

FDTD 방법을 이용한 Corrugated Feed-Horn Antenna의 특성에 대한 연구

A Study on the Characteristics of the Corrugated Feed-Horn Antenna using FDTD Method

박혁균* · 성혁제** · 손병문* · 구연건*

Hyeok-Kyun Park* · Hyeok-Jea Sung** · Byong-Moon Son* · Yeon-Geon Koo*

요 약

본 논문에서는 corrugation이 개구면에 수직인 환형 급전-혼 안테나의 전파반사를 FDTD 방법으로 해석하였다. 동축선로로 혼 안테나가 급전할 때 thin wire 안테나 모델과 전계와 자계를 전압과 전류로 모델링한 1차원 FDTD코딩방법을 이용하여 계산시간을 효율적으로 줄일 수 있었다. 중심주파수 11.8 GHz(X-band)에서 급전 동축선로의 특성임피던스를 50 Ω에서 20 Ω까지 10 Ω씩 변화시켜 가며 계산한 결과 특성임피던스가 30 Ω인 경우 11 GHz~14 GHz의 넓은 주파수 영역에서 반사손실이 -25 dB 이상의 좋은 특성을 보인다. 또한 corrugation이 있을 때 방사패턴의 지향성이 개선되며 개구면에서의 위상오차가 감소됨을 확인하였다.

Abstract

The electromagnetic fields of the corrugated annular feed-horn antenna have been analyzed exactly by using the finite-difference time-domain(FDTD) technique. The radiation pattern and return loss characteristics of the antenna were obtained as a function of the impedance of feeding coaxial line at 11.8 GHz. The return loss was determined to be less than -25 dB at 30 Ω. It was confirmed that the phase error is less compared to that of the antenna without corrugations, but the directivity of the radiation pattern needs to be improved.

I. 서 론

위성송수신용 급전-혼 안테나는 급전부분의 동축선로의 임피던스 정합이 매우 중요하다. 수치해석을 통해 급전부분의 특성임피던스를 변화시켜 가며 해석하면 안테나의 전파특성을 비교적 쉽게 확인하여 정합이 우수한 시스템을 설계할 수 있다.

Corrugation이 개구면에 수직인 안테나를 사용하면 방사패턴의 지향성이 개선되며 보다 큰 개구각을

가지는 conical 혼 안테나에서도 위상오차를 감소시킬 수 있다.

FDTD 방법은 MOM, FEM 등 주파수 영역의 해석 방법과는 달리 해석구조의 모델링이 쉽고, 복잡한 구조의 문제도 쉽게 해석할 수 있는 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 FDTD(finite-difference time-domain)방법을 이용하여 혼 안테나 입력단의 동축선로의 특성임피던스 변화에 따른 반사손실 및 corrugation의 유무에 따른 방사패턴 및 특성변화를

「이 논문은 1999년도 홍익대학교 학술연구조성비에 의하여 연구되었음」.

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

** 팬텍(주)(Pantech Co.)

· 논문 번호 : 20000114-005

· 수정완료일자 : 2000년 4월 17일

분석했다^{[1],[2]}.

II. FDTD 해석이론

본 논문에서는 현재 사용되는 그림 1과 같이 개구면에 수직인 corrugation이 있는 급전 혼 안테나를 해석한다. Corrugation은 혼 안테나의 내부와 외부의 두개로 구성되며 길이는 corrugation이 개구면에 수평인 안테나를 모델로 하여 groove+teeth가 12.8 mm($\approx \lambda/2$)이며 groove와 teeth는($\approx \lambda/4$) 실험적으로 설계하여 LNB(low noise block)와 사용하고 있다. 이 구조는 개구각의 크기가 일반적인 안테나보다 큰 0.55[rad]에서 오는 개구면에서의 위상오차를 보정하기 위함이다. 기본적인 구조의 수치는 중심주파수 11.8 GHz에서 그림 1과 같다.

Conical 혼 안테나의 해석시 파가 입력되는 부분과 혼 안테나 자체가 직교하면서 원통구조이기 때문에 FDTD 코딩에 어려움이 있다. 이를 해결하기 위한 방법으로 혼 안테나는 직각좌표계로 모델링하면서 파가 입력되는 동축선로(탐침입력)를 원통좌표계로 모델링한 후 이를 보간 방법에 의해 직각좌표계로 변환시키는 방법^[3], 또는 탐침입력부분과 동축선로의 내부반경을 FDTD의 셀 크기보다 작게 해서 thin wire model을 적용하고 동축선로내부의 전계와 자계를 전압과 전류로 변환하여 3차원식을 1차원으로 단순화하는 방법이 있다^[4]. 전자의 경우 비교적 모델이 정확하다고 할 수 있으나 원통좌표계에서 직

각좌표계로의 변환시에 많은 오차가 발생하므로^[6], 본 논문에서는 thin wire model과 1차원 FDTD로 입력부분의 전자계를 코딩하였다. 전압과 전류 모델에 의한 1차원 코딩은 동축선로의 특성임피던스를 비교적 자유롭게 바꿀 수 있기 때문에 정확한 조건과 결과를 제시하면서 계산시간과 코딩의 복잡성을 줄여준다. 그림 2는 동축선로의 탐침입력 모델링을 나타내고 있다. 여기서 i_a, j_a 는 입력되는 동축선로의 위치를 나타낸다. 다음은 동축선로 내부에서의 전류와 전압에 대한 알고리즘이다^[4].

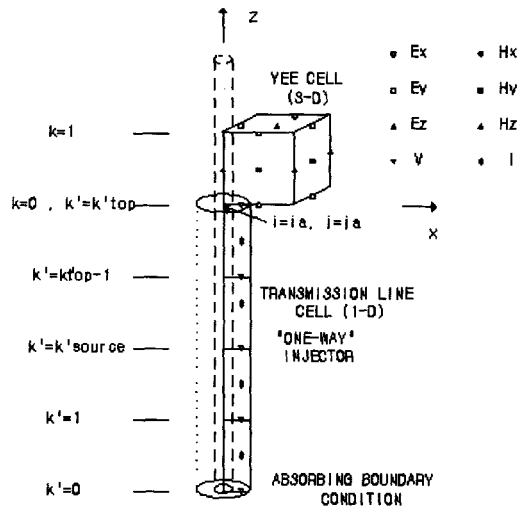


그림 2. 입력 모델링
Fig. 2. Input modeling.

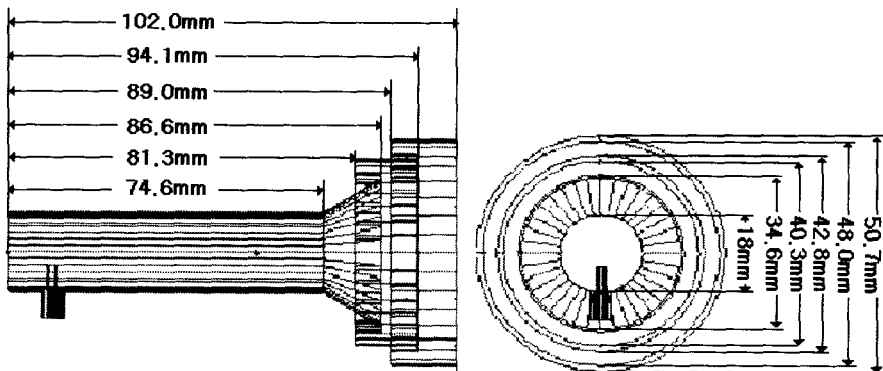


그림 1. Corrugated 급전-혼 안테나 구조
Fig. 1. Geometry of corrugated feed-horn antenna.

$$I^{n+0.5}(k'+0.5) = I^{n-0.5}(k'+0.5) - \left(\frac{1}{Z_0}\right) \left(\frac{v\Delta t}{\Delta z}\right) [V^n(k'+1) - V^n(k')] \quad (1)$$

$$V^{n+1}(k') = V^n(k') - (Z_0) \left(\frac{v\Delta t}{\Delta z}\right) \times [I^{n+0.5}(k'+0.5) - I^{n+0.5}(k'-0.5)] \quad (2)$$

동축선로에서 혼 안테나로의 파의 전파는 식 (3), (4)와 같다^{[4],[5]}.

$$H_y^{n+1/2}(i_a+1/2, j_a, k+1/2) = H_y^{n-1/2}(i_a+1/2, j_a, k+1/2) - \left(\frac{\Delta t}{\mu_0\Delta z}\right) [E_x^n(i_a+1/2, j_a, k+1) - E_x^n(i_a+1/2, j_a, k)] + \left(\frac{\Delta t}{\mu_0\Delta x}\right) \left(\frac{2}{\ln(\Delta x/a)}\right) E_x^n(i_a+1, j_a, k+1/2) \quad (3)$$

$$I^{n+1/2}(k_{xp}+3/2) = \Delta y [H_y^{n+1/2}(i_a+1/2, j_a, 1/2) - H_y^{n+1/2}(i_a-1/2, j_a, 1/2)] - \Delta x [H_x^{n+1/2}(i_a, j_a+1/2, 1/2) - H_x^{n+1/2}(i_a, j_a-1/2, 1/2)] \quad (4)$$

a 는 동축선로 내경의 반지름이다. 개구면에서의 흡수경계조건은 4-layer의 PML(perfectly matched layer) 흡수경계조건을 사용하였으며, 도전율을 식 (5), (6)과 같다^[7].

$$\sigma_n(0) = \frac{\sigma_m}{(n+1) 2^{n+1} N^n} = -\frac{\epsilon_0 c \ln R(0)}{2^{n+2} \Delta x N^{n+1}} \quad (5)$$

$$\sigma_n(L>0) = \sigma_n(0) [(2L+1)^{n+1} - (2L-1)^{n+1}] \quad L = 0, 1/2, 1, 3/2 \dots \quad (6)$$

$R(0)$ 는 경계면에서 수직입사할 경우의 반사계수, N 은 흡수층의 갯수이고 층을 많이 들수록 비교적 정확한 경계조건을 제시해준다. Source 입력부분에서의 흡수경계조건은 PML경계조건을 응용하여 식 (7), (8)과 같이 1차원으로 표시하였으며 이의 타당성을 모의실험에 의해 확인하였다.

$$I^{n+1/2}(k'+1/2) = e^{-\sigma^*(k'+1/2)\Delta t/\mu_0} \cdot I^{n-1/2}(k'+1/2)$$

$$- \left(\frac{\eta}{Z_0}\right) \cdot \frac{(1 - e^{-\sigma^*(k'+1/2)\Delta t/\mu_0})}{\sigma^*(k'+1/2)\Delta z} \cdot [V^n(k'+1) - V^n(k')] \quad (7)$$

$$V^{n+1}(k') = e^{-\sigma(k')\Delta t/\epsilon_0} \cdot V^n(k') - \left(\frac{Z_0}{\eta}\right) \cdot \frac{(1 - e^{-\sigma(k')\Delta t/\epsilon_0})}{\sigma(k')\Delta z} \times [I^{n+1/2}(k'+1/2) - I^{n+1/2}(k'-1/2)] \quad (8)$$

모의실험은 전송선로가 무한히 길다고 가정하기 위해서 동축선의 양쪽 끝에 모두 경계조건을 적용시켰으며 동축선로의 길이를 $10\Delta z$ 공간격자의 크기와 시간증분은 각각 $\Delta z = 0.6 \text{ mm}$, $\Delta t = 0.292 \text{ ps}$ 로 계산했다. Source 입력은 비교적 모든 주파수성분을 포함한 식 (9)의 가우시안 펄스를 인가하였다.

$$V(n) = \exp \left[-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2 \right] \quad (9)$$

여기서 $t_0 = 3T$, $T = 17$ 이다^[8]. 그림 3은 모의 실험한 결과로 식 (9)를 시간축에서 샘플링한 것과 같은 결과를 보인다. 따라서 본 논문에서는 식 (7), (8)을 동축선로에서의 흡수경계조건으로 사용하였다.

안테나의 반사계수(S_{11})과 전달계수(S_{21})은 입사파(E_{in})와 반사파(E_{ref})를 각각 Fourier 변환하여 다음과 같은 관계에 의해 구한다.

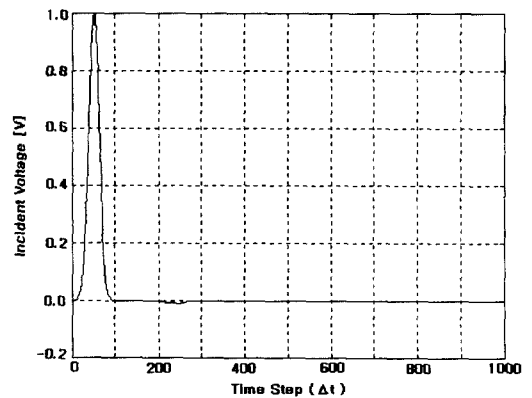


그림 3. 전송선로의 입력파에 대한 PML 모의실험
Fig. 3. PML simulation for input wave of coaxial line.

$$S_{11}(f) = \frac{E_{ref}(f)}{E_{in}(f)} \quad (10)$$

$$|S_{21}(f)| = \sqrt{1 - |S_{11}(f)|^2} \quad (11)$$

또한 Fourier 변환된 전자계를 이용하여 개구면에서의 등가전류를 계산한 후 이 전류분포를 secondary source로 간주하고 Green 함수로 vector potential을 구해서 far-field 방사패턴을 얻을 수 있다.

III. 해석 결과

FDTD 코딩은 매트릭스 크기가 $84 \times 84 \times 150$ 인 3차원 직각좌표계이다. 흡수경계조건은 4-layer이고 반사계수가 1%인 PML 경계조건을 사용하였다. 유전율과 투자율은 자유공간에서의 값이다. 단위격자 크기 ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$)는 수치해석의 안정성을 보장하기 위하여 관심 주파수에서 파장의 10분의 1보다 작다는 조건을 만족해야 하며, 시간 증분 (Δt)은 Courant 안정조건을 만족해야 한다^[8]. 각각의 증분은 혼의 개구면에서 corrugation에 인한 원을 직각좌표계로 만들기 위한 셀을 나누기 가장 쉬운 값인 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.6 \text{ mm}$, $\Delta t = 0.292 \text{ ps}$ 으로 선택하였다. 입력은 식 (9)의 가우시안 펄스를 사용하였으며 여기서 $t_0 = 3T$, $T = 17$ 이다^[8].

3-1 특성임피던스 변화에 따른 S11, S21

동축선로의 특성임피던스값을 50Ω에서 20Ω까지 변화시켜가며 반사손실을 비교해 보았다. 그림 4는 특성임피던스가 50Ω일 때의 S_{11} , S_{21} , 측정된 S_{11} 값이다. 측정치와 비교하여 계산결과가 일치함을 확인하였다. 그림 5는 특성임피던스가 40Ω일 때의 S_{11} , S_{21} 이다. 50Ω인 경우에서와 같이 중심주파수는 옮겨져 있지만 더 낮은 S_{11} 값을 가진다. 그림 6은 특성임피던스가 30Ω일 때의 S_{11} , S_{21} 이다. 넓은 주파수 영역에서 낮은 S_{11} 값을 나타며, 중심주파수도 일치하고 있다. 그림 7은 특성임피던스가 20Ω일 때의 S_{11} , S_{21} 이다. S_{11} 값이 선로 특성임피던스에 따라 변화가 있음을 확인할 수 있다.

위성수신용 급전-혼 안테나는 중심주파수를 중심

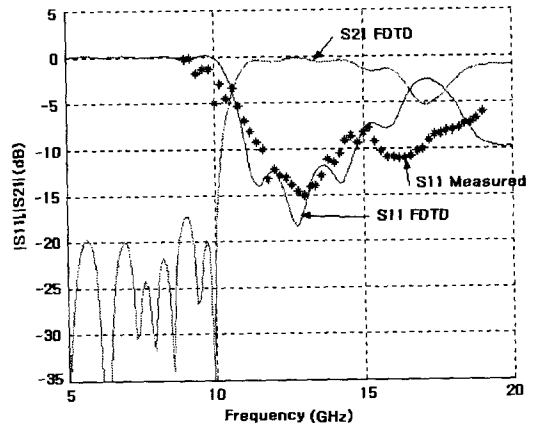


그림 4. 특성임피던스가 50Ω일 때의 $|S_{11}|$, $|S_{21}|$
Fig. 4. Characteristic impedance in 50Ω, $|S_{11}|$, $|S_{21}|$.

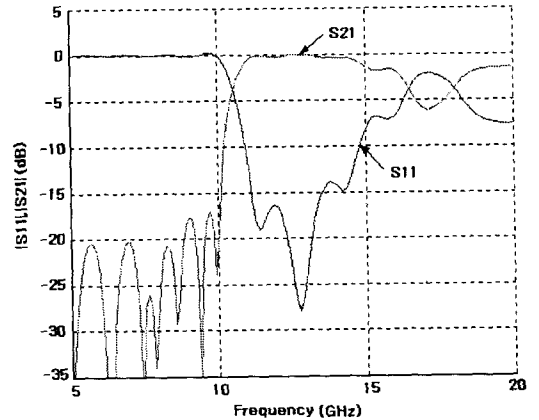


그림 5. 특성임피던스가 40Ω일 때의 $|S_{11}|$, $|S_{21}|$
Fig. 5. Characteristic impedance in 40Ω, $|S_{11}|$, $|S_{21}|$.

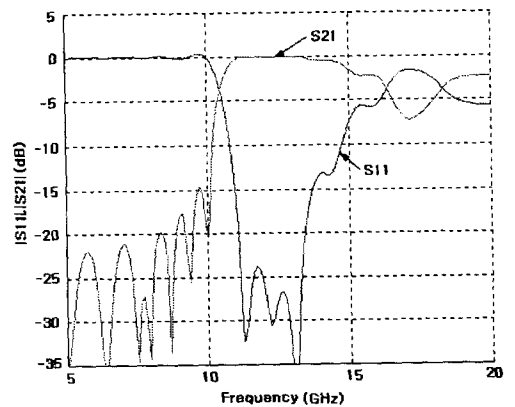


그림 6. 특성임피던스가 30Ω일 때의 $|S_{11}|$, $|S_{21}|$
Fig. 6. Characteristic impedance in 30Ω, $|S_{11}|$, $|S_{21}|$.

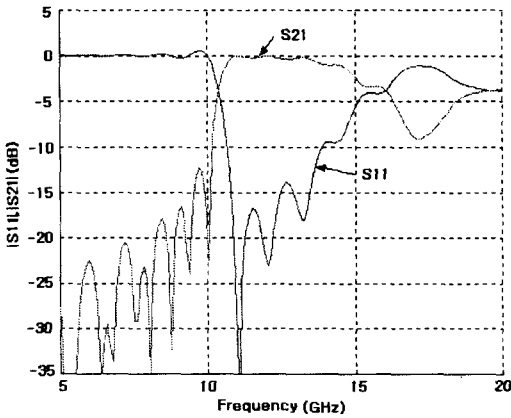


그림 7. 특성임피던스가 20 Ω 일 때의 $|S_{11}|$, $|S_{21}|$
 Fig. 7. Characteristic impedance in 20 Ω, $|S_{11}|$, $|S_{21}|$.

으로 ± 1 GHz 정도의 광대역 특성을 가져야 한다. 특성임피던스가 30 Ω 일 때 11 GHz~13 GHz까지 -23 dB 이상의 좋은 특성을 나타내고 있다. 대역폭은 $VSWR < 1.6$ 으로 한 지점으로 11.0 GHz~14.3 GHz이다.

3-2 위상보정 및 패턴

그림 8에서 groove의 깊이 d_g 는 실험적으로 약 $\lambda/4$ 로 설계되어졌으며, $d_g + d_t \lambda/2$ 이다. $c \sim a$ ($= R2$)와 $c \sim a'$ ($= R1$)의 길이가 다른데서 생기는 위상차이는 이론적으로 corrugation가 없을 때

$$k(R2 - R1) \leq \frac{\pi}{4} \tag{12}$$

를 만족해야 한다^[9]. 여기서 d_f 는 teeth의 높이다. 해석한 안테나는 일반적인 안테나에 비해 개구각이 크게 설계하여 큰 이득을 가지게 된다. 하지만 a 와 a' 의 위상차이가 corrugation를 무시했을 때 1.67 [rad]으로 이론적으로 허용되는 값인 $0.78 (= \pi/4)$ [rad]보다 훨씬 큰 값을 가지고 있다. corrugation가 있을 때 FDTD 계산을 통해 a 점과 a' 점에서 파의 시간차이를 측정하면 0.18 [ps]이고 이를 위상으로 환산하면 0.8[rad]이다. 0.78 [rad]보다는 약간 큰 값을 가지지만 corrugation로 인해 오차를 상당히 줄임을 알 수 있다. 패턴은 안테나를 둘러싼 가상의 육면체를 구성한 후 이를 통해 far-field 패턴을 구해야 하지만 본 논문에서 해석하는 구조가 크기 때문에 안테나 개구면에서 등가 전류분포 (\vec{J}_s or \vec{M}_s)를 구한다음 이 전류분포를 secondary source로 간주하고 Green 함수로 vector potential (\vec{A}_k or \vec{F}_k)을 통해서 far-field 방사패턴을 구한다. 이런 방법이 혼 안테나에 적합하지 않지만 비교적 HPBW를 계산하기에는 부족함이 없는 방법이다. 패턴을 구하는 방법은 다음과 같다^[10].

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}_1 \Rightarrow \vec{A}_k = \frac{\mu}{4\pi} \int \int \vec{J}_s(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \tag{13}$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E}_1 \Rightarrow \vec{F}_k = \frac{\epsilon}{4\pi} \int \int \vec{M}_s(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \tag{14}$$

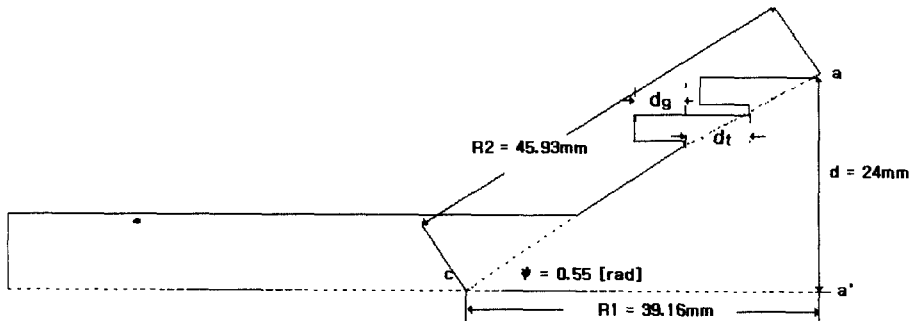


그림 8. 혼 안테나의 단면
 Fig. 8. Cross sectional view of a horn antenna.

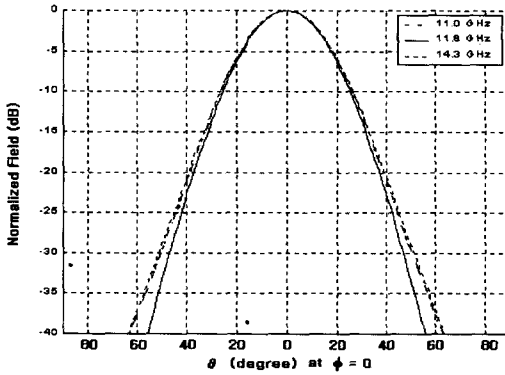
$$\begin{aligned} \text{far zone} \Rightarrow \vec{E}_k &\approx -j\omega \vec{A}_k, \\ \vec{H}_k &\approx -j\omega \vec{F}_k \end{aligned} \quad (15)$$

개구면에서 전계만 존재하므로 식 (14)을 이용하여 계산했다.

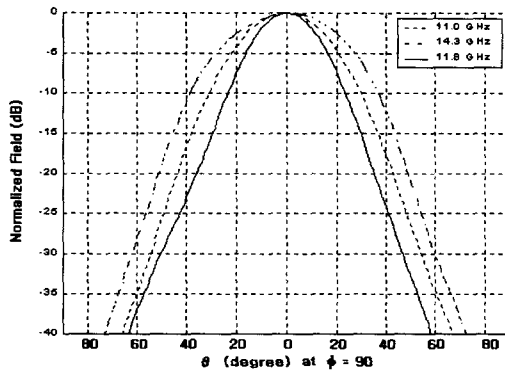
그림 9는 corrugation이 없을 때 11.0 GHz, 11.8 GHz, 14.3 GHz에서의 H-plane, E-plane 방사패턴이다. 11.0 GHz와 14.3 GHz는 corrugation이 있을 때 VSWR=1.6인 주파수이다

그림 10은 corrugation이 있을 때 11.0 GHz, 11.8 GHz, 14.3 GHz에서의 H-plane, E-plane 방사패턴이다. 표 1은 HPBW를 나타낸 것이다.

표 1과 그림 9, 그림 10에서 보는 것과 같이



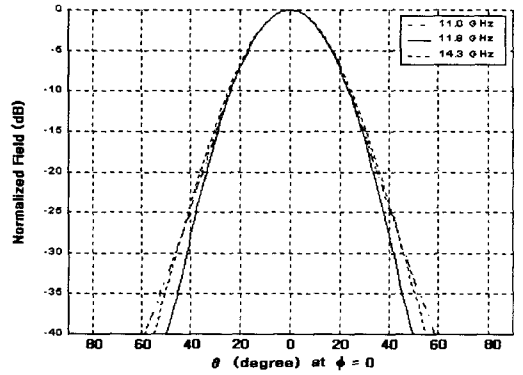
(a)



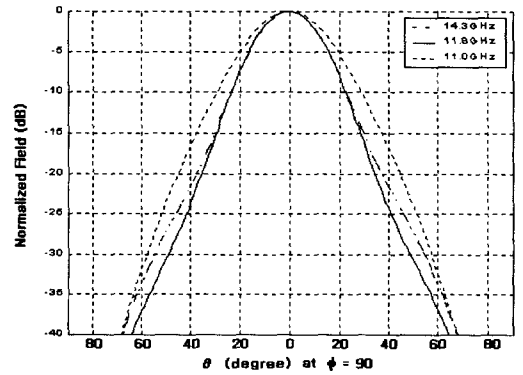
(b)

그림 9. Corrugation이 없을 때: (a) H-Plane 방사패턴, (b) E-Plane 방사패턴.

Fig. 9. Without corrugation: (a) radiation pattern of H-plane, (b) radiation pattern of E-plane.



(a)



(b)

그림 10. Corrugation이 있을 때: (a) H-Plane 방사패턴, (b) E-Plane 방사패턴.

Fig. 10. With corrugation: (a) radiation pattern of H-plane, (b) radiation pattern of E-plane.

H-plane은 주파수에 관해서 예견한 바와 같이 큰 차이를 나타내지 않고 있으며 거의 같은 beam 폭을 가지고 있음을 확인할 수 있다. 그러나 E-plane을 비교했을 때 11.8 GHz를 제외한 11.0 GHz와 14.3 GHz에서는 큰 차이를 보임을 알 수 있다. 비교적 corrugation이 존재할 때 beam의 폭이 더 좁아지며 지향성이 개선된다.

IV. 결 론

동축선로의 특성임피던스를 50 Ω에서 20 Ω까지 10 Ω씩 변화시켜 가며 반사손실을 계산할 때는 특성 임피던스가 50 Ω, 40 Ω 일 때 중심주파수가 11.8 GHz

표 1. 각 패턴에 대한 HPBW

	11.0 GHz		11.8 GHz		14.3 GHz	
	H-plane	E-plane	H-plane	E-plane	H-plane	E-plane
corrugation이 없을 때	30°	44°	28°	24°	28°	34°
corrugation이 있을 때	26°	26°	26°	24°	26°	30°

에서 높은 주파수로 옮겨져 있으며 전체적으로 -20 dB이하의 좋지 않은 반사손실을 가졌다. 30 Ω일 때 11.8 GHz를 중심으로 ±1 GHz 이상의 대역에서 -23 dB 이상의 좋은 특성을 보였고 30 Ω이하의 특성임 피던스에서는 중심주파수가 11.8 GHz에서 낮은 주파로 옮겨졌으며 광대역 특성은 좋지 않은 것으로 확인하였다.

corrugation의 groove의 깊이와 teeth의 높이의 합은 $\lambda/2$ 의 길이를 가지며 groove의 깊이는 약 $\lambda/4$ 로 설계하였다. 이는 혼 안테나 앞부분에서 생기는 반사파를 제거하는 효과를 갖는데 E-plane의 beam 폭을 좁게 할 뿐만 아니라 실제 가능한 수치보다 훨씬 큰 개구각을 가져도 이에 대한 위상차를 보정해주는 효과를 가진다. 안테나 개구면의 중심부분과 edge부분은 이론상 0.78[rad]보다 적은 위상차를 가져야 하지만 corrugation이 없을 때 11.8 GHz에서 1.67[rad]의 위상차를 보였다. corrugation을 적용할 때 FDTD계산에서는 위상차가 0.80[rad]로 확인돼 위상차이를 충분히 보정했다.

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] Kyung-Wan Yu, Sung-Choon Kang, Hee-Jin Kang, Jae-Hoon Choi, and Jin-Dae Kim,

"The Analysis of a Coaxial-to-Waveguide Transition Using FDTD with Cylindrical to Rectangular Cell Interpolation Scheme", *ET-RI Journal*, vol. 21, no. 2, pp. 1-8, June, 1999.
 [4] James G. Maloney, Kurt L. Shager and Glenns S. Smith, "A Simple FDTD Model for Transient Excitation of Antennas by Transmission Lines", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. 42, no. 2, pp. 289-292, February, 1994.
 [5] Allen Taflove, *Advances in Computational Electrodynamics*, Artech house, pp. 416-426, 1998.
 [6] John B. Schneider and Kurt L. Shlager, "FDTD Simulations of TEM Horn and the Implications for Staircased Representations", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. 45, no. 12, pp. 1830-1838, December, 1997.
 [7] Jean-Pierre Berenger, "Perfectly Matched Layer for the FDTD Solution of Wave-Structure Interaction Problems", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. 44, no. 1, pp. 110-117, January, 1996.
 [8] D.M. Sheen, M.D. Abouzahra and J.A Kong, "Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstrip Circuit", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38 pp. 849-857, no. 7, May, 1990.
 [9] Robert E. Collin, *Antennas and Radiowave Propagation*, McGraw-Hill, 1987.
 [10] Contantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley Sons, 1989.

박 혁 균



1998년 2월: 홍익대학교 전자전기
제어공학과(공학사)
2000년 2월: 홍익대학교 전자공학과
및 마이크로파 연구실(공학석사)

성 혁 제



1986년 2월: 홍익대학교 전자공학과(공학사)
1989년 2월: 홍익대학교 전자공학과
일반대학원(공학석사)
1997년 8월: 홍익대학교 전자공학과
일반대학원(공학박사)
1990년 5월~1996년 4월: 한국통신

전임연구원

1997년 6월~1999년 11월: 기릉전자(주) 연구소 micro-wave 연구부 수석연구원

1999년 12월~현재: (주)팬택 연구소 수석연구원 IMT-2000 H/W 팀장

[주 관심분야] RF회로 설계 및 수치해석

손 병 문



1989년 2월: 홍익대학교 전자공학과(공학사)
1992년 2월: 홍익대학교 전자공학과(공학석사)
1992년 3월~1994년 1월: (주)LG 정밀 연구소
2000년 4월: 홍익대학교 전자공학과(공학박사)

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 조교수
1979년~현재: 홍익대학교 교수
[주 관심분야] 전자장, 초고주파 및 안테나 해석