

IMT-2000 핸드셋용 평면형 Bowtie 안테나 해석

Analysis on the Planar Bowtie Antenna for IMT-2000 Handset

이 희 숙 · 김 남

Hee-Suk Lee · Nam Kim

요 약

본 논문에서는 IMT-2000을 목표로 한 핸드셋에 사용할 수 있는 안테나로, 작고 가벼운 평면형 bowtie 안테나를 설계하고 해석하였다. MoM에 기반을 둔 Ensemble 시뮬레이션을 통해 공진주파수를 결정하는 설계 파라미터를 찾고, IMT-2000의 사용주파수에 맞추어 공진이 일어나도록 날개각의 설계 파라미터를 21°로 고정한 안테나 구조에서 Ensemble 시뮬레이션과 FDTD 수치해석을 이용하여 해석한다. FDTD 방법으로 해석을 하면, FDTD의 정확한 해에도 불구하고, 이 안테나는 상당한 오차를 가지게 되는데, 이유는 bowtie의 경사면 해석에서 계단형 근사 오차로 인한 것이다. 이러한 오차를 줄이기 위해 안테나의 경사면이 있는 각 셀 안에서 도체면/자유공간이 나뉘는 영역을 네 부분으로 구분해 자유공간이 차지하는 면적과 길이의 값을 적용하여 그 셀에서 계산되는 H-field의 값을 수정하는 새로운 알고리즘을 적용하여 보다 정확한 해를 얻는다. 즉, 기본 FDTD에서 반사손실의 협대역 특성이 수정 FDTD 알고리즘으로 인해, 목적에 맞는 주파수 대역까지 확장될 수 있었다.

Abstract

In this paper, a planar bowtie antenna that is small and light, is designed and analyzed aiming handset antenna of IMT-2000. Employing the Ensemble simulator based on a MoM, design-parameters are found to determine a resonant frequency. Therefore, it is analyzed with the Ensemble simulation and FDTD numerical analysis for resonating at the allocated frequency for IMT-2000 in the fixed antenna dimension of 21° wing angle that is a design parameter. Analyzing with FDTD method, Though the results of FDTD are very exact, this analysis introduces errors due to the staircasing approximation in the slope of bowtie. To reduce this error, it is divided to 4-ranges where the cell contains the boundary of perfect conductor/free space. Then, each range is calculated by different equation, which modify the H- field to add the component of the area and length of the cell filled with free space. Therefore, the modified FDTD algorithm provided with a narrow bandwidth of return loss calculated with a standard FDTD algorithm that can be extended to the desired ranges.

I. 서 론

급격히 변하고 있는 정보통신 시장의 추세에 맞게 단말기 분야에서도 많은 변화가 일어나고 있다. 현재는 IMT-2000에 많은 나라와 기업이 관심을 두고 있다. 본 논문은 이러한 IMT-2000에 초점을 두어, 단말기에 장착시킬 수 있는 송수신용 안테나의 설계

를 목적으로 한다.

단말기에 부착시키기 위해서, 비용면에서는 재질이나 제작 비용이 저렴한 안테나를, 소형화 추세에 맞춰 안테나의 단면적이거나 부피, 무게 또한 적은 방향으로 안테나를 설계해야 한다. 또 요즘 크게 부각되고 있는 전자파가 인체에 미치는 영향을 고려해 볼 때, 이전의 전방향성을 가진 모노폴 안테나보다

충북대학교 전기전자공학부(School of Electrical and Electronics Eng., Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 991028-095

· 수정완료일자 : 2000년 5월 29일

는 특정 방향으로 많은 전자파를 방사하고 인체 쪽으로는 방사의 양을 줄이는 형태의 안테나가 절실히 요구되고 있다. 이러한 목적에 비추어, 단연 두드러지게 돋보이는 것은 마이크로 스트립이다.

마이크로 스트립이 가지는 단점인 좁은 대역폭 문제와 IMT-2000에서의 필수 요건인 넓은 대역폭을 충족시킬 수 있는 안테나로서 평면형 bowtie 안테나를 선택하였다. 현재까지 bowtie 안테나에 대한 정확한 설계 파라미터가 없는 상황이고, 실험과 해석적인 방법만으로 안테나의 특성을 파악하고 있는 상황에 있다. 이에 원하는 주파수에서 사용할 수 있도록 안테나의 모양과 크기를 조정 가능하게 하는 설계 파라미터를 찾아내고 해석적인 방법과 실험을 통해 경험적으로 얻어지는, 기존의 해석과는 달리 FDTD 기법을 사용하여 해석을 할 것이며, Ensemble 시뮬레이션과 얼마간의 차이가 있는지, 또 수정된 FDTD 기법으로 얻어진 해와의 차이를 비교할 것이다.

본 논문의 구성은 크게 세 부분으로 나눌 수 있다. 먼저 안테나의 설계 파라미터를 Ensemble 시뮬레이션에 의해 찾고, IMT-2000에 적합하게 안테나 파라미터를 조정하여 해석적인 해와 FDTD 기법으로 해석한 해를 비교한다. 마지막으로 수정된 FDTD 알고리즘의 결과와 비교하게 된다. 안테나를 해석하는 과정에서 중점을 둔 부분은 FDTD 알고리즘의 수정 작업으로, 기존의 FDTD 알고리즘은 해석의 기본 단위가 직각 좌표계의 육면체 셀이기 때문에, 직각 좌표계에 맞지 않는 경사진 면이나 구부러진 곡선 등을 해석하는 데에는 많은 오차가 생기게 된다. 이러한 오차를 줄이도록 알고리즘을 수정하는 데에 초점을 맞추었다.

II. 안테나의 기본 구조 및 설계 파라미터

설계된 평면형 bowtie 안테나의 기본 구조는 그림 1과 같다. 그림 1의 파라미터가 결정된 이유는 Bowtie의 모양과 유사한 안테나 해석에 대해 지금까지 얻어진 평면형 안테나의 설계 공식에서는 오직 이등변 삼각형에 대한 식 뿐이므로 두 개의 이등변 삼각형 안테나를 해석하는 데에서 시작한다. 평면형 bowtie 안테나의 크기는 일반 단말기에 탑재할 것을 고려해, 단말기 뒤면의 단면적에 맞추어 대략 가로 4 cm, 세로의 길이는 최소 0.5 cm (날개각이 0° 일 때)에서 최대 5 cm (날개각이 50° 일 때)까지 가변의 길이를 갖는다.

안테나의 유전층은 $\epsilon_r = 2.2$ 을 사용하였고 두께는 2.54 mm의 매질로, 안테나면과 그라운드 면은 완전 도체면으로 시뮬레이션하였다. 급전선과 shorting pin은 동축선 프로브로 구현하였다. Shorting pin은 안테나의 단면적을 줄일 수 있는 방법으로 안테나의 가장자리 부분에 위치시켰다. 연결방법은 안테나 면과 그라운드 면을 굽기가 얇은 동축선을 이용하여 연결시켜, 일반 평면 안테나의 경우 면적을 70%로 줄이고 shorting pin이 있기 이전의 공진주파수에서 공진을 일으키는 특성을 가지게 한다^[7]. Shorting pin의 위치 결정은 중심축에서 x-축 방향을 따라 이동시키는 여러 번의 시험적인 수행 결과로 최적의 값이 얻어지는 지점에 위치시켰다. 안테나의 급전은 shorting pin 보다 굽기가 더 굽은 동축선을 사용하였다. 급전선의 위치도 위와 마찬가지로 여러 번 위치를 바꿔가며 해석해 본 결과 공진특성이 가장 좋은 지

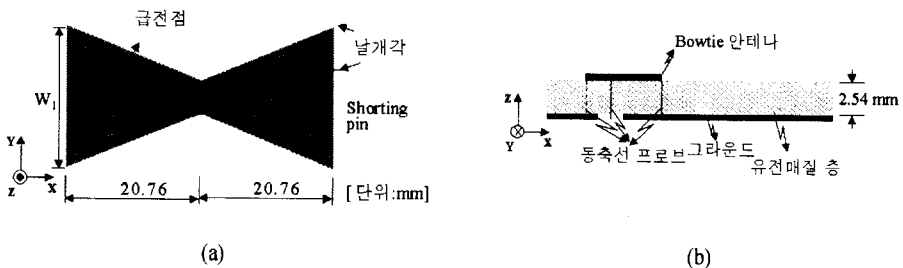


그림 1. 평면형 bowtie 안테나의 구조. (a) 윗면, (b) 옆면

Fig. 1. Planar bowtie antenna geometry. (a) Top view, (b) side view.

점에 급전점을 정하였다. 이로써 정해진 급전점과 shorting pin의 위치를 고정시키고 다음의 설계 파라미터만 가변의 수치를 가지게 된다.

그림 1의 안테나 구조에 날개각을 $0^\circ \sim 50^\circ$ 사이에서 바뀌가며 각기 다른 공진 주파수특성을 얻을 수 있었다. 또한 shorting pin을 안테나의 오른쪽 끝에 위치시켰을 때와, 양쪽 끝에 위치시켰을 때의 공진주파수의 변화값을 구하였다. 그림 2는 1-shorting pin의 경우, 날개각의 변화에 따른 공진주파수 특성을 앙상블 시뮬레이션을 통한 결과 및 계산으로 얻었으며, 그림 3은 2-shorting pin의 경우에 대한 공진 특성을 나타낸다. 그림 2에서 중심주파수 변화곡선은 실선으로, 반사손실의 깊이 곡선은 점선으로 표시하였다. 공진 특성을 보면, 날개각이 5° 일 때 가장 높은 공진 주파수인 2.4 GHz를 나타내고, 50° 일 때 가장 낮은 공진주파수인 1.5 GHz를 나타내는데, 날개각이 커짐에 따라 점차적으로 공진주파수가 낮아짐을 볼 수 있다.

다음으로, shorting pin을 두 개 두었을 때의 공진 주파수 특성을 살펴보면, 이전의 shorting pin이 하나였을 경우 보다 공진값이 나오지 않는 각도가 더 많이 존재하였다. 날개각이 5° 미만인 각도와 24° 부근에서 공진값을 구할 수 없었다. 전체적으로 날개각의 변화($0^\circ \sim 50^\circ$)에 따라 3.0 GHz에서 1.7 GHz까지 범위의 공진주파수를 얻을 수 있었는데, shorting pin이 하나 더 더해짐으로 인해, 1.5 GHz에서 2.4 GHz

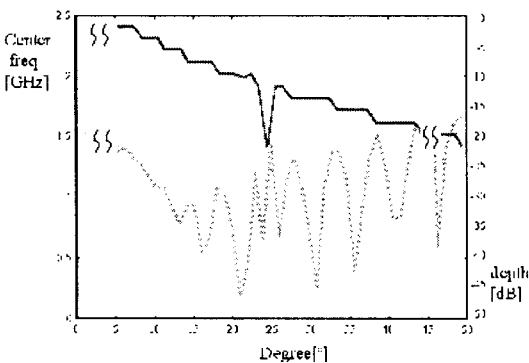


그림 2. 날개각 변화에 따른 공진주파수와 반사손실 : 1-shorting pin

Fig. 2. Resonant frequency and reflection loss according to the wing angle : 1-shorting pin.

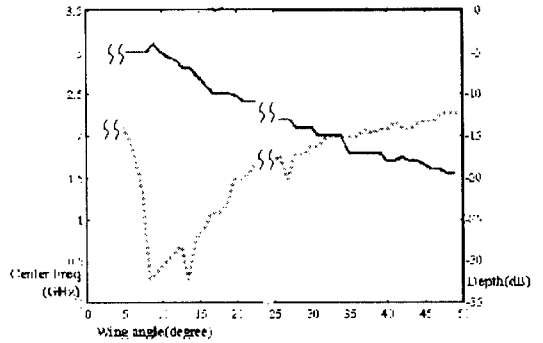


그림 3. 2-shorting pin의 경우 날개각 변화에 따른 공진주파수와 반사손실

Fig. 3. Resonant frequency and reflection loss according to the wing angle with 2-shorting pin.

의 공진주파수 대역을 갖는 1-shorting pin의 경우보다 공진주파수가 높아졌음을 확인할 수 있다. 또한 날개각 $5^\circ \sim 15^\circ$ 범위를 제외하고는 공진특성이 그다지 좋지 못함을 볼 수 있다. 따라서 shorting pin이 두 개인 경우는 2.5 GHz~3.0 GHz 범위의 주파수 대역을 사용하는 안테나 설계에 적합하다.

III. IMT-2000용 평면형 bowtie 안테나 설계

II장에서 얻어진 설계 파라미터 중 IMT-2000의 사용 주파수 대역, 1885~2025 MHz 그리고 2110~2200 MHz 대역을 포함할 수 있는 설계로, 1-shorting pin일 때 공진 특성이 좋은 날개각이 21° 인 경우를 택한다. 위에서 얻어진 급전점과 shorting pin의 위치는 이전과 같이 고정되었다. 이 경우 안테나 단면적은 $41.52 \text{ mm} \times 20.94 \text{ mm}$ 이다.

3-1 Ensemble 시뮬레이션을 이용한 해석

설계된 bowtie 안테나의 공진 주파수 특성 및 방사패턴이 표 1과 그림 4, 그림 5에 걸쳐 주어진다. 사용 가능한 대역폭을 10 dB로 정했을 때 1.5 ~ 2.2 GHz의 대역폭을 가지며, 15 dB의 기준일 때 1.7 ~ 2.1 GHz의 사용 대역폭을 가진다. 이 값은 IMT-2000의 주파수 사양에 적합하며, 방사패턴은 2 GHz에서 E_θ 성분의 양각 패턴을 보였는데, 이 패턴은 일반적인 평면형 안테나에서 얻어지는 형태와 같이 180°

표 1. IMT-2000 핸드셋용 평면형 bowtie안테나의 주파수 특성

Table 1. frequency characteristics on the planar bowtie antenna of IMT-2000 handset

파라미터	값
중심 주파수	2.0 GHz
대역폭	700 MHz

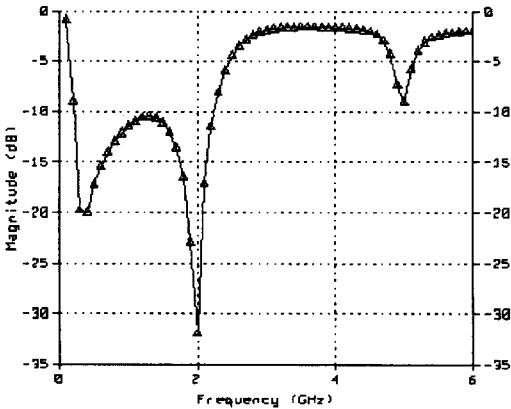


그림 4. IMT-2000 핸드셋용 평면형 bowtie안테나의 반사손실

Fig. 4. Return loss of planar bowtie antenna of IMT-2000 handset.

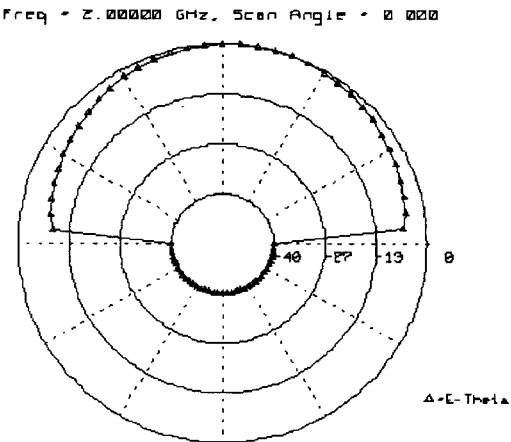


그림 5. 2.0 GHz에서 구한 양각 패턴

Fig. 5. Elevation pattern of 2.0 GHz.

반경으로 고른 분포를 갖는다.

3-2 FDTD를 통한 수치적인 해석

IMT-2000의 사용주파수에 맞춰 설계한 bowtie 안테나를 이제 Ensemble의 시뮬레이션과 같은 조건으로 FDTD 기법을 사용하여 해석한다. 먼저 FDTD 이론을 간략히 살펴보고 일반적인 FDTD 해석 즉, 계단형 근사를 통해 해석한 결과와 기본 알고리즘을 수정해 계산한 수정 알고리즘을 통한 해석 결과를 보인다.

3-2-1 FDTD 기본 알고리즘

FDTD 알고리즘은 간단히 유한체적에 걸쳐 맥스웰의 시간 의존 curl 방정식을 이산화하고 매시간 단계마다 유한공간에 대해 반복 진행을 산출하도록 공간 및 시간 속에서 맥스웰의 curl 방정식을 이산화하는 것이다. 따라서 알고리즘은 다른 시간 해석방법에 비해 구현이 매우 직접적이며 인가 함수의 선택도 자유로워서 펄스 형태의 입력 신호도 해석이 가능하여 회로주변이나 내부에서의 순간적인 영향뿐 아니라 광대역에 대한 응답을 제공할 수 있다. 또한 광대역의 주파수, 다양한 전자기적 여기방법, 해석 대상체, 환경 그리고 응답위치 등의 용이성이 장점이다.

알고리즘의 시작은 다음 두 개의 미분형 시간 영역 맥스웰 방정식이다. 단, 조건은 등방성 매질이고 원천이 없으며 손실이 있는 영역에서의 산란 field라는 것이다.

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

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \sigma \mathbf{E} \quad (2)$$

여기서 $\rho \mathbf{H}$ 와 $\sigma \mathbf{E}$ 는 각각 자기성 손실과 전기성 손실을 의미하며 이 값은 전자기 에너지가 열로 전환되기 때문에 매질 내에 존재하게 된다. ρ 는 Ω/m 단위의 자기성 저항, σ 는 S/m 의 전도율이다. 이들 방정식들은 전자장의 기본식이며 공간 중의 한 지점의 field 양인 \mathbf{E} 및 \mathbf{H} 와 관련된다.

알고리즘의 구성을 살펴보면, 안테나 geometry를

구성하는 파라미터 (유전율, 투자율, 길이, 높이 등)를 먼저 정의하고, 해석에 필요한 Courant 안정조건을 만족하는 시간 스텝 (Δt)을 정의하며, 공간스텝 ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$)을 정의한다. 계산할 최대 시간 스텝, 최대 공간 스텝을 정의한다. 뒤이어 경계조건을 정의한다. 경계조건에는 무어의 1, 2차 흡수경계조건, Perfect Matched Layer 등이 있는데, 무어의 2차 흡수 경계조건을 적용하기로 한다. 다음으로, 근역장의 E-field를 계산한다. 이 값으로 H-field 값을 최대 공간 스텝까지 갱신한다. 근역장에서 얻어진 field 값으로 원역장에 대한 field 즉, 방사 패턴 등을 얻어낸다. 알고리즘의 해석의 기본이 되는 단위 셀은 다음과 같다.

그림 6과 같이 E-field와 H-field가 계산되는 지점은 시간 미분을 공간 미분에 결합시키기 위해 각 field를 1/2 시간 스텝마다 번갈아 값을 구한다. 즉, E-field와 H-field는 1/2셀 간격으로 떨어져 있고 (leap-frog 방식), 중앙 차분으로 식이 계산된다. Yee의 표기법에 따라 시간과 공간의 해석 영역에서 격자점에서의 함수는 다음과 같이 정의된다.

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3)$$

여기서 i, j, k 그리고 n 은 정수이며, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 공간 증분값이며 Δt 는 시간 증분값이다. 따라서, 전자계의 모든 성분을 그림 6에 보이는 격자를 갖는 단위 셀에 위치시킨다.

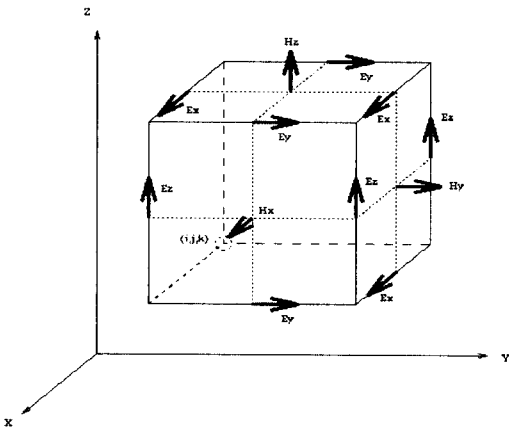


그림 6. Yee 셀의 구조
Fig. 6. The structure of Yee cell.

3-2-2 기본 FDTD 알고리즘을 통한 해석

날개각 21°의 안테나 수치로 gap 방식의 급전을 취하여, FDTD로 해석한 결과가 다음 그림 7과 그림 8에 반사손실과 방사패턴으로 주어진다. 그림 7의 반사손실을 보면, 2.0 GHz에서 공진이 일어나기는 하나, 대역폭이 상당히 감소했음을 볼 수 있다. 이에 대한 이유를 bowtie 안테나의 경사진 면(날개각 부분)에서의 해석에서 찾을 수 있는데, 일반 FDTD 알고리즘은 육면체 셀로 전체 해석공간을 나눠 각 셀에서 계산된 값을 다음 셀로 넘겨준다. 하지만 지금과 같은 경사면이 존재할 때는, 근사의 값으로 육면체에 맞춰 계산하게 된다. 여기서 발생하는 오차를 계단형 근사 오차라 한다. 이 오차는 아무리 셀의 크기를 작게 해도 발생하게 된다. 이를 해결하기 위한 방안으로 FDTD알고리즘에 안테나 경사면에서 해석을 달리하는 수정 알고리즘을 적용한다.

방사패턴은 방위각의 경우, 전방향으로 방사되고, 양각의 경우, 부분적으로 감쇄가 있다.

3-2-3 수정된 FDTD 알고리즘의 개요

안테나의 방사와 전파전파 등을 해석할 때 FDTD 방법은 간결성과 효율성 및 일반성의 이유로 계속적인 인기를 얻어왔지만 해석하려는 안테나의 구조가 직각 좌표계에 맞지 않으면 기본 알고리즘을 가지고

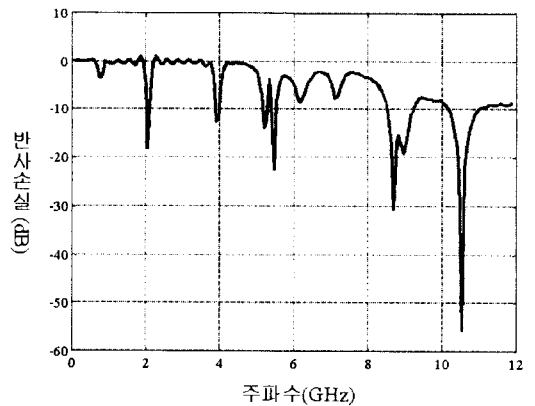


그림 7. FDTD로 계산된 반사손실
Fig. 7. Return loss calculated by FDTD.

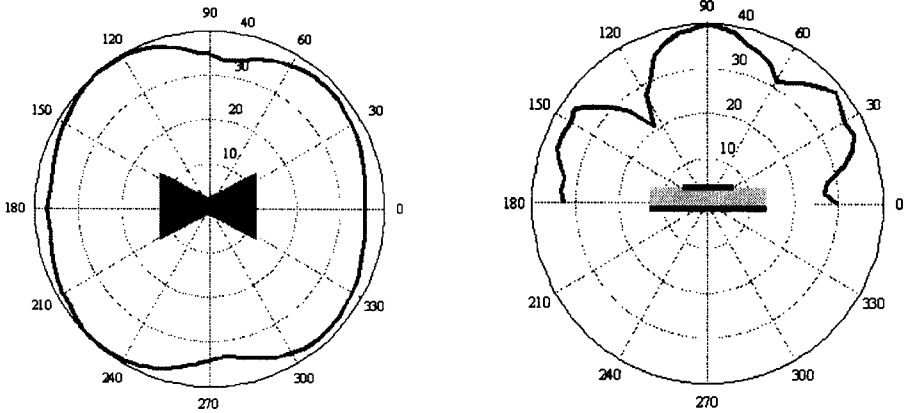


그림 8. 2.0 GHz에서 FDTD로 계산된 방사패턴
 Fig. 8. Radiation pattern calculated by FDTD in 2.0 GHz.

해석하는 데에는 무리가 따른다. 여기서 발생하게 되는 오차를 계단형 근사 오차(stair casing error)라 칭한다^[5]. 계단형 근사 오차를 줄이기 위한 여러 가지 변형된 FDTD 기법이 현재까지 많은 논문으로 발표되었다^{[4],[7]}. 지금 해석하려고 하는 구조와 같이 경사진 금속 경계면에 대한 가장 쉽고, 가장 많이 쓰이는 해석방법은 계단형 근사화 시키는 방법이다. 이 방법은 셀의 크기를 아무리 작게 한다 해도 어느 정도의 오차를 포함하게 된다. 계단형 근사화로 인해 발생하는 오차를 줄이기 위한 첫번째 방법으로 CFDTD (Conformal FDTD)가 있다. CFDTD는 가장 간단한 방법으로 경사진 경계면에서의 H-field를 제외하고는 모두 기본 알고리즘에서의 값과 같다. 여기에 정확하지만 안정성의 문제를 지닌 CPFDTD (Contour Path FDTD)의 장점만을 살려 기본 FDTD 알고리즘을 수정하도록 한다. CPFDTD 기법은 그리드를 비정형화 시키지 않고 곡선모양의 PEC경계면을 고려해 계산하기 용이한 방법으로, 표면과 contour 적분의 향으로 재공식화 시키는데, 가장 인접한 셀과 비상호 교환적이며 인과관계가 성립하지 않는 근사로 인한 시간스텝이 늦춰져 시간적으로 불안정한 단점을 가지고 있다^[6].

수정된 FDTD 알고리즘^[1]은 bowtie의 경사진 부분의 나뉜 셀 안에서, 분할되는 자유공간/완전도체 경계면이 있는 셀을 자유공간과 도체면이 차지하는 비율과 이웃하는 field와의 상관관계에 따라, 4개의 범위

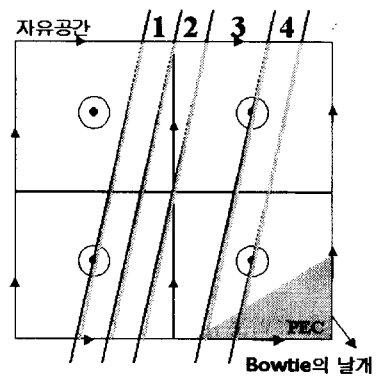


그림 9. 수정 FDTD 알고리즘의 셀 영역분할
 Fig. 9. Cell division of modified FDTD algorithm.

로 나눠 각각의 Hz field에 대한 각기 다른 수식을 적용하고 이외의 field에서는 기본 알고리즘의 수식과 같다. 경계면의 Hz field 계산 공식은 다음과 같다.

영역 1:

$$\frac{\delta_t H_z \left(-\frac{\delta x}{2}, \frac{\delta y}{2} \right)}{\delta t} = \frac{1}{A_1 + A_2} \left\{ \delta y E_y \left(-\delta x, \frac{\delta y}{2} \right) + (\delta x + b_1) E_x \cdot \left(-\frac{\delta x}{2}, \delta y \right) - (\delta x + b_2) E_x \left(-\frac{\delta x}{2}, 0 \right) \right\}$$

영역 2:

$$\frac{\delta_t H_z \left(-\frac{\delta x}{2}, \frac{\delta y}{2} \right)}{\delta t} =$$

$$\frac{1}{A_1} \left\{ \delta y E_y \left(-\delta x, \frac{\delta y}{2} \right) + \delta x E_x \left(-\frac{\delta x}{2}, \delta y \right) - \delta x E_x \left(-\frac{\delta x}{2}, 0 \right) \right\}$$

영역 3:

$$\frac{\delta_t H_z \left(-\frac{\delta x}{2}, \frac{\delta y}{2} \right)}{\delta t} = \frac{1}{A_2} \left\{ l_y E_y \left(0, \frac{\delta y}{2} \right) + b_1 E_x \left(\frac{\delta x}{2}, \delta y \right) - b_2 E_x \left(\frac{\delta x}{2}, 0 \right) \right\}$$

영역 4:

$$\frac{\delta_t H_z \left(-\frac{\delta x}{2}, \frac{\delta y}{2} \right)}{\delta t} = \frac{1}{A_2} \left\{ \delta y E_y \left(0, \frac{\delta y}{2} \right) + b_1 E_x \left(\frac{\delta x}{2}, \delta y \right) - K b_2 E_x \left(-\frac{\delta x}{2}, 0 \right) \right\}$$

여기서, A_1, A_2 는 분할된 셀 내에서 자유공간이 차지하는 면적을, b_1, b_2 는 셀 끝에서 자유공간/PEC가 나뉘는 경계까지의 거리, l_y 는 경계면을 둘러싼 길이를 의미한다. 또한 Δx 는 x 축 길이, Δy 는 y 축 길이를 의미한다. 이 공식을 적용할 때 한가지 고려할 점은, 안접한 셀과의 비상호교환성으로 인해 늦춰진 시간스텝을 보상하는 방법으로, Δt 를 기본 알고리즘에서 계산되는 Courant 안정조건에 부합하는 값에서 50 ~ 70%의 줄어든 값으로 계산해야 하는 점이다.

알고리즘이 진행되는 순서는 그림 10과 같이 우선, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 의 셀 크기, 시간 스텝, 최대 공간 스텝 등 공통 파라미터를 정의하고, bowtie 안테나의 모양을 해석공간에 맞게 좌표 및 매질을 정의하며, 한 셀 안에서의 E-field와 H-field를 경계조건을 적용하여 최대 셀 개수까지 계산하게 된다. E-field를 계산할 때는 매질(자유공간, 완전도체, 유전물질)의 세 상태에 따라 각기 다른 공식을 적용하고, H-field 계산은 매질에 따른 공식과, bowtie의 경사진 면이 있는 안테나면에서 Hz field를 위의 공식에 맞춰 다시 정의하여 계산한다. 이렇게 구해진 근역장 값으로 원역장을 계산한다. 반사손실은 급전 셀을 둘러싼 셀에서 전류값을 구하여 평균을 취해, 인가전압을

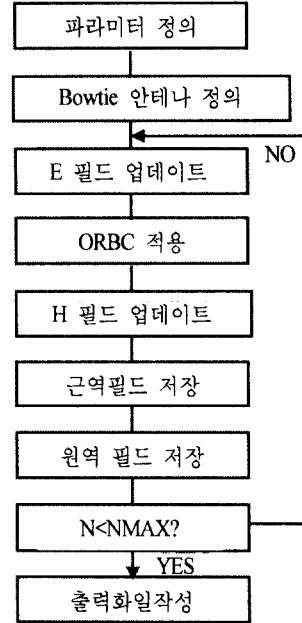


그림 10. 수정 FDTD 알고리즘의 흐름도

Fig. 10. flow chart of modified FDTD algorithm.

전류값으로 나눠준 수치를 주파수 변환하여 얻는다.

3-2-4 수정FDTD알고리즘의 해석 결과

기본 알고리즘에서 안테나의 geometry를 결정 한 후에 이 값을 좌표화시켜 입력시키고, bowtie의 경사 면에서 Hz field의 공식만 위의 공식으로 바꿔 계산 하게 되면, 중심주파수는 2.0 GHz이고 대역폭은 1.85 ~ 2.2 GHz인 특성을 얻을 수 있어, IMT-2000의 사용 주파수대역을 포함한다. 이의 그래프는 그림 11에 주어진다. 그래프를 보면, 앞서 구한 그림 9의 일반 FDTD 알고리즘의 반사손실과 대체로 유사한 형태를 갖지만, 공진 특성이 더 좋아졌음을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

지금까지 Ensemble 시뮬레이션과 FDTD 수치 해석을 사용해 평면형 bowtie 안테나에 대한 설계 및 해석을 하였다. 더불어, 수치적인 방법의 대표격인 FDTD 기법의 맹점이었던, 육면셀에 맞지 않는 bowtie의 경사면에 대한 새로운 해석으로 FDTD를 보강할 수 있었다. Ensemble의 해석결과와 FDTD 수

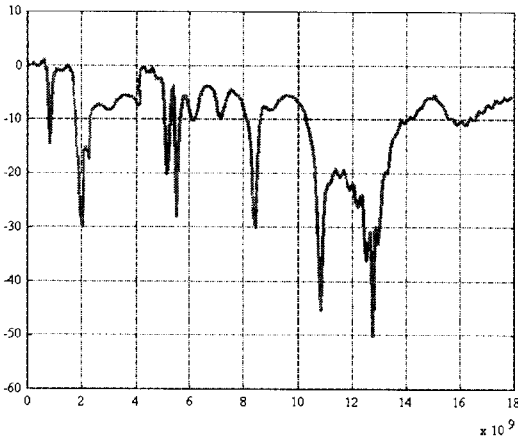


그림 11. 수정된 FDTD 알고리즘으로 해석한 bowtie 안테나의 반사손실

Fig. 11. Return loss of bowtie antenna analyzed by modified FDTD algorithm.

치해석 결과 모두 IMT-2000의 사용주파수 대역을 포함하도록 평면형 bowtie 안테나의 설계 및 해석이 가능하였다. 따라서, 본 논문에서 제안한 안테나는 중심주파수가 2.0 GHz이고 대역폭이 넓어 IMT-2000용 핸드셋의 실제적인 산업 응용에 적용할 수 있을 것이다. 또한, 지금까지 정밀히 연구되지 않았던 이러한 평면형 bowtie 안테나 분야의 활성화와 보편적인 적용이 가능할 것이다. 하지만 Ensemble 시뮬레이션과 FDTD 수치 해석, 두 방법 사이에 약간의 차이가 있어 정당성을 입증하기 위해서 실험에 의한 데이터를 얻어야 하는 과제가 남아 있다.

참 고 문 헌

[1] C. J. Railton and J. B. schneider, "An analytical and numerical analysis of several locally conformal FDTD schemes," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 56-66, Jan., 1999.

[2] J. George, K. Vasudevan, P. Mohanan and K. G. Nair, "Dual frequency miniature microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 12, pp. 1168-1170, June, 1998.

[3] A. Serrano-Vaello and D. Sanchez-Hernandez, "Printed antennas for dual-band GSM/DCS 1800 mobile handsets," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 2, pp. 140-141, Jan., 1998.

[4] Yang Hao and Chris J. Railton, "Analyzing electromagnetics structures with curved boundaries on cartesian FDTD meshes," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 1, pp. 82-88, Jan., 1998.

[5] J. B. Schneider and K. L. Shlager, "FDTD simulations of TEM Horns and the implications for staircased representations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, pp. 1830-1838, Dec., 1997.

[6] H. Yang and C. J. Railton, "Efficient and accurate FDTD algorithm for the treatment of curved material boundaries," *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 144, no. 5, Oct., 1997.

[7] Paolo Messanotte, Luca Roselli and Roberto Sorrentino, "A simple way to model curved metal boundaries in FDTD algorithm avoiding staircase approximation," *IEEE Microwave and guided wave lett.*, vol. 5, no. 8, pp. 267-269, Aug., 1995.

이 희 숙



1998년: 충북대학교 정보통신공학과(공학사)
 1998년 ~ 1999년: 충북대학교 정보통신공학과(공학석사)
 [주 관심분야] 전자파 수치 해석

김 남



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1983년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1988년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
 1992년 8월 ~ 1993년 8월: 미 Stanford 대학 방문교수

1989년 2월 ~ 현재: 충북대학교 정보통신공학과 교수
 [주 관심분야] DS/CDMA, 전파전파, EMI/EMC, 전자파 해석