

환상 곁진 혼 안테나의 FDTD에 의한 해석

Analysis of Annular Corrugated Horn using FDTD

김도현 · 손병문* · 구연건*

Do-Hyun Kim · Byung-Moon Son* · Yeon-Geon Koo*

요약

본 논문에서는 시간영역 해석방법인 FDTD방법을 이용하여 환상 곁진 혼 안테나의 corrugation의 개수와 위치를 바꿔가면서 전파반사 특성 및 방사패턴과 지향성을 분석하였다.

2차원 코딩을 함으로써 계산시간을 줄일 수 있었으며, 맥스웰 방정식을 원통좌표계로 이산화하여 코딩을 함으로써 좀더 정확한 결과를 얻을 수 있었다.

corrugation이 있을 때가 없을 때보다 개구면에서 위상차가 조금 줄어들었으며 그 결과 S_{11} 의 값과 지향성 값이 개선되었다. 그러나 corrugation 증가에 비례하여 성능이 개선되지는 아니하며 개구면에 위치한 corrugation이 안테나의 특성에 큰 영향을 줄 수 있었다.

Abstract

The fields at the aperture of conical horn antenna with corrugations parallel to the axis have been analyzed using FDTD(Finite Difference Time Domain). Easy calculation depending on the change of the structure of antenna and time reduction can be achieved by 2-D FDTD coding with the first-order Mur ABC(absorbing boundary condition).

It is confirmed that the corrugation can reduce phase difference of field on aperture. also it is investigated that the directivity is increased by 6.1 %, 12.9 %, and 28.4 % with one corrugation, two corrugations, three corrugations, respectively. It is also found that the improvement of the characteristics of the antenna is not proportional to the number of the corrugation but more dependent on the location of the corrugation near the aperture than that far the aperture.

I. 서론

현재 사용되는 X-band 위성송수신용 안테나는 급전부분에 효율을 높이기 위해 혼안테나를 사용한다. 같은 크기에서 corrugation을 줌으로써 안테나의 성능을 개선할 수 있다. 따라서 corrugation이 안테나의 성능에 미치는 영향에 대한 정확한 분석이 요구되었다.

본 논문에서는 시간영역에서의 해석방법인 FDTD방법을 이용하여 혼 안테나의 corrugation의 개수와 위치에 의한 안테나의 성능을 최적화하였다.

전자기파 수치해석에는 주파수영역에서의 해석방법인 유한요소법, 모멘트법 등이 있으며 시간영역에서의 해석방법에는 전송선로법, 시간영역 유한 차분법 등이 있다.

주파수 영역 해석방법은 해석 구조에 의존적이고

「이 논문은 2000년도 홍익대학교 학술연구조성비에 의하여 연구되었음」
(주) SK Teletech(SK Teletech Corp)

* 홍익대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Engineering, Hongik University)

· 논문 번호 : 20010721-097

· 수정완료일자 : 2001년 10월 29일

광범위의 주파수 특성을 알고자 할 때 매번 반복계산을 해야 하는 단점이 있으나 FDTD는 다양한 해석구조에 대한 모델링이 쉽고 간단히 프로그램 코드를 바꿔줌으로써 다양한 입력응답을 구할 수 있다. 또한 유전율이나 투자율, 도전을 등의 해석 매질의 특성에 따른 모델링도 쉽게 할 수 있다. 시간에 대한 필드의 변화를 시각적으로 확인 할 수 있으므로 미리 해석매질에 대한 응답을 예측할 수 있고, 해석구조에 대한 필드 메카니즘을 이해하기 쉽다. 시간에 대한 필드의 변화는 Fourier 변환에 의해 주파수에 대한 변화로 변형되어 광대역의 응답을 구할 수 있다. 그러나 시간영역에서의 작은 오차는 주파수영역에서 큰 차이를 보이므로 정확한 알고리즘 적용을 필요로 한다^[1].

본 논문에서 사용된 FDTD 알고리즘은 미분형 맥스웰 방정식을 Yee's Cell에 근거하여 시간과 공간에 대해 central difference로 이산화하여 시간영역에서 직접해를 구하는 것이다^{[2]-[4]}.

2장에서는 기본적인 FDTD 알고리즘과 코딩방법, 흡수경계조건 등의 이론적 고찰을 하였고, 3장에서는 2차원 FDTD의 응용으로 corrugation이 있을 때와 없을 때 혼 안테나의 구조에 대한 소개 및 혼 안테나 단면에서의 흡수경계조건에 대해 설명하였다. 4장에서는 corrugation이 없을 때와 corrugation이 있을 때 그것의 위치와 수를 변화시켜가며 S₁₁과 방사 패턴 및 지향성을 비교하여 보았다.

II. FDTD의 기본

FDTD 방법은 맥스웰 방정식을 시간과 공간에 대해 이산화하여 해를 구하는 방법으로 2차원, 3차원 전파 산란이나 마이크로파 회로, 안테나 해석 등에 많이 사용되고 있다. 인가신호의 적당한 선택으로 광대역 주파수 범위에 대한 파라미터를 얻을 수 있으며 단 한번의 계산과정을 통하여 얻은 시간영역의 결과를 Fourier변환함으로써 광대역 주파수 특성을 얻을 수 있다. 1966년 Yee에 의해 전파 경계 해석에 처음 사용되었고, 해석공간내의 전자계의 값을 유한한 개수의 전계와 자계로 나누고 각 전자계 값은 이웃한 전자계의 값과 과거의 전자계 값으로 알아내는 알고리즘이다^[4].

2-1 Yee 알고리즘

FDTD 방법의 가장 기본적인 단계는 맥스웰 방정식을 시간과 공간에 대하여 이산화하는 것이다. 만약 해석공간이 등방성이고 선형이고 균질매질일 때 맥스웰의 curl방정식은 식 (2.1)과 같다. 단 매질 내에서 손실이 없는 경우를 가정한다. ε, μ은 각각 매질의 유전율, 투자율이다. 또한 해석구조가 원형도 파관과 같은 원통형 구조일 경우는 원통좌표계를 쓰는 것이 좀더 정확한 결과를 얻을 수 있다.

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

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

식 (2.1)을 각 방향에 대한 벡터성분으로 분리하고 다시 자계와 전계성분의 공간미분식으로 표현하면 그림 1과 같은 원통좌표계에 대한 스칼라 방정식이 된다.

$$\frac{\partial H_\rho}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_\phi}{\partial z} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} \right) \quad (2.2a)$$

$$\frac{\partial H_\phi}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial \rho} - \frac{\partial E_\rho}{\partial z} \right) \quad (2.2b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho E_\phi)}{\partial \rho} \right) \quad (2.2c)$$

$$\frac{\partial E_\rho}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \right) \quad (2.2d)$$

$$\frac{\partial E_\phi}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_\rho}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (2.2e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho H_\phi)}{\partial \rho} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_\rho}{\partial \phi} \right) \quad (2.2f)$$

또한 전자계가 대칭적으로 분포하는 경우는 그림

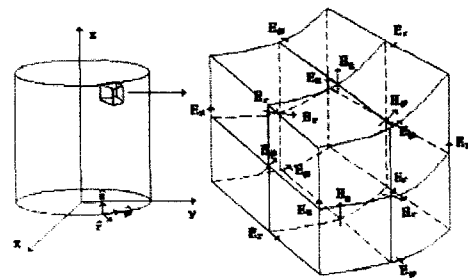


그림 1. 원통좌표계의 Yee's Cell
Fig. 1. Yee's Cell of cylindrical coordinates.

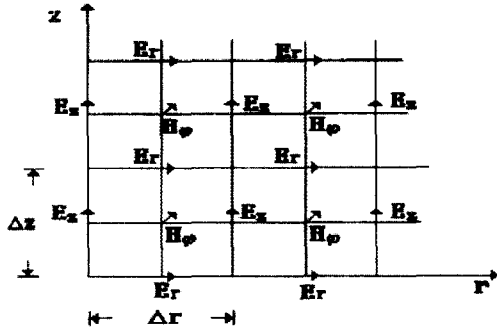


그림 2. 2차원 원통좌표계의 Yee's Cell
Fig. 2. Two dimension cylindrical coordinates of Yee's Cell.

1과 같은 3차원 구조가 그림 2와 같은 2차원 구조로 단순화된다. 해석구조에서 전자계가 ϕ 방향으로 일정하기 때문에 $\frac{\partial}{\partial \phi} = 0$ 가 되고, 식 (2.2)를 2차원 원통좌표계로 바꾸면

$$\frac{\partial H_{\phi}}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial \rho} - \frac{\partial E_{\rho}}{\partial z} \right) \quad (2.3a)$$

$$\frac{\partial E_{\rho}}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial H_{\phi}}{\partial z} \quad (2.3b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon \rho} \frac{\partial(\rho H_{\phi})}{\partial \rho} \quad (2.3c)$$

와 같이 된다.

이를 다시 FDTD코딩을 위해 시간과 공간에 대해 이산화하면

$$\begin{aligned} H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}} \left(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2} \right) &= H_{\phi}^{n-\frac{1}{2}} \left(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2} \right) \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta \rho} \left[E_z^n \left(i+1, j+\frac{1}{2} \right) - E_z^n \left(i, j+\frac{1}{2} \right) \right] \\ &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} \left[E_{\rho}^n \left(i+\frac{1}{2}, j+1 \right) - E_{\rho}^n \left(i+\frac{1}{2}, j \right) \right] \end{aligned} \quad (2.4a)$$

$$\begin{aligned} E_{\rho}^{n+1} \left(i+\frac{1}{2}, j \right) &= E_{\rho}^n \left(i+\frac{1}{2}, j \right) \\ &- \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left[H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}} \left(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2} \right) - H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}} \left(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.4b)$$

$$\begin{aligned} E_z^{n+1} \left(i, j+\frac{1}{2} \right) &= E_z^n \left(i, j+\frac{1}{2} \right) \\ &+ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta \rho} \frac{1}{\rho_i} \left[\rho_{i+\frac{1}{2}} H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}} \left(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2} \right) \right. \end{aligned}$$

$$\left. - \rho_{i-\frac{1}{2}} H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}} \left(i-\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2} \right) \right] \quad (2.4c)$$

가 된다. 그러나 $\rho=0$ 가 되는 z 축을 따라서 $1/\rho$ 에 의해 특이성이 발생하게 된다.

이런 경우는 미분형 맥스웰 방정식 대신 적분형 맥스웰 방정식을 사용하여 코딩하게 된다⁷⁾

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \frac{\partial}{\partial t} \int_s \epsilon \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (2.5a)$$

$$\begin{aligned} E_z^{n+1} \left(0, j+\frac{1}{2} \right) &= E_z^n \left(0, j+\frac{1}{2} \right) \\ &+ \frac{4\Delta t}{\epsilon \Delta \rho} H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.5b)$$

좀더 정확한 값을 얻기 위해 위의 식 (2.5b)와 함께 식 (2.6)의 이웃한 값들과의 외삽법을 이용한다.

$$E_z^n \left(0, j+\frac{1}{2} \right) = 2E_z^n \left(1, j+\frac{1}{2} \right) - E_z^n \left(2, j+\frac{1}{2} \right) \quad (2.6)$$

수치해석적 안정도를 만족하기 위하여 공간증가분 $\Delta \rho$, Δz 와 시간증가분 Δt 사이에는 식 (2.7)과 같은 Courant 안정조건을 만족하여야 한다⁴⁾.

여기서 v_{\max} 는 해석대상체 내에서의 최대 전파진행속도를 말한다.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{\frac{1}{\Delta \rho^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (2.7)$$

시간증가분에 대한 제약과 같이 공간증가분 $\Delta \rho$, Δz 도 수치해석적 해의 안정성을 보장받기 위하여 다음과 같은 조건의 격자크기를 만족하여야 한다¹¹⁾.

$$\Delta \rho, \Delta z \leq \lambda/10 \quad (2.8)$$

즉, 식 (2.7), (2.8)에 의하여 공간과 시간에 대한 증가분은 제한을 받는다.

2-2 흡수경계조건 (Absorbing Boundary Condition)

FDTD와 같이 무한한 공간적 배경을 가지는 시간 영역에서의 수치해석적 모델링에서는 실제로 무한 공간에서의 해를 구하는 것이 불가능하므로 해석하고자 하는 공간의 인위적인 공간설정이 필수적이다.

전파가 진행하는 경계면에서 전파를 완전히 흡수하면 반사파가 생기지 않게 된다. 이것을 가능하게 하기 위해 해석하고자 하는 모든 공간의 방향에 흡수 경계조건을 적용시킨다.

즉, 해석공간에서의 파가 해석공간 밖으로 모두 전파하는 개방 필드의 조건을 인위적으로 만족시키도록 하는 것을 의미한다. 이러한 문제는 단순히 FDTD에서 뿐만 아니라 시간영역에서 전자기파의 전파와 관련된 문제를 해결할 때 필수적이다.

FDTD 해석에 대한 문제에서 이러한 흡수경계조건에 대한 많은 방법들이 제안되고 있다. 파의 전파 방향에 대하여 흡수경계조건을 만족시키는 Mur의 1, 2차 경계조건, 경계면 외부에 일정한 흡수층을 두어 파를 서서히 감소시키는 PML경계조건 등이 있다. 본 논문에서는 구조에 따라 흡수경계조건을 적용해야 하므로 계산시간에 거의 영향을 주지 않는 Mur의 1차 근사화식을 사용하였다. Mur의 1차 근사화식은 전파가 경계면에 수직으로 입사할 경우나 해석구조의 중심으로부터 radial 방향으로 입사할 경우에 전파흡수가 우수하며 코딩이 비교적 간단하다.

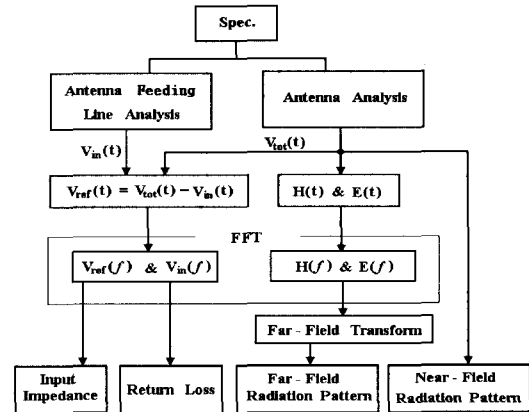
Ⅲ. 해석 및 구조 고찰

3-1 알고리즘 및 방법

일반적으로 안테나를 해석하고자 할 때 요구되는 파라미터들은 안테나의 입력임피던스, 삽입손실 등이다. 이러한 파라미터들의 추출은 안테나의 복사요소와 전송선로를 FDTD알고리즘을 이용한 모델링을 통하여 가능하다. 해석하고자 하는 안테나의 근거리장은 곧 전파의 진행과정을 의미하며 FDTD해석으로 직접적으로 구할 수 있다. 또한 입력임피던스와 반사계수는 전송선로의 기준점에서 시간에 대한 입력파와 반사파를 구하여 주파수 영역으로 변환함으로써 가능하다. 표 1은 본 논문에서 사용한 안테나 해석 알고리즘을 나타낸다.

입력파는 무한히 긴 전송선로를 가정하여 추출하고 반사파는 실제안테나의 해석을 통해 구한 전체 파의 값에서 입력파를 빼어주고 이것을 Fourier 변환하여 주파수에 따른 반사특성을 얻을 수 있었다.

표 1. FDTD를 이용한 안테나 해석 알고리즘
Table 1. Antenna analysis algorithm using FDTD.



전체파를 Fourier 변환한 후 11.8 GHz일때 개구면에서의 필드분포를 구하고 이것을 가지고 개구면에서의 등가전류를 구한 후 원거리장 패턴을 구하였다.

3-2 안테나의 구조

위성송수신 리플렉터 혼안테나에는 E-평면, H-평면, 피라미드, 원추형 등의 형태가 있다. 혼 안테나는 도파관과 자유공간의 특성 임피던스를 정합하는 역할을 해주기 때문에 반사파가 적어지고 효율이나

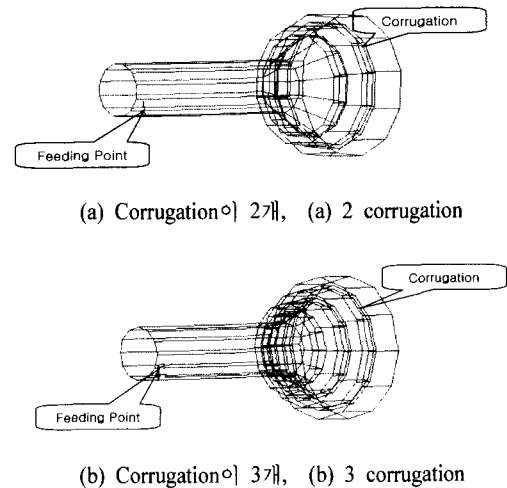


그림 3-1. 혼 안테나의 3차원 구조
Fig. 3-1. Three dimension structure.

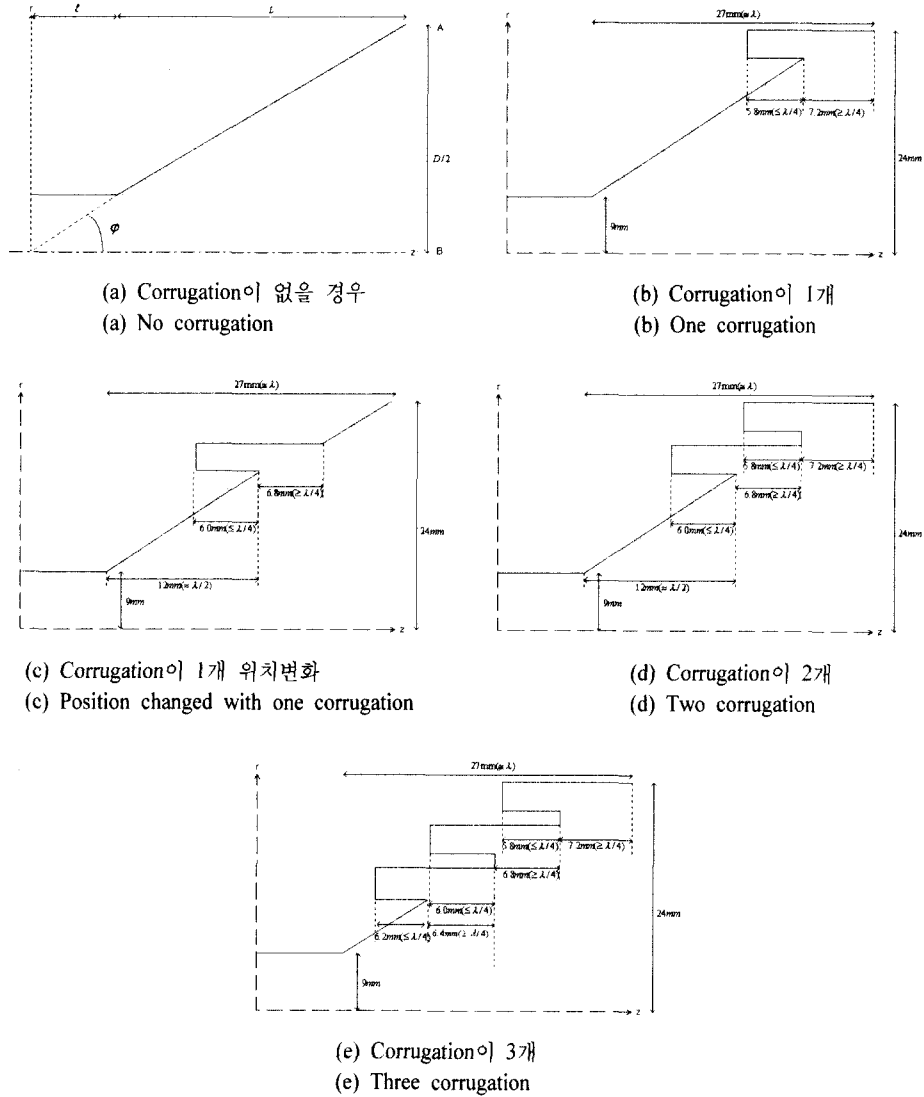


그림 4. 혼 안테나의 2차원 구조
Fig. 4. Two dimension structure of horn antenna.

지향성이 우수하다. 또한 도파관내의 TE파, TM파를 점차 무리없이 TEM파로 변환하는 역할을 하며 개구효율은 50~60 % 정도를 가진다. 일반적으로 개구면적이 일정하면 혼의 길이를 길게 할수록 개구면에서 위 상이 일정한 TEM파를 얻을 수 있으며 지향성이 좋아진다. 그 중에서 안테나 개구면에 수직인 corrugation을 가지는 혼 안테나는 안테나의 끝부분에서 생기는 위상 차이를 감소시킴으로써 부엽

레벨을 낮게하여 지향성을 높여준다. 개구효율은 75~80 % 정도로 향상시킨다. 그 중에서도 원추형 혼 안테나는 동축선로 급전이 가장 용이하므로, 본 논문에서는 원형도파관의 중앙에 일정한 source를 주었을 경우에 혼 안테나에서 corrugation이 없을 때와 1개, 2개, 3개 있을 때를 각각 비교하여 corrugation의 개수와 위치에 따른 안테나의 여러 가지 특성들을 비교하였다. 그림 3-1의 (a), (b)

에는 해석하고자 하는 3차원 구조의 원추형 혼 안테나이다.

또한 혼 안테나와 같은 원통구조는 θ 방향에 대하여 대칭이므로 그림 3-2에 2차원 구조로 모델링 하기 위해 conical horn antenna에서 (a) corrugation이 없을 때, (b) corrugation이 1개, (c) corrugation이 1개 있을 때 위치변화, (d) 2개, (e) 3개 있을 때를 각각 비교하여 corrugation의 개수와 위치에 따른 안테나의 여러 가지 특성들을 비교하였다.

Corrugation이 없는 원추형 혼 안테나의 최적 조건은 $\frac{L+l}{\lambda} = 0.3 \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2$ [5]인 관계가 있으나 본 논문에서는 corrugation을 주기 때문에 L 을 조금 더 짧게 설계하였다.

중심주파수는 11.8 GHz, $L=27$ mm ($\approx \lambda$), $\theta = 31.5^\circ$, $D/2=24$ mm, corrugation의 깊이가 $\lambda/4$ 이다. 이는 반사되어 나오는 파가 표면파와 $\lambda/2$ 차이가 나게 하며 소멸시키고자 하는 이유이다.

그림 4에서 보면 바깥쪽의 corrugation이 안쪽보다 조금 길다는 것을 알 수 있다. 이것은 실험적으로 구한 값이며, 전파가 진행할 때 중심에서 멀어지는 위상차를 고려한 것이다.

FDTD에서와 같은 전자장 수치해석에서 무한공간을 계산하는 것이 불가능하므로 인위적인 공간을 설정해줄 필요가 있다. 다른 해석구조와는 달리 본 해석구조에서는 혼 안테나의 개구면과 전송선로의 소스 인가부분만 흡수경계 조건을 적용시키면 된다. 본 논문에서는 혼 안테나의 개구면과 입력부분에 코딩이 비교적 간단하고 계산시간에 거의 영향을 주지 않는 Mur의 1차 흡수경계조건을 사용하였다 [6].

Corrugation이 2개 일 때 Mur의 2차 흡수경계조건으로 해석해 보았으나 거의 비슷한 결과를 가져왔다. 그래서, 여러 구조를 해석하는데 있어 시간을 고려하여 1차를 선택한 것이다.

Mur의 1차 근사식은 다음과 같다.

$$(\partial_z - v_i^{-1} \partial_t) E_t = 0 \tag{3.1}$$

여기서, $\partial_z = \frac{\partial}{\partial z}$, $\partial_t = \frac{\partial}{\partial t}$, v_i 는 해석공간에서의 전파 속도이고 첨자는 부분적분을 의미하며 E_t 는 경계면에 접선방향인 전계이다.

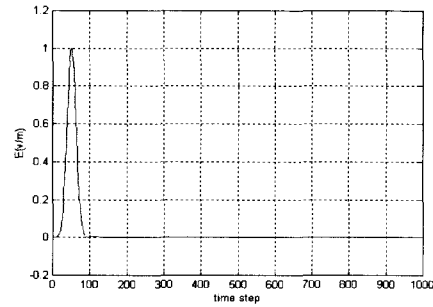


그림 5. 입력파형

Fig. 5. Input wave.

식 (3.1)을 표현하면

$$E^{n+1}(i, j, k) = E^n(i, j, k) + \frac{v_i \Delta t - \Delta z}{v_i \Delta t + \Delta z} \cdot [E^{n+1}(i, j, k-1) - E^n(i, j, k)] \tag{3.2}$$

와 같이 된다.

모의 실험은 원형도파관에서 양쪽 끝과 radial 방향으로 경계조건을 적용시켰으며 $\Delta\rho=0.6$ mm, $\Delta z=0.6$ mm, $\Delta t=0.292$ ps, source는 도파관의 중심에 비교적 모든 주파수 성분을 포함한 가우시안 펄스를 인가하였다.

$$E(n) = \exp \left[- \left(\frac{n - t_0}{T} \right)^2 \right] \tag{3.3}$$

그림 5는 $T_0=3T$, $T=17$ 일 때의 입력 파형으로서 각 구조의 중심에 소스로 인가하였다.

IV. FDTD적용, 해석결과 및 고찰

FDTD 코딩은 매트릭스 크기가 $40 \Delta\rho \times 60 \Delta z$ 인 2차원 원통좌표계이다. 흡수경계조건은 Mur의 1차 경계조건을 사용하였다. 유전율과 투자율은 자유공간에서의 값이다. 단위격자 크기와 단위시간 증분은 각각 $\Delta\rho=\Delta z=0.6$ mm, $\Delta t=0.292$ ps 이다. 0.6 mm로 셀을 나눈 이유는 Courant 안정조건[4]을 만족하고 셀을 나누기 가장 쉽기 때문이다. 입력은 식(3.3)의 가우시안 펄스를 사용하였으며 여기서 $t_0=3T$, $T=17$ 이다. 시간에 대한 결과를 얻은 후 FFT를 이용하여 주파수 영역으로 변환한 후 식 (4.1)에서와 같이 반사손실 $S_{11}(f)$ 을 얻을 수 있다.

$$S_{11}(f) = \frac{E_{ref}(f)}{E_{in}(f)} \quad (4.1)$$

결과에서 알 수 있듯이 그림 4(d)인 corrugation이 2개 있을 때가 반사특성이 가장 좋음을 알 수 있고, corrugation이 많아진다고 무조건 특성이 좋아지는 것이 아님을 알 수 있다. 또한 corrugation이 똑같이 1개 있는 경우에도 그 위치에 따라 반사특성이 corrugation이 없을 때보다 더 좋지 않을 수도 있다는 것을 확인하였다. 즉, 개구면에 corrugate가 가깝게 있는 것이 가장 큰 영향을 줌을 알 수 있다.

또한 방사패턴을 구하기 위해 Fourier 변환된 전자기계를 이용하여 개구면에서의 등가전류를 계산한 후 이 전류분포를 제2차적인 소스로 간주하고 Green 함수로 벡터포텐셜을 구해서 원거리장 방사패턴을 얻을 수 있다.

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E}_1 \Rightarrow \vec{F}_k = -\frac{\epsilon}{4\pi} \int \int \vec{M}_s(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \quad (4.2a)$$

$$\vec{H}_k \approx -j\omega \vec{F}_k - j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}_k) \quad (4.2b)$$

$$\vec{H}_k \approx -j\omega \vec{F}_k \quad (\text{far zone 에서}) \quad (4.2c)$$

여기서 \hat{n} : 단위수직벡터, \vec{M}_s : 자기전류, \vec{F}_k : 자기벡터 포텐셜이다.

$$F_\phi = \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} \sum_{\rho=1}^{ROW} \sum_{\phi=1}^N M_\phi(\rho') \cos\theta \cos(\phi - \phi') \cdot \Delta\rho\rho' \Delta\phi' e^{jk\rho' \sin\theta \cos(\phi - \phi')} \quad (4.3a)$$

$$H_\phi \approx -j\omega F_\phi \quad (\text{far zone 에서}) \quad (4.3b)$$

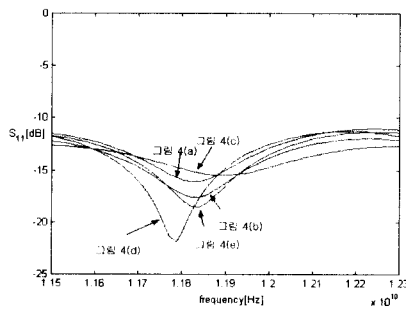


그림 6. 주파수 변화에 대한 S₁₁
Fig. 6. S₁₁ of frequency conversion.

$$E_\theta \approx \eta H_\phi \quad (4.3c)$$

그러나 원통좌표계에서 각 셀에 해당하는 전류값을 식 (4.2)로 구한다는 것은 쉬운 일이 아니다. 식 (4.2)의 적분식을 각 셀의 표면전류에 의한 벡터포텐셜들의 합으로 표현하면 식 (4.3)과 같이 된다. 여기서 ROW는 개구면에서 ρ방향으로의 셀의 개수이고, N은 θ방향으로 나눈 셀의 개수이다. 즉 Δφ의 값이 작을수록 정확한 값을 가진다. N=80으로 주었으며 그 이상으로 하여도 별 차이가 없음을 확인하였다.

표 2에서 보는 바와 같이 개구면에서 필드의 위상차, 즉 그림 4(a)의 A점과 B점의 위상차는 corrugation이 2개 일 때 가장 작음을 알 수 있고 개구면에서의 위상차가 작을수록 지향성이 좋아지는 것을 알 수 있다. D > λ인 안테나에서는 최대위상차가 π/8를 요구하고 있다^[8].

또한 안테나의 중요한 파라미터 중의 하나인 지향성 D는

$$D = \frac{4\pi r^2 |W_{max}|}{P_r} \quad (4.4)$$

이다.

여기서 $P_r = \int_{\phi} \int_{\theta} W_r \cdot r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi$, $\vec{W}_r = \frac{1}{2} \cdot Re\{\vec{E} \times \vec{H}^*\}$, $W_{max} = |\vec{W}_r|$ 의 최대값이다.

그러나 지수안에 θ와 φ가 있으므로 각 셀에 따라 적분하는 것은 결코 쉬운 일이 아니다. 그러므로 본 논문에서는 HPBW를 구하여 식 (4.5)를 이용하였다^[9].

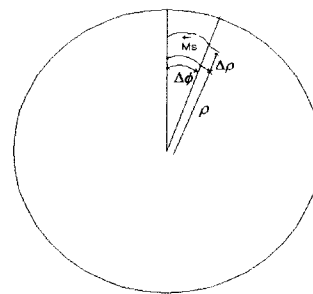


그림 7. 안테나의 원형개구면에서의 자기전류
Fig. 7. Magnetic current with circular aperture of antenna.

표 2. 각 구조에 대한 위상차, HPBW, 지향성

Table 2. Phase difference, HPBW, Directivity of each structures

구 조	위상차	HPBW	지향성	
Corrugation이 없을 때 [그림 4(a)]	100°	34°	35.69	0 dB
Corrugation 1개가 바깥쪽에 있을 때[그림 4(b)]	32°	33°	37.89	0.26 dB
Corrugation 1개가 안쪽에 있을 때[그림 4(c)]	100.5°	35°	33.68	-0.25 dB
Corrugation이 2개 일 때 [그림 4(d)]	9.1°	30°	45.84	1.09 dB
Corrugation이 3개 일 때 [그림 4(e)]	28.5°	32°	40.29	0.53 dB

$$D_0 \approx \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\theta_{1d}\theta_{2d}} = \frac{41.253}{\theta_{1d}\theta_{2d}} \quad (4.5)$$

여기서, θ_{1d} : 1차 평면에서 $\frac{1}{2}$ 전력 대역폭 (도)

θ_{2d} : 오른쪽각도에서 다른쪽각도로 이동 시 1차 평면에서 $\frac{1}{2}$ 전력 대역폭 (도)

표 2에서 알 수 있듯이 반사특성과 마찬가지로 corrugation의 수가 많다고 해서 지향성이 좋아지는 것은 아님을 알 수 있다. corrugation이 2개 있을 때가 가장 좋으며 같은 개수의 corrugation이 있다고 할지라도 위치에 따라 지향성의 값이 차이를 가진다는 것을 확인할 수 있다. 개구면 끝단에서 회절이 적어 spill over가 감소하므로 지향성이 증가한다.

그림 8은 안테나의 구조에 따라 원거리장 패턴을 도시하였다. θ 가 변함에 따른 각 구조에 대한 안테나의 원거리장 패턴이다. 마찬가지로 corrugation이 2개 있을 때 빔폭이 가장 좁음을 알 수 있다.

주목할 것은 corrugation이 없을 때와 1개의 corrugation이 안쪽에 있을 때는 바깥쪽에 corrugation이 있는 것과 $\theta=40^\circ$ 근처에서 패턴이 차이를 보임을 알 수 있다. 이것은 개구면에서 corrugation이 없

는 것이 회절에 의한 영향을 크게 받는다는 것을 추측할 수 있다.

본 논문에서 고찰하는 피더 혼 안테나에서는 구조상 Corrugation의 개수를 무작정 늘릴 수는 없었다. 조그만 구조에서 플레어 앵글을 증가시켜 개구면을 크게 하여 안테나의 효율을 높이고자 하는데, 이렇게 되면 개구면에서 중심과 끝 쪽에 위상차이가 생겨 무작정 개구면의 크기를 넓혀 준다고 해서 효율이 좋아지는 것은 아니었다. 그러므로 적당한 위치선정과 적당한 개수의 corrugation을 삽입하여 개구면에서의 위상차이를 줄여가면서 효율을 높이고자 하는데 본 논문의 목적을 두었다.

V. 결 론

본 논문에서는 시간영역 해석방법인 FDTD 방법을 이용하여 환상 골진 혼안테나의 출력단에서 구조를 변화시켜가면서 전파반사를 분석하였다.

FDTD 알고리즘을 원통좌표계로 모델링하여 2차원 평면으로 코딩하는 방법, 개구면의 각 cell에서의 전류분포로 수치해석적으로 개구면에서 필드의 위상, S_{11} , 원거리장 패턴을 구하고 지향성이득을 계산하였다.

출력단에서 corrugation의 역할은 개구면에서 필드 위상차를 줄여주어 안테나의 반사계수 특성을 개선시키고 지향성이득 등의 효율을 증대시킬 수 있다. 즉 지향성이득이 corrugation이 없을 때에 비하여 1개, 2개, 3개 있을 때 6.1%, 28.4%, 12.9% 증가함을 알 수 있었다. 반대로 corrugation이 안쪽에 1개 있을 경우에는 5.6% 정도 좋지 않음을 알 수 있었다. 그러므로 개수와 위치는 특성에 맞게 고려하여 설계하여야 한다. 같은 개수의 corrugate를 가질 때 바깥쪽에 위치하는 것이 안테나의 효율을

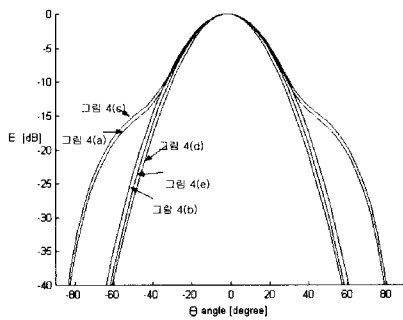


그림 8. 각 안테나의 구조에 대한 원거리장 패턴
Fig. 8. Far-field pattern of each structures.

증대시킬 수 있다는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, pp.1-7, 1993.
 [2] Allen. Taflove, Morris E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations", *IEEE Trans., Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-23, no.8, August 1975.
 [3] Allen. Taflove, "Review of the Formulation and Applications of the Finite-Difference Time-Domain method for Numerical Modeling of Electromagnetic wave Interactions with arbitrary structures", *Wave Motion* 10, pp.547-582, 1988.
 [4] Kane S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", *IEEE Trans.*

Antennas Propagat., vol.14, no.8, pp.802-807, 1966.
 [5] Edward. A. Wolff, *Antenna Analysis*, John Wiley & Sons. Inc. 1966, pp.233.
 [6] Gerrit Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-field Equations", *IEEE Trans. Eleodmag. Compat.*, vol. EMC-23, no.4, pp.377-382, Nov. 1981.
 [7] M. Okoniewski, J. Anderson, E. Okoniewska and S. S. Stuchly, "Numerical Analysis of the Open-Ended Coaxial Line Radiation into the Lossy and Dispersive Medium", *IEEE Antennas Propagat. Society International Symp.*, vol.3, pp.1439-1441, 1994.
 [8] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis an Design*. 2th, John Wiley & Sons, inc. pp.147.
 [9] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. 2th, John Wiley & Sons, inc. pp.46.

김 도 현



1999년 2월: 서울홍익대학교 전자
전기제어공학과 (공학사)
 2001년 2월: 서울 홍익대학교 전자
공학과 대학원 (공학석사)
 2001년 10월 25일: (현) SK Teletech
연구원

구 연 건

1965년 2월: 서울대학교 전기공학과(공학사)
 1967년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)
 1968년~1969년: 캐나다 McGill 대학원
 1977년 2월: 건국대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
 1967년: 전기통신 연구소
 1973년: 전파관리국
 1975년~1979년: 단국대학교 전자공학과 조교수
 1979년~현재: 홍익대학교 전기전자공학부 교수
 [주 관심분야] 전자장, 초고주파 및 안테나 해석

손 병 문



1989년 2월 : 홍익대학교 전자공학
과 (공학사)
 1992년 2월 : 홍익대학교 전자공학
과 대학원 (공학석사)
 1992년 3월~1999년 1월:
(주) LG 정밀 연구소
 2000년 2월 : 홍익대학교 전자공학

과 대학원 박사수료
 [주 관심분야] RF 회로설계 및 안테나해석