시트로 나누어진다. 구조 창에서는 데이터 입력 시트에서 입력된 데이터를 이용하여 입력된 구조의 모양을 나타내며, 2차원과 3차원으로 구조를 볼 수 있으며 줌 기능과 회전 기능을 두어 입력된 구조의 형태를 자세히 관측 할 수 있다. 그리고 데이터 입력 시트는 관련된 파라미터를 하나의 시트에 모아서 데이터 입력을 용이하게 하였다.

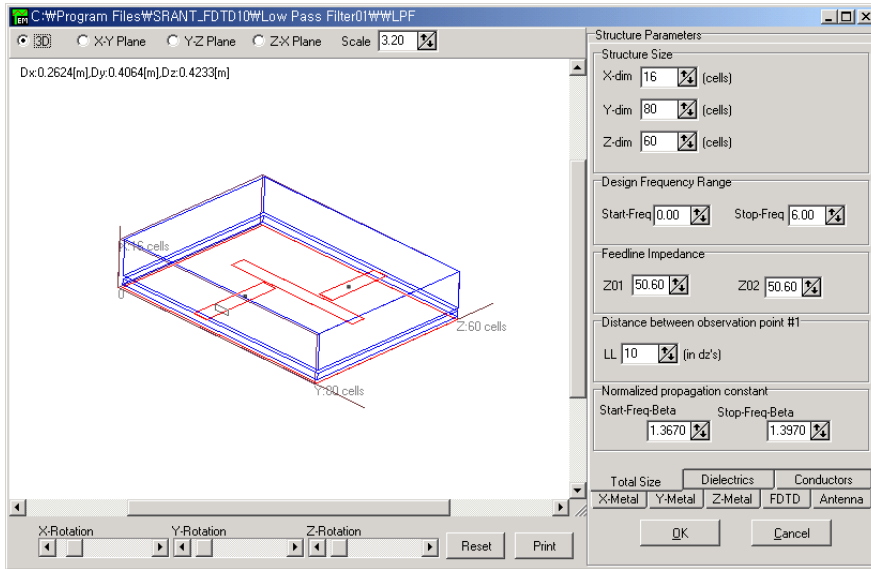


그림 4.4 SRANT\_FDTD의 입력 창

Fig. 4.4 Input window of SRANT\_FDTD.

### 4.3 SRANT\_FDTD의 결과 창

그림 4.5는 그림 4.4의 구조물을 한 예로 입력했을 때 계산된 결과 창의 예를 보여준다. 결과 창은 구조물에 의해 계산된 결과를 보여주고 있으며, 2차원 및 3차원 전자계 분포, 입출력 전압 펄스, S-파라미터, 입력 임피던스 및 방사패턴 등을 제공한다. 그리고 줌, 회전등의 다양한 기능을 두어 편리하게 그래프를 확인할 수 있도록 하였다. 특히 전계 또는 자계의 분포를 2차원과 3차원으로 나타냄으로써 눈에 보이지 않는 전자파를 이해하는데 도움이 될 수 있게 하였다.

그림 4.6은 S-Parameter의 컨트롤 판넬을 보여주고 있다. 컨트롤 판넬에는 계산된 결과목록을 나타내는 리스트 박스와 그래프 분석을 위한 줌, 팬, 줌 윈도우 포지션 그리고 오버랩 기능과 그래프

의 색깔을 변환하거나 그래프를 저장하는 기능을 가지고 있으며, 다른 결과 창들에도 이와 같은 기능들을 가지고 있다.

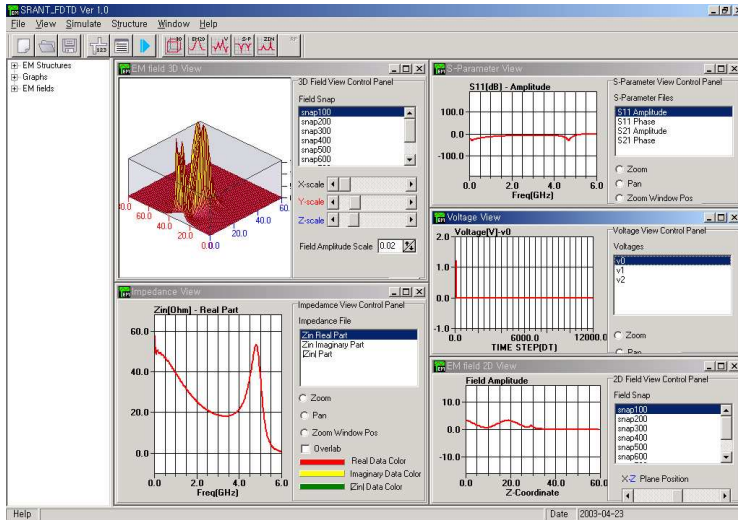


그림 4.5 SRANT\_FDTD의 결과 창

Fig. 4.5. Output window of SRANT\_FDTD.

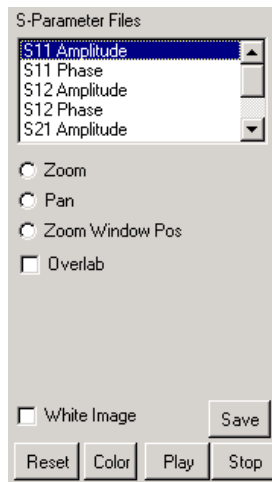


그림 4.6 결과 창의 컨트롤 판넬

Fig. 4.6. Control panel of output window



## 제 5 장 SRANT\_FDTD를 이용한 설계

이 프로그램의 신뢰성을 확인하기 위하여 저역통과필터와 FET를 가지는 능동회로 그리고 안테나를 설계하여 이를 실제 제작·측정하였으며 그들 결과를 비교·분석하였다. 뿐만 아니라 제안한 프로그램의 설계결과와 기존의 상용프로그램에 의해 설계된 결과를 비교하여 제안한 프로그램의 타당성을 확인하였다.

### 5.1 SRANT\_FDTD를 이용한 저역통과필터 설계

이 SRANT\_FDTD의 신뢰성을 확인하기 위하여 이 소프트웨어를 사용하여 저역통과필터를 설계하여 계산하고 이를 실제 제작하여 측정된 결과를 비교하였다. 사용한 기판은 유전체의 두께가 0.7874 mm이고 비유전율이 2.5인 Teflon기판을 사용하였다. 그리고 시뮬레이션을 위한 셀 사이즈는  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$ 는 각각 0.265 mm, 0.4064 mm, 0.4233 mm로 하였으며, 타임스텝은 1000스텝을 주어 계산하였다. 그림 5.1과 5.2는 각각 설계된 low-pass filter의 레이아웃과 제작된 저역통과 필터를 보여준다.

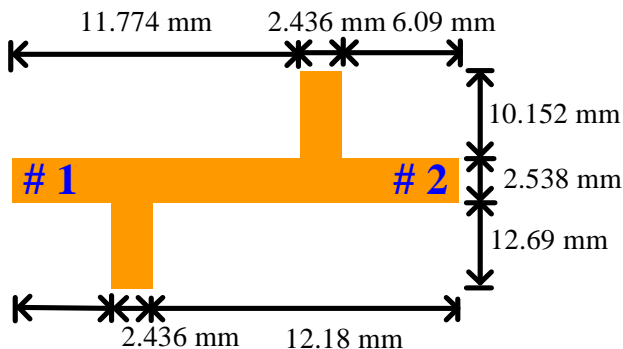


그림 5.1 저역통과필터의 레이아웃

Fig. 5.1 Layout of LPF.

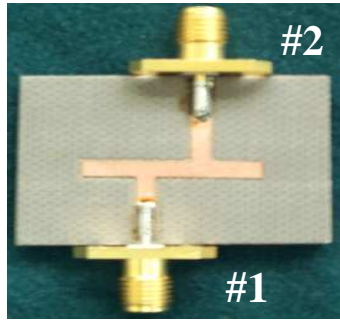


그림 5.2 제작된 저역통과필터

Fig. 5.2 Fabricated LPF

그림 5.3은 실제로 제작한 저역통과필터의 반사계수와 본 논문에서 제안한 프로그램으로 계산된 결과를 나타낸다. 제작한 저역통과필터의 측정결과와 계산결과가 잘 일치함을 볼 수 있다. 측정결과가 계산결과와 다소 차이나는 이유는 제작과정에서 생기는 오차에 기인한다고 사료된다.

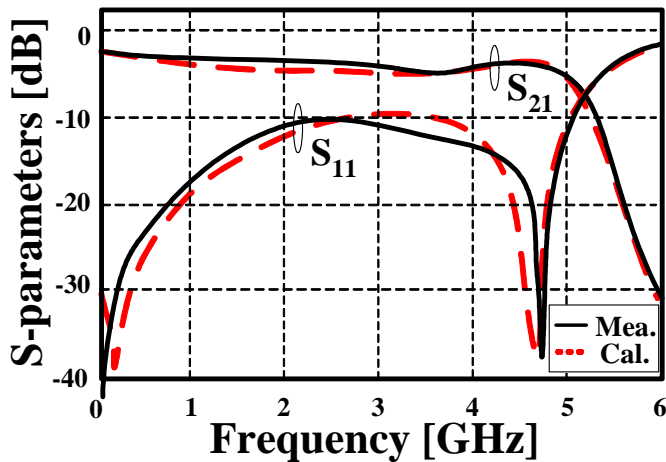


그림 5.3 측정결과와 계산결과의 비교

Fig. 5.3 Comparison between the measured and the calculated results.

## 5.2 SRNAT\_FDTD를 이용한 증폭기 설계

SRANT\_FDTD의 능동소자 해석의 정확성을 확인하기 위해 8.5 GHz에서 10 dB 증폭되는 증폭기를 설계하였다. 그림 5.4와 그림 5.5는 각각 설계된 증폭기의 레이아웃과 제작된 증폭기를 나타낸다. 사용된 FET는 2장에서 FET의 등가회로 해석에서 고려된 NE3210S01를 사용하였다. 기판은 유전체의 두께가 0.7874 mm이고 비유전율이 2.5인 Teflon기판을 사용하였다. 그리고 시뮬레이션을 위한 셀 사이즈는  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$ 는 각각 0.2624 mm, 0.71 mm, 0.5 mm로 하였으며, 타임스텝은 3000스텝을 주어 계산하였다.

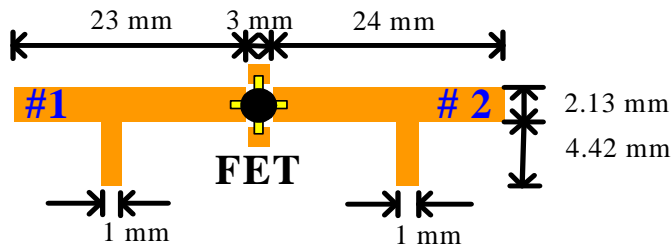


그림 5.4 증폭기의 레이아웃

Fig. 5.4 Layout of amplifier.

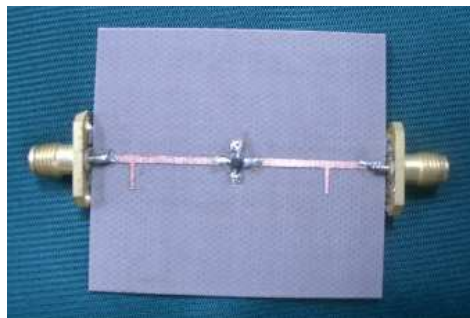


그림 5.5 제작된 증폭기

Fig. 5.5 Fabricated of amplifier.

그림 5.6는 SRANT\_FDTD와 상용소프트웨어인 MWO(Micro-Wave Office)를 사용하여 계산된 결과의 비교와 실제 제작된 능동회로의 측정결과를 비교하여 나타내었다.

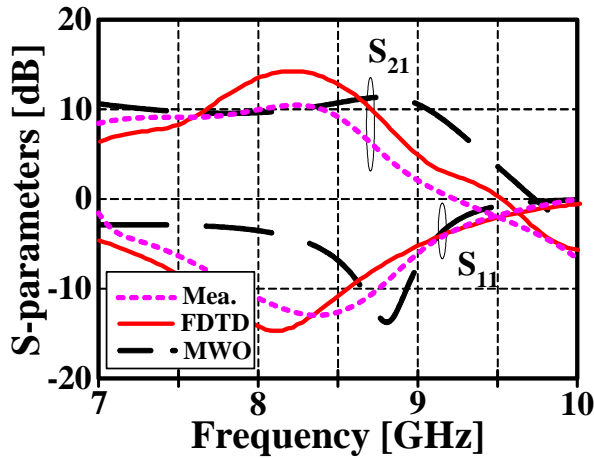


그림 5.6 측정결과와 계산결과와의 비교

Fig. 5.6 Calculated and measured results of active circuits.

그림 5.6으로부터 알 수 있는 것처럼, 세 결과는 8.5 GHz에서  $S_{21}$ 은 10 dB 증폭되는 특성을 볼 수 있으며,  $S_{11}$ 은 -10 dB 이하로 떨어짐을 알 수 있다. 그리고 실제 제작된 능동회로의 결과는 MWO로 계산된 결과보다 제안한 프로그램으로 계산된 결과와 더욱 일치하는 것을 알 수 있다.

### 5.3 SRANT\_FDTD를 이용한 안테나 설계

SRANT\_FDDTD를 사용하여 중심 주파수가 1.9 GHz인 사각 패치 안테나를 설계하였다. 그림 5.7과 5.8은 각각 설계한 안테나의

레이아웃과 제작된 안테나를 나타낸다. 사용한 기판은 유전체의 두께가 0.7874 mm이고 비유전율이 2.5인 Teflon기판을 사용하였다. 그리고 시뮬레이션을 위한 셀 사이즈는  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$ 는 각각 0.2624 mm, 0.32 mm, 0.6025 mm로 하였으며, 타임스텝은 3000스텝을 주어 계산하였다.

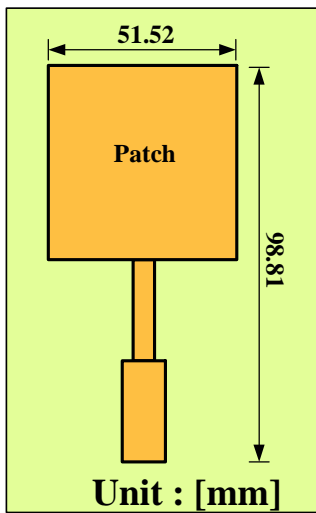


그림 5.7 안테나의 레이아웃  
Fig. 5.7 Layout of antenna.

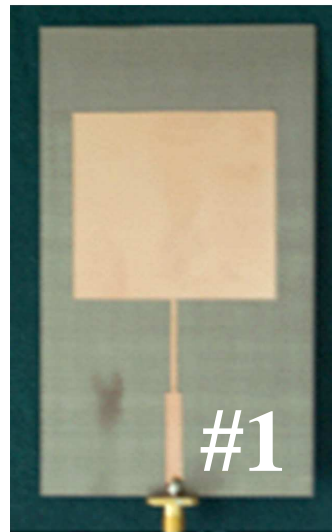


그림 5.8 제작된 안테나  
Fig. 5.8 Fabricated of antenna.

그림 5.9는 SRANT\_FDTD로 계산된 결과와 제작한 안테나의 S-파라미터 측정결과를 비교하였고, 그림 5.10은 방사패턴을 비교하였다. 제작된 결과와 계산 결과와 일치하는 것을 알 수 있으며, 계산결과에는 약간의 리플이 존재한다. 그리고 방사패턴은 실제 측정결과가 계산결과보다 작게 나타났다. 이유는 케이블과 커넥터 등의 손실에 의해서 측정결과가 계산결과보다 작게 나왔다.

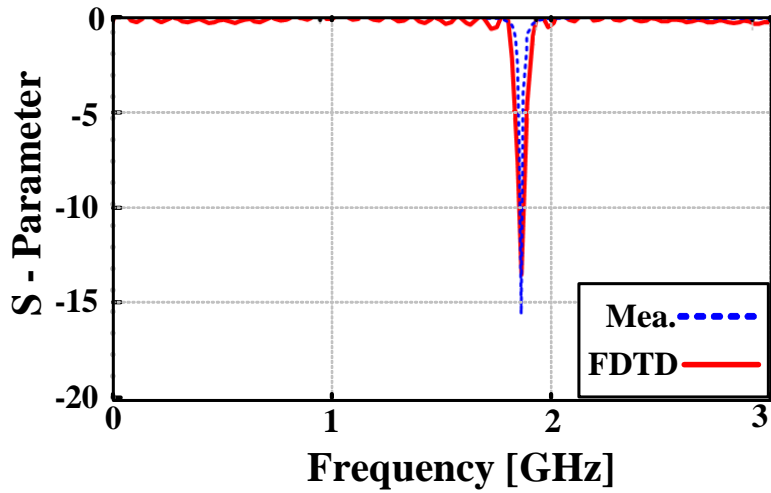


그림 5.9 S-파라미터의 측정결과와 계산결과와의 비교

Fig. 5.9 Calculated and measured results of antenna S-parameter.

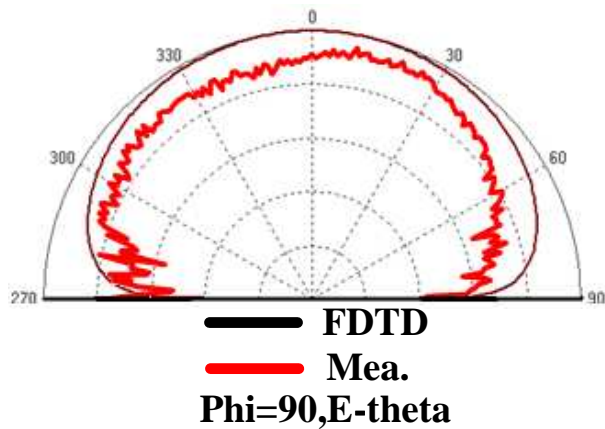


그림 5.10 안테나 방사패턴의 측정결과와 계산결과와의 비교

Fig. 5.10 Calculated and measured results of antenna radiation pattern.

## 제 6 장 결 론

본 논문은 지금까지 외국에서 개발된 RF회로 및 안테나 설계 소프트웨어의 의존도를 줄이며, RF회로 및 안테나 설계 소프트웨어의 수입에 의한 외화 낭비를 막기 위해 전자에 해석에 용이한 FDTD법을 GUI기법을 이용하여 프로그램 함으로써 RF회로 및 안테나 설계에 용이하며 정확한 결과를 그래프로 표현 할 수 있는 소프트웨어를 개발을 목적으로 하여, SRANT\_FDTD를 개발하였다. SRANT\_FDTD는 시간 및 공간상에서 만족된 Maxwell의 미분방정식을 이용하여 유전체와 도체 등으로 이루어진 임의의 구조물에 쉽게 적용할 수 있다는 FDTD법을 기반으로 계산되며, 사용의 편리성을 위하여 GUI 방식을 사용하여 구조물의 입력에 용이하게 하였으며, 계산된 결과들 또한 그래프로 다양하게 나타낼 수 있도록 하였으며, 전자계의 시간에 따른 변화를 나타냄으로써 시각적으로 전자파를 느끼게 하여 전자계를 이해하는데 용이하게 하였다. 그리고 SRANT\_FDTD에서는 경계면에서 발생하는 반사를 줄이기 위해서 기존의 흡수경계조건에 흡수매질을 부착하여 일정한 두께의 가상매질을 만들어 진행파가 경계면에 도달하기 전에 에너지를 감쇠시킴으로서 경계면에서 생기는 반사가 줄어들게 하여 계산의 정확도를 향상시키는 방법을 도입하였다. 또한 능동회로에 사용되는 FET를 등가회로화하여 FDTD법에 적용하여 SRANT\_FDTD에서 FET를 포함한 능동회로 또한 해석 할 수 있게 하였다.

또한 본 논문에서는 SRANT\_FDTD 소프트웨어의 계산의 신뢰성을 확인하기 위해 저역통과필터와 FET를 포함한 능동회로 그리고 안테나를 설계하고, 실제로 제작하여 그 결과와 비교하였다. 비교 결과 FDTD를 사용하는 SRANT\_FDTD의 결과와 실제 제작하여 측정된 결과가 매우 유사하여 정확성을 신뢰할 수 있다. 그리고 흡수경계면

앞에 흡수매질을 사용한 것과 그렇지 않은 경우의 해석 결과를 비교하여 보았으며, 비교한 결과 흡수경계면 앞에 흡수매질을 추가하여 사용한 경우 경계면에서의 반사가 줄어들어 계산결과의 정확도가 향상되었다.

향후 연구과제로써 능동소자에 사용되는 다양한 FET 회로의 일반화와 프로그램의 기능보완 등이 필요하다.



## 참고 문헌

- [1] Donald R. J White, *Electromagnetic Interference and Compatibility*, Virginia, DWCI, 1980
- [2] R. F. Harrington, *Field computation By Moment Methods*, The Macmillan, New York, 1968.
- [3] M. N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, CRC Press, Florida, 1992.
- [4] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-14, pp. 302-307, Aug. 1966.
- [5] A. Taflove, "Application of the Finite-Difference Time-Domain method to sinusoidal steady-state electromagnetic penetration problems," *IEEE Trans. on EMC.*, vol. 22, pp. 191-202, 1980.
- [6] Kyeong-Sik Min, *Analysis microwave plan circuits antenna by using FDTD method*, DaSeong Publishing Company,
- [7] 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.
- [8] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations," *IEEE Trans. on EMC*, vol. EMC-23, pp. 377-382, Nov. 1981.

- [9] C.N.Kuo, R.B. Wu, B. Houshmand, and T. Itoh, "Modeling of microwave active devices using the FDTD analysis based on the voltage-source approach," *IEEE Trans. Microwave Guided Wave Lett.*, vol.6, no.5, pp.199-201, May 1996.
- [10] C.-N. Kuo, V.A. Thomas, S. T. Chew, B. Houshmand, and T. Itoh, "Small signal analysis of active circuits using FDTD Algorithm," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 7, pp. 216-218, July 1995.
- [11] Choma, J., *Electrical Network: Theory and Analysis*, New York: Wiley, 1985, Chap.6.
- [12] Press, W. H., B. Flannery, S. Reulkolsky, and W.T. Vetterling, *Numerical Recipes., The Art of Scientific Computing*, Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 1990.
- [13] Ortega, J., and W. Rheinboldt, *Iterative Solution of Nonlinear Equations in Several Variavles*, New York: Academic Press, 1970

## 감사의 글

오늘의 제가 있기까지 큰 관심과 세심한 배려로 각별한 사제지간의 정을 일깨워주시고 이끌어주신 민 경식 교수님께 감사드립니다. 또한, 좋은 논문이 되도록 많은 조언을 해주신 박 동국 교수님과 윤 영 교수님께 감사드리며, 대학원 수업에서 많은 가르침을 주신 김 동일 교수님, 정 지원 교수님, 김 기만 교수님, 강 인호 교수님께도 감사드립니다.

언제나 아낌없는 사랑으로 저를 돌봐주신 부모님께 진심으로 감사드리며, 힘들 때마다 따뜻한 격려를 해준 누나와 동생에게 고마움을 전합니다. 그리고 부족한 저를 많이 돌봐주신 지원 선배와 정호 선배에게 감사드리며, 어려운 일이 있을 때 언제나 고민을 들어 준 재홍, 병규, 창화, 현택이와 나의 죽마고우 정현와 초등학교 동창들에게 고마움을 전합니다.

또한 대학원 생활에서 많은 도움을 준 진생형, 철근, 동진, 진우, 닷, 흥, 그리고 동기로서 많은 힘이 되어준 영환에게 고마움을 전하고, 타 실험실이지만 기숙사에서 1년 동안 동고동락한 정원형과 언제나 저의 고민을 들어 준 동식형, 종호형과 수홍에게도 고마움을 전합니다. 마지막으로 상학형과 우철형, 현대형, 병국에게도 고마움을 전합니다.

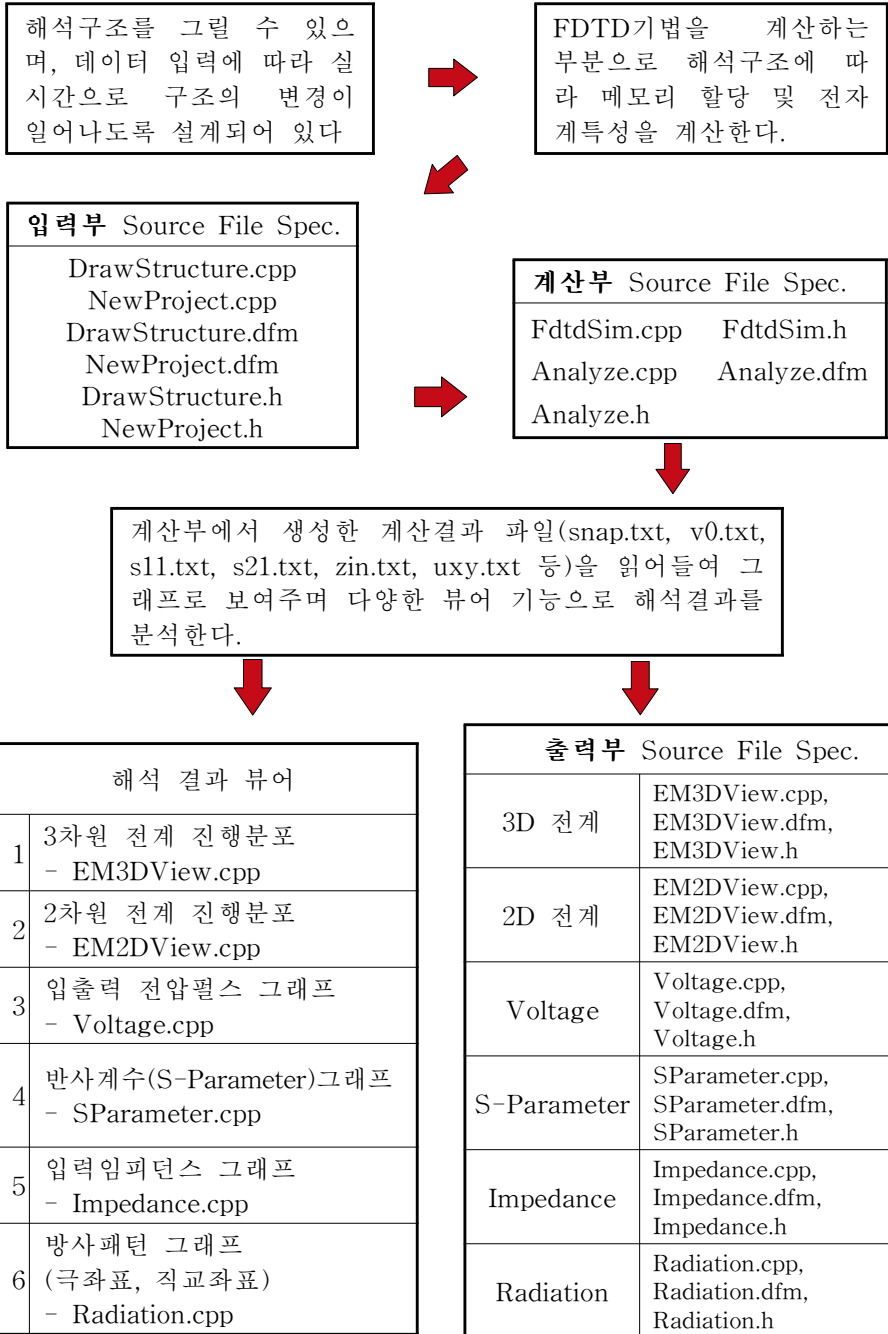
이제 저는 다시 새로운 출발을 하려고 합니다. 저를 믿고 지켜봐 주신 모든 분들께 부끄럽지 않는 사람이 되기 위해 항상 노력하며, 밝고 건강하게 열심히 살겠습니다.

# 부 록

부록 A. SRANT\_FDTD 1.0 프로그램 소스 구성도

부록 B. 시제품 출시를 위한 하드락 키 추가

## 부록 A. SRANT\_FDTD 2.0 프로그램 구성도



앞의 구조는 프로그램의 흐름도를 나타내며, 각 기능별로 구성된 프로그램 소스의 역할을 소개하고 있다. 입력된 데이터에 의해서 입력부에서는 실시간으로 입력된 구조를 나타내며, 계산부는 입력부에서 데이터를 받아들여서 FDTD법에 의해서 계산하게 된다. 그리고 계산된 결과는 우선 \*.txt 파일로 저장되고 각각의 해석 결과 뷰어는 \*.txt 파일의 유무에 따라서 결과 그래프를 출력한다. 여기서 \*.cpp 파일은 볼랜드 C++ 빌더로 프로그램된 소스 파일은 나타내며, \*.dfm 파일은 볼랜드 C++ 빌더의 GUI의 폼을 나타내는 파일이다. 그리고 \*.h 파일은 볼랜드 C++ 빌더의 헤드 파일로써 초기에 지정해야 할 변수나 함수를 지정해주는 파일이다. 그래서 하나의 윈도우 창은 \*.cpp와 \*.dfm 그리고 \*.h 파일로 프로그램 된다. 이렇게 \*.cpp와 \*.dfm 그리고 \*.h 파일로 프로그램된 각각의 윈도우 창과 소스파일들은 볼랜드 C++ 빌더 프로젝트 파일에 의해서 결합된다.

## 부록 B. 시제품 출시를 위한 하드락 키

하드락 키는 불법복제 방지장치로써 USB 포트에 연결하는 일종의 초소형 컴퓨터이다. 프로그램에서 락기능을 체크하여 락이 없으면 프로그램 실행을 할 수 없도록 함으로써 프로그램의 불법 사용을 막아준다.

SRANT\_FDTD에서 사용되는 하드락 키는 메모리 내장형 CPU를 탑재, CPU내에 감춰진 펌웨어에 의해 동작되는 컴퓨터이기 때문에 락 자체의 복제가 불가능하며, 메모리 데이터도 암호화되어 락 에뮬레이션 보드 등에 의한 분석 역시 어려우므로 락 자체에 대한 신뢰도가 높다.

그리고 하드락 키에 부여되는 ID를 달리하여 제작되는 경우의 수가  $2.8 \times 10^{14}$ 이며, 락 체크를 위한 함수가 일정하게 정해져 있지 않고 개발자에 의해 락 함수를 추가할 수 있으므로 보안성이 높다. 그림 B.1은 실제 USB 타입의 하드락 키를 보여준다.



그림 B.1. USB 타입의 하드락 키

Fig. B.1. Hard lock of USB type.

정확한 하드락 키가 장착되어 있는지를 판별하기 위해서 하드락 키 체크는 하드락 키의 존재여부 체크와, 하드락 키의 일련번호 체크 두 단계를 거치도록 하였다. 그래서 그림 B.2의 순서도와 같이 시뮬레이션하기 전 단계에서 우선 하드락 키가 장착되었는지 여부를 체크하고, 하드락 키의 일련번호를 체크하여 프로그램된 번호와 일치하는지를 판별하게 하였다. 또한 잘못된 하드락 키가 장착되어 있을 경우 장착된 하드락 키의 일련번호를 확인할 수 있는 하드락 키 테스터를 자동 실행함으로써 정확한 하드락 키를 찾는 데 도움이 되도록 하였다.

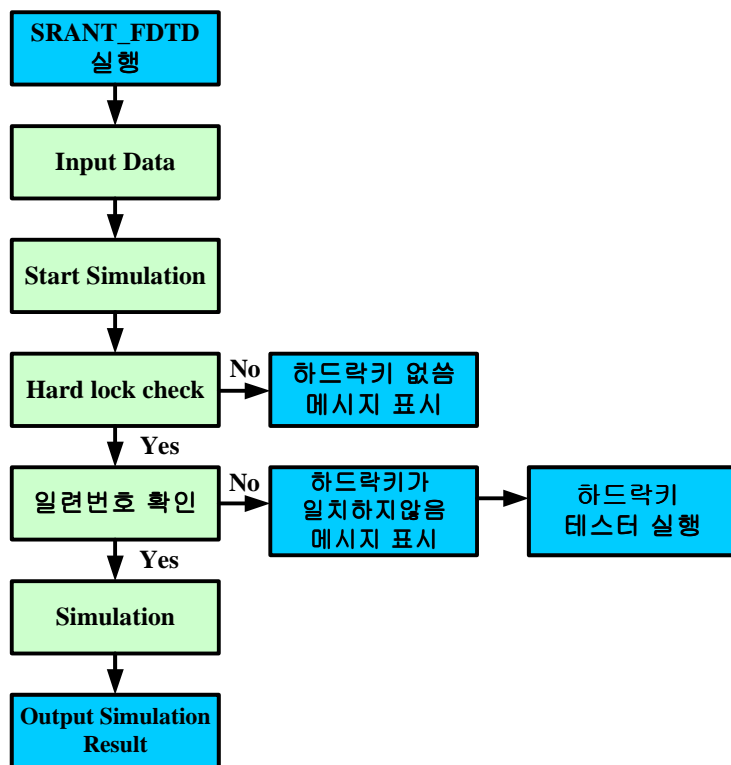


그림 B.2. 하드락키 체크 순서도

Fig. B.2. Flowchart of hard lock check.



실제 소프트웨어에서는 하드락 키가 장착되어 있지 않으면 그림 B.3과 같이 메시지 창이 생성되어 하드락 키가 없음을 알려주고 프로그램은 동작하지 않는다. 여기서 정확한 하드락 키를 장착하면 프로그램은 정상적으로 동작된다.

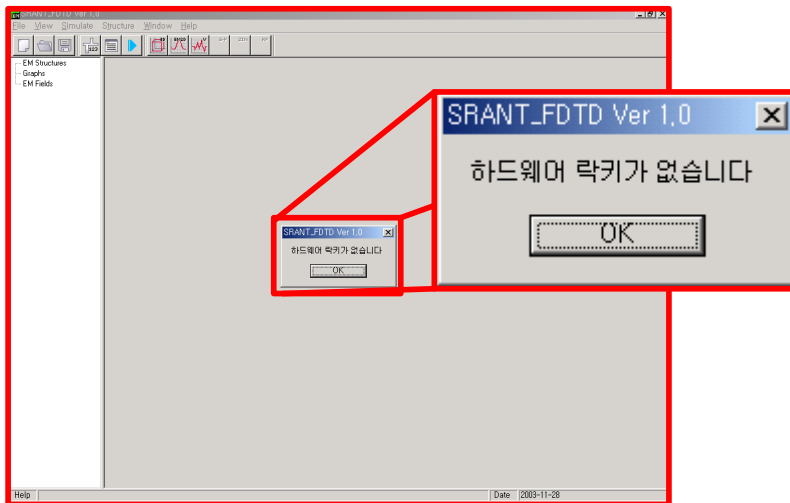
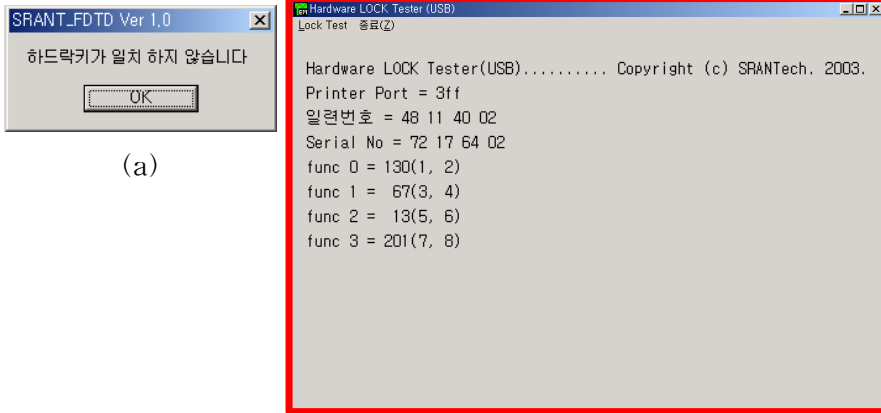


그림 B.3. 하드락 키가 없을 경우의 메시지 창

Fig. B.3. Message Window at no hard lock.

하드락 키는 장착되어 있으나 일련번호가 다른 하드락 키일 경우에는 메시지 창을 통해 하드락 키가 일치하지 않음을 알려주며, OK 버튼을 클릭하면 자동으로 하드락 키 테스트를 동작시킨다. 하드락 키 테스트는 하드락 키에 저장된 정보들을 나타내어 잘못된 하드락 키를 구별할 수 있게 되어있어서 정확한 하드락 키를 찾는 데 도움을 준다. 그림 B.4는 일련번호가 잘못된 하드락키가 장착되어 있을 경우의 메시지 창과 하드락키 테스트를 보여주고 있다.



(a)

(b)

그림 B.4. (a) 잘못된 하드락 키가 장착되어 있을 경우의 메시지 창  
 (b) 하드락키 테스터

Fig. B.4. (a) Message Window at different hard lock.

(b) Hard lock tester.

정확한 하드락 키가 장착되어 있을 경우 그림 5의 시뮬레이션 진행 창과 함께 시뮬레이션이 진행된다.

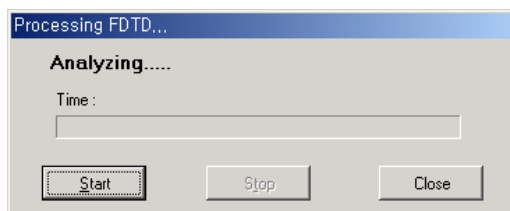


그림 B.5. 시뮬레이션 진행 창

Fig. B.5. Simulation process window.