

論文97-34D-10-9

室內 電波 傳播의 時間領域 有限差分法에 의한 계산

(Radio Wave Propagation Simulations of Indoor by Finite Difference Time Domain Method)

許文萬*, 白樂俊**, 朴恒九***, 尹賢普*

(Moon-Man Hur, Rack-Jun Peak, Hang-Gu Bahk, and Hyun-Bo Yoon)

요 약

건물 외벽으로부터 균일하게 유입되는 전자파가 실내의 장애물에 의해 받는 영향을 3-D 시간영역 유한차분(finite difference time domain, FDTD) 방법으로 계산하였다. 계산 및 측정에 있어서 851 Mhz 의 이동통신 주파수를 사용하였으며, 실내의 장애물과 벽면, 천정, 바다의 전도도는 모두 실제 측정된 값을 사용하였다. 또한 해석 대상의 경계 조건으로 Mur 의 흡수 경계 조건 (ABC)과 perfectly matched layer (PML) 방법을 적용하여 계산하였다. 그 결과 PML 방법은 Mur 의 흡수 경계 조건보다 더 작은 계산 영역을 가지므로 이러한 실내 전파 전파 계산에 적합하였다. 측정된 신호의 세기는 계산 결과와 매우 유사하였다.

Abstract

This paper presents a 3-D finite difference time domain (FDTD) method used for indoor propagation simulations where the electromagnetic wave is uniformly excited on the one of the wall in a building and affected by an indoor obstacles. In cases of simulation and measurement, the frequency of 851 Mhz is used. The conductivities of walls, floor, ceiling and indoor obstacles are measured and used for simulations. These simulations are carried out using different boundary condition such as Mur's absorbing boundary condition(ABC) and perfectly matched layer(PML) technique. The PML technique is found to be well-suited to this analysis because of it's smaller computational domain than Mur's ABC. The measured signal strengths are compared to simulated values with good agreement.

I. 서 론

실내의 전파 전파 계산에 사용되는 방법은 전파경로

* 正會員, 東國大學校 電子工學科

(Department of Electronic Engineering, Dongguk University)

** 正會員, (주)에이스 테크놀러지

(ACE Technology)

*** 正會員, 韓國電子通信研究院

(Electronics and Telecommunications Research Institute)

接受日字:1997年7月24日, 수정완료일:1997年9月23日

추적 (ray tracing) 법^{[1][2]}, 전파경로분할 (ray splitting) 법^[3] 및 시간영역 유한차분법(FDTD)^[4] 등이 있다. 그러나 전파경로추적법의 경우 장애물이 많은 실내에서는 정확한 전파 전파의 계산을 위해서 많은 전파경로와 그에 따른 많은 추적 작업이 필요하다. 따라서 현재는 맥스웰 파동방정식을 이용하여 시간과 공간에 따른 전계와 자계를 구하는 FDTD 방법이 주로 사용되고 있다.

실내에서의 전파 전파 계산에서, 3-D FDTD 는 해석 대상영역이 너무 크게 되기때문에 컴퓨터 기억용량과 계산 시간상의 문제가 발생하게 되므로 이러한 문제를 해결하기 위해 2-D 또는 2½-D FDTD 가

제안되었다. [5] [6] 그러나 2-D 또는 2½-D FDTD 는 바다와 천장에서 완전한 반사가 일어나고 실내의 장애물은 모두 하나의 벽과 같이 바다부터 천장까지 존재한다고 가정하기 때문에 실제 상황과는 차이가 있다.

본 논문에서는 위와 같은 문제점을 해결하기 위해서 실내의 장애물과 벽면, 바다, 천장의 전도도는 실제 측정된 값을 사용하여 반사 및 흡수에 대하여 고려하였으며, 3-D FDTD 를 적용해서 장애물을 실제의 상황과 매우 흡사하게 모형화하여 계산하였다.

또한 지금까지의 연구 결과에서는 해석 대상영역내에 어떤 고정된 한 점에서 송신되는 신호에 대해 임의의 다른 한 점에 위치한 수신기가 받는 전력으로 실내에서의 전파 전파를 계산한 것이었으나, 본 논문에서는 851 MHz 주파수의 전자파가 실내의 한 외벽으로부터 균일하게 유입되는 실제 상황이며, 실내의 모든 FDTD 격자점에서의 전계 및 자계를 3-D FDTD 로 계산하므로써 그 전자파가 장애물에 의해 받는 영향을 확인하였다.

흡수 경계 조건은 먼저 일반적인 Mur 의 흡수 경계 조건 [7] 을 적용하였고, 그 다음에 PML (perfectly matched layer) 방법 [8-10] 을 적용하여 계산하였다. Mur 의 흡수 경계 조건의 경우에는 전체 해석 대상영역이 89×66×61로 분할되는 것에 비하여 PML 방법의 경우에는 71×48×43로 분할된다. 그러므로 PML 방법은 해석 대상영역을 줄일 수 있기 때문에 컴퓨터 메모리와 계산 시간을 감축할 수 있었다. 각각의 방법에 의해 계산한 결과는 매우 유사하였다.

계산된 결과는 전자파가 유입되는 외벽에서부터 거리에 대한 최대 전계값을 표시하고 같은 위치에서 실제 측정된 값과 비교하였다.

II. 시간영역 유한차분법에 의한 실내의 전파 전파 계산

1. 시간영역 유한차분 방정식

FDTD 는 전자파의 전파를 지배하는 맥스웰 미분 방정식을 중심차분 근사법에 의한 유한 차분 방정식으로 표현하여, 해석 대상 3차원 공간을 유한개의 격자로 나누고, 동시에 시간에 대해 분할하므로써 전계와 자계를 구하는 직접적이고 간단한 알고리즘이다. [11]

일반적인 맥스웰 파동방정식의 미분형은

$$\nabla \times H = J + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (1a)$$

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

이다. 식 (1) 을 시간과 공간에 대해 이산화하므로써, 임의의 해석 대상영역에서 전자계 특성을 시간영역에서 해석할 수 있는 수식으로 변환할 수 있다.

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

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

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \times \left(\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right) \quad (2c)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = A_x E_x^n(i, j, k) + B_x \times \left(\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k+1) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta z} \right) \quad (2d)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = A_y E_y^n(i, j, k) + B_y \times \left(\frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k+1) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+1, j, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta x} \right) \quad (2e)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = A_z E_z^n(i, j, k) + B_z \times \left(\frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i+1, j, k) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta y} \right) \quad (2f)$$

여기서 $A_m = \frac{2\epsilon_m(i, j, k) - \sigma_m(i, j, k)\Delta t}{2\epsilon_m(i, j, k) + \sigma_m(i, j, k)\Delta t}$

$$B_n = \frac{2\Delta t}{2\epsilon_n(i, j, k) + \sigma_n(i, j, k)\Delta t}$$

이와 같은 알고리즘에 의해서 임의의 격자점에서의 새로운 전자계 벡터성분은 단지 동일한 격자점에서 한 시간 간격전의 전자계 값과 인접 격자점에서 반 시간 간격전의 다른 전자계 성분 값으로 구할 수 있다.

2. 경계조건

(1) Mur 의 흡수 경계조건

FDTD 를 사용한 계산에서 무한 자유공간을 대상 영역으로 격자를 분할하는 것은 불가능하기 때문에, 해석 구조영역과 적절한 자유공간 영역을 포함하는 유

한 인위적 계산영역을 설정하고, 이 계산영역 외곽의 자유공간 경계면으로 입사하는 전자파 반사를 방지하기 위하여, 전자파의 진행방향에 완전 흡수물질이 존재하는 것과 같은 흡수 경계조건 (absorbing boundary condition) 을 가정하므로써, 자연현상과 유사한 해석 결과를 얻을 수 있다.

FDTD 방법에서 가장 많이 이용되고 있는 방법은 Mur 의 흡수 경계조건^[7] 으로서, 경계면에서의 전자계를 평가하기 위한 근사방법의 차수에 따라 Mur 의 1차 또는 2차 흡수 경계조건으로 분류된다. 본 논문에서는 1차 흡수 경계조건을 사용하였다.

x=0 인 y-z 평면에 대한 전계의 1차 흡수 경계조건을 컴퓨터 계산에 용이하도록 전개하면 다음과 같다.

$$E_0^{n+1} = E_1^n + \left[\frac{v_{px} \Delta t - \Delta x}{v_{px} \Delta t + \Delta x} \right] (E_1^{n+1} - E_0^n) \quad (3)$$

여기서, v_{px} 는 x 방향의 위상 속도이고 E_0 는 경계면에서의 전계의 접선 성분이며 E_1 은 경계면에서 한 공간간격 전의 접선성분이다.

(2) PML (perfectly matched layer) 방법

Mur 의 1차 흡수 경계조건인 경우 전자파의 법선 성분은 완전히 흡수하나, 법선성분이 아닌 입사파에 대해서는 반사가 일어난다. 이러한 반사의 영향은 해석구조의 외곽에서 15λ 이상 떨어진 곳에 경계조건을 설정하므로써 최소화 할 수 있다. 그러나 이것은 그만큼 해석 대상영역이 증가하게 되므로 컴퓨터 기억용량과 계산 시간이 증가하게 된다.

새로운 PML 방법^[8-10] 은 자유공간과 임피던스가 정합된 흡수층을 해석 대상영역 주위에 구성하고 그 흡수층 내의 모든 전자계 성분을 각각 2개의 성분으로 분리하여, 모든 각도의 입사파에 대해서도 반사가 일어나지 않도록 하는 방법이다. 또한 PML 은 해석 구조의 외곽에서 2λ 이상만 떨어지면 되므로 해석 대상영역이 감소하는 효과가 있다.

만약 어떤 흡수층이 다음과 같은 조건을 만족하면, 그 층에 직각으로 들어오는 전파에 대해서는 완전히 흡수된다.

$$\frac{\sigma}{\epsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (4)$$

여기서, σ 은 전기 전도도 (electric conductivity) 이고 σ^* 은 자기 전도도 (magnetic conductivity) 이

다.

식 (4) 로부터 모든 각도의 입사파에 대해서 반사가 일어나지 않게 하기 위해서, PML 내에서는 전계 E_x, E_y, E_z 성분이 $E_{xy}, E_{xz}, E_{yx}, E_{yz}, E_{zx}, E_{zy}$ 로 그리고 자계 H_x, H_y, H_z 성분이 $H_{xy}, H_{xz}, H_{yx}, H_{yz}, H_{zx}, H_{zy}$ 로 나누어진다. 그러므로 맥스웰 방정식은 다음과 같이 분리된다.

$$\epsilon \frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \sigma_y E_{xy} = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (5a)$$

$$\epsilon \frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \sigma_z E_{xz} = -\frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (5b)$$

$$\mu \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{xy} = -\frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (5c)$$

$$\mu \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{xz} = \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (5d)$$

나머지 $E_{yx}, E_{yz}, E_{zx}, E_{zy}, H_{yx}, H_{yz}, H_{zx}, H_{zy}$ 에 대해서도 같은 방법으로 구할 수 있다.

식 (5) 의 맥스웰 방정식을 시간과 공간에 대해서 이산화 하면^[10],

$$E_{xy}^{n+1}(i, j, k) = e^{-\frac{\sigma_y(L)\Delta t}{\epsilon}} E_{xy}^n(i, j, k) + \frac{1-e^{-\frac{\sigma_y(L)\Delta t}{\epsilon}}}{\sigma_y(L)} \left[\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (6a)$$

$$E_{xz}^{n+1}(i, j, k) = e^{-\frac{\sigma_z(L)\Delta t}{\epsilon}} E_{xz}^n(i, j, k) + \frac{1-e^{-\frac{\sigma_z(L)\Delta t}{\epsilon}}}{\sigma_z(L)} \left[\frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k+1) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (6b)$$

$$H_{xy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = e^{-\frac{\sigma_y^*(L)\Delta t}{\mu}} H_{xy}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{1-e^{-\frac{\sigma_y^*(L)\Delta t}{\mu}}}{\sigma_y^*(L)} \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (6c)$$

$$H_{xz}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = e^{-\frac{\sigma_z^*(L)\Delta t}{\mu}} H_{xz}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + \frac{1-e^{-\frac{\sigma_z^*(L)\Delta t}{\mu}}}{\sigma_z^*(L)} \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (6d)$$

이다. 식 (6) 에서 $\sigma(L)$ 은 PML 내에서의 거리에 대한 전도도 함수로써, PML 의 시작부분인 자유공간과의 경계면에서의 0으로부터 PML 의 끝부분에서의

σ_m 까지의 값을 갖는다. 이것을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\sigma(0) = \frac{\sigma_m}{(n+1)2^{n+1}N^n} \quad (7a)$$

$$\sigma(L>0) = \sigma(0)[(2L+1)^{n+1} - (2L-1)^{n+1}] \quad (7b)$$

여기서, $L = 0, \frac{1}{2}, 1, \frac{3}{2}, \dots$ 이고 N 은 PML의 두께(격자수)이며 n 은 전도도가 거리에 따라 변하는 성질을 나타내는 변수로써 0 (constant), 1 (linear), 2 (parabolic)의 값을 갖는다.

그러므로 그림 1에 나타난 PML의 각 부분에 대해서, 식 (6)을 적용함으로써 PML 내에서 전계와 자계를 구할 수 있다. 이때 $\sigma(L)=0$ 인 부분에서는 식 (6)은 일반적인 FDTD 식이 되므로 전계와 자계는 일반적인 FDTD 식으로써 구할 수 있다.

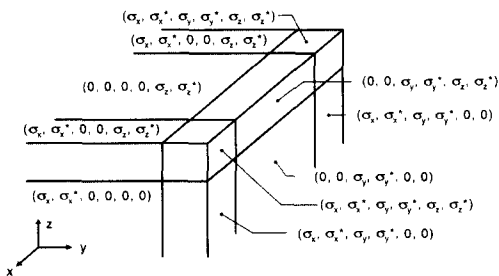


그림 1. PML에 의해 둘러싸인 계산 영역의 오른쪽 윗부분
Fig. 1. Upper-right part of a computational domain surrounded by the PML.

III. 계산치 및 측정치와의 비교

1. 전도도의 측정

본 연구에서는 계산 결과의 정확성을 위해서 실내의 장애물 및 벽면, 천장, 바닥의 재료에 대한 전도도를 실제로 측정하였다. 측정 방법은 먼저 송신기와 수신기 사이의 개방 공간 (open space)에 대한 손실을 측정하고 다음에 그 재료를 놓고 손실을 측정하여, 두 차이를 계산하였다. 이 흡수 손실로 그 재료의 전도도를 알 수 있다.

측정된 결과는 표 1에 나타내었다. 사람의 경우 $\sigma=0.03424$ 로 인체의 뼈에 해당하는 전도도(0.04)와 유사했으며, 알루미늄(3.82×10^7)과 유리의 전도도(1×10^{-13}) 및 실내 장애물, 벽면, 천장, 바닥의 재료

에 대한 상대 유전율은 발표된 자료들을 이용하였다.

표 1. 실내의 장애물 및 천장, 바닥, 벽면의 전도도

Table 1. The conductivities of an indoor obstacles, ceiling, floor, wall.

종류(재료)	두께 (cm)	손실(dB)	개방공간 손실(dB)	재료의 손실(dB)	전도도 (S/m)
문, 책상(나무)	3.5	-22.70	-21.50	-1.20	0.004637
바닥, 천장 (철근 콘크리트)	72.0	-52.70	-45.00	-7.70	0.0004365
벽면(시멘트)	17.0	-28.90	-26.80	-2.10	0.0005824
사람	19.5	-49.11	-30.64	-18.47	0.03424

2. 伝播 결과 및 흡수 경계 조건 비교

FDTD 계산을 위해서 그림 2와 같은 실내 모델을 설정하였다. 그림상에서 왼쪽과 오른쪽 벽을 제외한 모든벽은 콘크리트로 되어 있으며 각각 음영에 따라서 그 재료를 표시하였다. 또한 천장, 바다, 벽면은 각각 10cm의 두께를 갖는다.

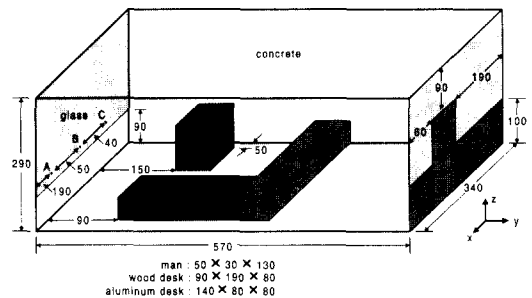


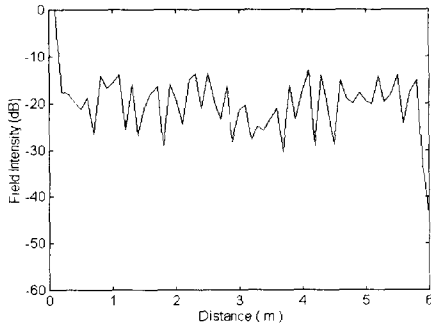
그림 2. 실내 장애물의 배열 (cm).

Fig. 2. The layout of an indoor obstacles (cm).

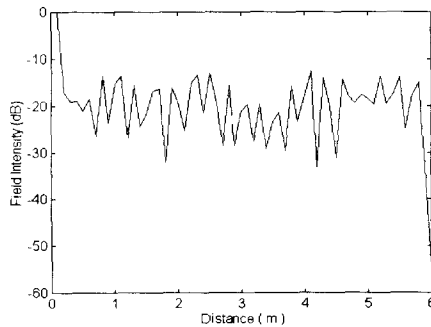
계산 과정에서 851 Mhz의 입사파가 그림 2의 유리와 콘크리트로 구성된 왼쪽 면 전체로부터 균일하게 유입되어 x 방향으로 진행하도록 설정했으며, <표 1>의 실제 측정된 전도도를 식 (2)에 넣고 그림 2와 같은 해석 대상영역에서 전자계 성분을 계산하였다. 여기서 식 (3)의 Mur의 1차 흡수경계조건은 실내의 각 면으로부터 15λ 떨어진 곳에 설정하고, 식 (6)의 PML 방법에서는 2λ 떨어진 곳에 PML(4, L, 1.0)을 설정하였다. 그러므로 해석 대상영역은 Mur의 흡수 경계 조건인 경우 89×66×61의 FDTD 단위 격자로 분할되며, PML 방법인 경우 71×48×43으로

분할된다. 또한 공간 분할 간격은 계산 결과의 해상도 (resolution)를 높이기 위해서는 셀간격을 작게 해야 되지만, 장애물의 배치에 따른 적절한 셀분할과 컴퓨터 기억용량 및 계산 시간을 줄이기 위해서 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 10\text{ cm}$ 로 설정하였으며, 시간 분할 간격은 Courant 안정조건^[12]을 만족하는 $\Delta t = 0.1667\text{ ns}$ 로 하였다.

계산된 결과는 $z=110\text{cm}$ 에서 전파가 유입되는 평면 내의 점 A, B, C 로부터 반대 쪽 벽면까지 거리에 대한 최대 전계값(E_z)을 입사파에 대해 정규화하여 그림 3, 4, 5에 나타내었다. 그림 2에서 보듯이, 점 A는 알루미늄 책상 위치이고 점 B는 사람과 책상 사이이며 점 C는 앉은 사람의 머리를 관통하는 위치이다.



(a) Mur의 1차 흡수 경계 조건

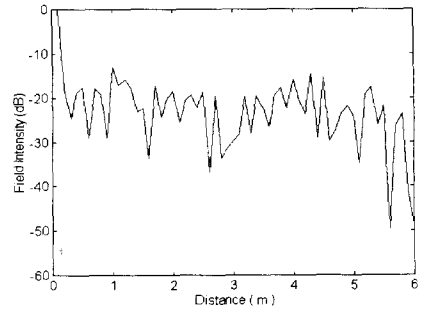


(b) PML 방법

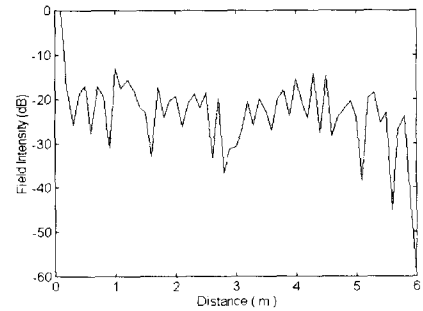
그림 3. 점 A로부터 거리에 대한 최대 전계 세기 (E_z).

Fig. 3. The maximum electric field intensity as a function of distance from the point A.

또한 높이가 40cm, 110cm 인 두 x-y 평면의 최대 등전계세기 (equielectric field intensity)의 계산 결과를 표시하여 그림 6, 7에 나타내었다.



(a) Mur의 1차 흡수 경계 조건

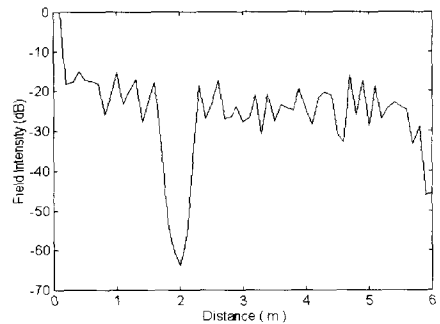


(b) PML 방법

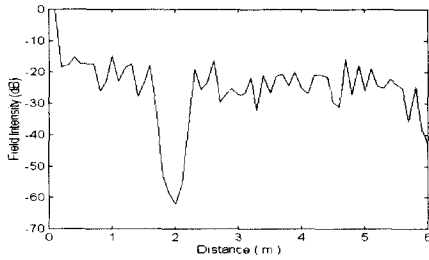
그림 4. 점 B로부터 거리에 대한 최대 전계 세기 (E_z)

Fig. 4. The maximum electric field intensity (E_z) as a function of distance from the point B.

그림 3~7과 같이 Mur의 1차 흡수 경계 조건과 PML 방법은 매우 유사한 결과를 갖는다. 이것은 실내의 각 벽면과 Mur의 1차 흡수 경계 조건사이의 거리가 충분한 간격(15Δ)을 가지므로 법선 성분이 아닌 입사파에 대한 반사의 영향이 최소화 되기 때문에, 어떤 입사각을 갖는 전파도 흡수하는 PML과 비슷한 결과를 갖는 것이다.



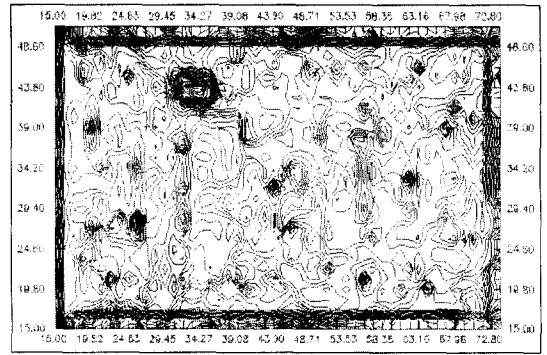
(a) Mur의 1차 흡수 경계 조건



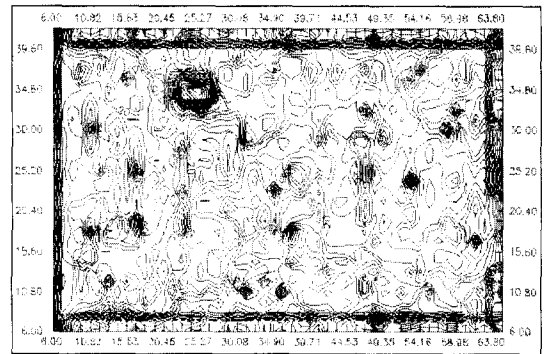
(b) PML 방법

그림 5. 점 C로부터 거리에 대한 최대 전계 세기 (E_z)

Fig. 5. The maximum electric field intensity (E_z) as a function of distance from the point C.

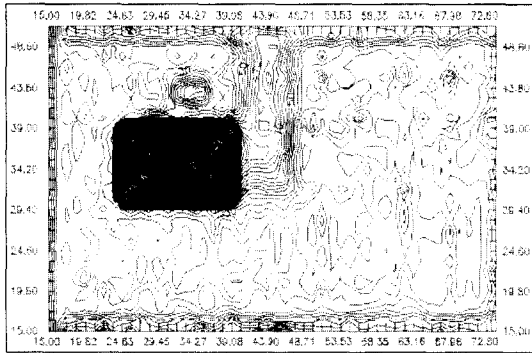


(a) Mur의 1차 흡수 경계 조건

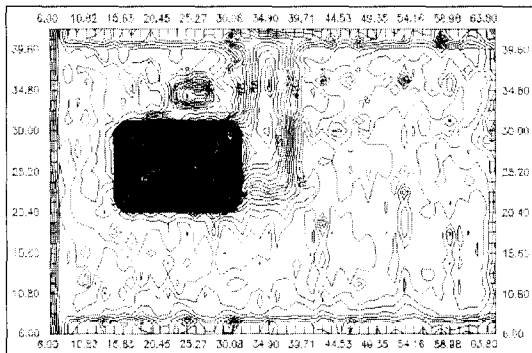


(b) PML 방법

그림 7. $z=110\text{cm}$ 에서 x-y 평면의 최대 등전계세기
Fig. 7. The maximum equielectric field intensity of the x-y plane at the $z=110\text{cm}$.



(a) Mur의 1차 흡수 경계 조건



(b) PML 방법

그림 6. $z=40\text{cm}$ 에서 x-y 평면의 최대 등전계세기
Fig. 6. The maximum equielectric field intensity of the x-y plane at the $z=40\text{cm}$.

다시 말해서, Mur 의 1차 흡수 경계조건인 경우 그림 3~7은 경계조건이 설정된 곳에서 15 Δ 떨어진 실내에서의 전계값만 표시하였으므로 반사파에 대한 영향이 거의 나타나지 않는다.

3. 계산치와 측정치의 비교

측정치는 그림 2와 같은 실제 실내에서 표준 다이폴 안테나 (Anritsu, MP651A)와 스펙트럼 분석기 (Anritsu, MS2601B)를 이용하여 측정되었다. 실내의 한쪽 면에 유입되는 전자파는 $-52.20\text{dB} \sim -51.51\text{dB}$ 로써 균일하지는 않았지만, 균일한 값(-51.51dB)으로

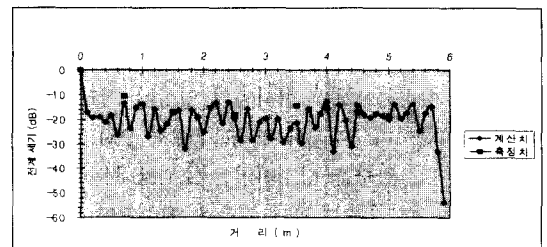


그림 8. 점 A로부터 거리에 대한 전계 세기의 계산치와 측정치의 비교

Fig. 8. A comparison of simulated and measured electric field intensity as a function of distance from the point A.

가정하고 측정치를 정규화하였다. 그림 8과 그림 9는 각각 점 A와 C로부터 전파의 진행방향으로 거리에 대한 전계값이며, 측정치와 비교되어진 계산치는 모두 PML 방법을 사용한 것이다.

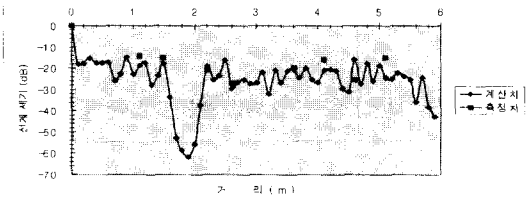


그림 9. 점 C 로부터 거리에 대한 전계 세기의 계산치와 측정치의 비교

Fig. 9. A comparison of simulated and measured electric field intensity as a function of distance from the point C.

그림 8, 9에서 계산치와 측정치는 거의 같은 경향을 갖는다. 실제로 사람에게 의해서 감소되는 전계의 세기는, 계산치에서는 약 5 dB의 감소가 일어나고 측정치에서는 전파 방향으로 사람의 전후 10cm에서 측정했을 때 약 6 dB의 감소가 일어났다.

IV. 결 론

본 논문에서는 이동통신에 사용 중인 851 MHz 의 전파가 건물의 외벽으로부터 균일하게 실내에 유입될 때, 실내의 장애물에 의해 받는 영향을 FDTD 로 계산하였다.

FDTD 방법에서 사용된 해석 대상영역의 경계조건은 널리 사용하는 Mur 의 흡수 경계 조건과 PML 방법을 모두 사용하여 두 결과를 비교하였으며, 비교 결과 매우 유사한 결과를 얻었다. 이것은 실내의 각 벽면에서 충분히 떨어진 곳(15λ)에 Mur 의 흡수 경계 조건을 설정하므로써 반사파의 영향이 거의 나타나지 않기 때문이다. 따라서 본 연구에서 PML 방법은 반사파에 대한 영향을 감소시키는 효과보다는 해석 대상영역을 감소시키는 효과가 있음을 입증하였다.

또한 PML 방법을 적용하여 계산된 값을 실제 측정치와 비교하였다. 그 결과 계산치와 측정치는 비슷한 경향을 가졌음을 확인하였다.

본 논문에서는 비교적 작은 실내를 3D FDTD로 계산하였다. 지금까지는 건물의 한 층과 같이 매우 큰

해석 대상영역을 계산할 수 있는 알고리즘은 2-D 또는 2½-D 뿐이다. 그러나 이러한 알고리즘은 실제 상황과는 많은 차이가 있으므로 향후 실내의 전파 전파의 계산을 위한 현실적인 FDTD 알고리즘 개발이 필요하고 본다.

참 고 문 헌

- [1] K. R. Schaubach, N. J. Davis IV and T. S. Rappaport, "A ray tracing method for predicting path loss and delay spread in microcellular environments", 42nd IEEE VTC, pp. 932-935, May 1992.
- [2] M. Kimpe, V. Bohossian and H. Leibe "Ray tracing for indoor radio channel estimation", 2nd IEEE International Conference, pp. 64-67, Oct. 1993.
- [3] Peter Kreuzgruber, P. Unterberger and R. Gahleitner, "A ray splitting model for indoor radio propagation", 43rd IEEE VTC, pp. 227-230, May 1993.
- [4] Y. E. Lu, "Site precise radio wave propagation simulations by time domain finite difference methods", 43rd IEEE VTC, pp. 875-878, May 1993.
- [5] A. Lauer, A. Bahr and I. Wolff, "FDTD simulations of indoor propagation", 44th IEEE VTC, pp. 883-886, June 1994.
- [6] A. Lauer, A. Bahr, J. Pamp, J. Kunisch and I. Wolff, "Multi-mode FDTD simulations of indoor propagation including antenna properties", 45th IEEE VTC, pp. 454-458, July 1995.
- [7] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic-field equations", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-23, no. 4, pp. 377-382, Nov. 1981.
- [8] J. P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic wave", J. Computat. Phys., vol 114, no. 2, pp. 185-200, Oct. 1994.
- [9] J. P. Berenger, "Perfectly matched layer for the FDTD solution of wave-structure

interaction problems”, IEEE Trans. on Antennas Propagation, vol. 44, no. 1, pp. 110-117, Jan. 1996.

- [10] J. P. Berenger, “Three-dimensional perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic wave”, J. Computat. Phys., vol. 127, pp. 363-379, 1996.
- [11] K. S. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problem involving Maxwell’s equation in isotropic media”, IEEE

Trans. Antennas Propagation vol. AP-14, pp. 302-307, May 1966.

- [12] 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, no. 8, pp. 623-630, Aug. 1975.

저 자 소 개



許文萬(正會員)

1975년 1월 24일생. 1997년 2월 동국대학교 전자공학과(공학사). 1997년 3월 ~ 현재 동국대학교 대학원 전자공학과 석사과정

白樂俊(正會員)

1962년 11월 12일생. 1985년 2월 동국대학교 전자공학과(공학사). 1987년 2월 동국대학교 대학원 저너지공학과(공학석사). 1997년 2월 동국대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료 1990년 1월 ~ 현재 (주)에이스 테크놀러지 중앙연구소장

朴恒九(正會員)

1946년 8월 5일생. 한양대학교 전자공학과(공학사). 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사, 박사). 1970년 ~ 1972년 (주)금산전자 기사. 1972년 ~ 1977년 한국과학기술연구소 연구원. 1977년 ~ 1997년 한국전자통신연구소 TDX 개발단장. 통신정보연구단장, 교환기술연구단장, 이동통신연구단장. 1997년 ~ 현재 (주)현대전자 부사장

尹賢普(正會員)

1979년 3월 ~ 현재 동국대학교 전자공학과 교수