

밀리미터파대 평면형 안테나의 광대역화 방안

A Study of Wideband Method for the Millimeter-wave Planar Antenna

이형수* · 실동범** · 이윤경** · 백락준** · 윤현보**

Hyung-Soo Lee* · Dong-Beam Seol** · Yun-Kyung Lee** · Rack-Jun Baek** · Hyun-Bo Yoon**

요 약

본 논문에서는 밀리미터파대 linear tapered slot(LTS) 안테나와 linear constant tapered slot(LCTS) 안테나를 시간영역 유한차분법(FDTD)을 이용하여 최적화한 후, 제작하고 측정하였다. 급전구조로 $\lambda/4$ 개방 스티브의 폭을 확장시킨 microstrip-to-slot transition을 사용하여 대역폭이 16.5 GHz(VSWR \leq 2)의 광대역 특성을 갖도록 제안하였다. 제작된 안테나의 해석값과 측정값을 비교한 결과 LTS 안테나의 대역폭이 각각 8.3 GHz(26.47%)와 7.1792 GHz(22.44%)였고, LCTS 안테나의 대역폭은 각각 8.1 GHz(26.47%)와 6.3243 GHz(20.43%)의 우수한 대역폭을 얻을 수 있었다.

Abstract

In this paper, the linear tapered slot(LTS) antenna and linear constant tapered slot(LCTS) antenna are optimized for millimeter-wave antenna by the finite difference time domain(FDTD) method and then fabricated and measured. The microstrip-to-slot transition is proposed with the widen $\lambda/4$ open stub as feeder for wide bandwidth of 16.5 GHz(VSWR \leq 2). The results of the calculation and measurement, the bandwidth of LTS antenna is 8.3 GHz(26.47%) and 7.1792 GHz(22.44%) respectively. Also, the bandwidth of LCTS antenna is 8.1 GHz(26.47%) and 6.3243 GHz(20.43%) respectively.

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 단면적이 작고, 여러 유형의 구조에 적합하게 제작이 가능하고, 경량이며 제작의 용이성과 경제성 등의 장점을 갖고 있으면서 주로 x-밴드까지 영역에서 다양한 구조의 안테나 제작에 사용되어져왔다.

주파수 자원에 대한 수요 급증으로 인하여 마이크로스트립 안테나를 밀리미터파대에 적용하는 연구가 활발히 진행되고 있으나 주파수 대역폭이 좁다

는 단점 때문에 실제 시스템에 적용할 경우 많은 제한을 가지므로 최근에는 밀리미터파대 평면형 안테나의 광대역 특성을 갖는 구조로 슬롯구조와 다층적층 구조 그리고 개구면 결합 적층 구조에 대한 연구가 진행되고 있으며, 특히 tapered slot 안테나와 spiral 안테나와 같이 특별한 구조에 대한 연구가 진행되고 있다^{[1]-[7]}.

본 논문에서는 광대역 특성을 갖는 밀리미터파대 평면형 안테나로 능동소자와의 집적화가 쉽고 단일 소자 이득이 7~10 dB 정도로 매우 높으며, E와 H

* 한국전자통신연구원(ETRI)

** 동국대학교 전자공학과 (Dept. of Electronic Eng., Dongguk Univ.)

· 논문 번호 : 990724-061

· 수정완료일자 : 1999년 10월 29일

복사패턴이 대칭형이며, 지향성을 가지며, 넓은 대역폭 특성을 갖는 tapered slot 안테나를 해석하였다. 급전구조로는 microstrip-to slot transition를 해석하였고, 일반적인 $\lambda/4$ 개방 스텐브(open stub)의 폭을 넓혀 주어 반사손실(return loss)을 개선시켰다. 밀리미터파대 평면형 광대역 안테나의 해석에는 다른 해석 방법들보다 다양한 구조의 해석이 용이하고, 광대역 주파수 응답특성을 구할 수 있으며, 다중 유전체 경계의 해석도 가능한 시간영역 유한차분법(Finite Difference Time Domain method : FDTD)을 사용하였다^{[1]-[7]}.

Tapered slot 복사체에 제안된 광대역 급전기를 결합하여 밀리미터파대 tapered slot 안테나를 구성하였는데, tapered된 모양에 따라 linear tapered slot(LTS) 안테나와 linear constant tapered slot(LCTS) 안테나들에 대하여 FDTD 방법을 통해 최적화 시킨 후 제작하여 측정값과 계산값을 비교하였다.

II. 급전구조

2-1 Microstrip-to-slot transition 구조

Microstrip-to-slot transition은 마이크로스트립 선로에 입력된 전·자계를 유전체를 통해 슬롯선로로 손실이 거의 없이 전달하는 방법을 말한다. 이 구조는 마이크로스트립 선로와 슬롯선로가 서로 직교하며, 작고, 구조에 비하여 손실이 적으며, 배열 구조에 적용이 가능한 특징을 가진다.

그림 1은 microstrip-to-slot transition의 기본구조이다. 마이크로스트립 선로는 윗면의 슬롯의 중심에서 $\lambda_m/4$ 길이를 갖는 개방회로이고 슬롯 선로 역시 아래면의 마이크로스트립 선로의 중심에서 $\lambda_s/4$ 길이를 갖는다.

그림 1에서 $\lambda_m/4$ 의 구형 스텐브의 길이는 마이크로스트립 선로의 가장자리 효과에 의한 선로 길이의 변화 Δl 를 고려해 주어야 한다. 유전체의 두께가 d 이고 유전상수가 ϵ_r 일 경우 확장선로 Δl 를 구하는 식은 다음과 같다.

$$\Delta l = (0.412d) \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \frac{W_m/d + 0.264}{W_m/d + 0.8} \quad (1)$$

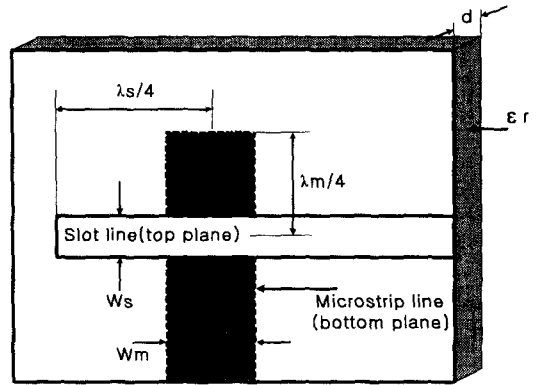


그림 1. Microstrip-to-slot transition의 구조^{[8],[9]}.
Fig. 1. Configuration of microstrip-to-slot transition.

$$\text{여기서 } \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12d}{W_m}\right)^{-1/2}$$

이고, W_m 은 마이크로스트립 선로의 폭이다.

유전체 내의 파장 λ_m 은 실효 유전상수 ϵ_e 에 의해 다음과 같다.

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2)$$

슬롯선로의 관내파장 λ_s 는 수식에 의해 다음과 같이 구할 수 있다^[10].

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_0} = 1.045 - 0.365 \ln \epsilon_r + \frac{6.4(W_s/d)\epsilon_r^{0.945}}{238.64 - 100W_s/d} - \left[0.148 - \frac{8.81(\epsilon_r + 0.95)}{100\epsilon_r}\right] \ln \frac{d}{\lambda_0} \quad (3)$$

여기서 W_s 는 슬롯 선로의 폭이다.

2-2 FDTD 방법을 이용한 microstrip-to-slot transition 해석

FDTD 방법을 이용한 microstrip-to-slot transition의 해석은 그림 2와 같이 back-to-back 구조를 구현하여 해석하여야 하며, 전체 해석 대상을 FDTD 격자로 분할할 경우, 계산영역내의 전자계 성분은 Maxwell 미분 방정식을 유한차분법형태로 표현한 식 (4)와 같다^[11].

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \times \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (4a)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \times \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (4b)$$

여기서 i, j, k, n 은 정수, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 각각 x, y, z 방향의 격자 크기이다.

식 (4)는 다음과 같은 안정조건^[12]을

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (5)$$

만족해야 한다. 여기서 v_{\max} 는 계산영역 매질 내에서의 최대 전파속도로 자유공간에서의 광속도와 같다.

광대역 특성을 갖는 microstrip-to-slot transition을 FDTD로 해석하기 위해서 해석영역을 충분히 포함되도록 설정하고, 해석 대상영역에서 입력 여기면, 도체 경계면, 유전체 경계면에 Mur 의 1차 흡수경계조건^[13]을 적용하였다.

정확한 해석을 위해서 유전체 두께를 2개의 단위 격자, $2\Delta z$ 로 분할하고, 마이크로스트립 급전선로 및 슬롯 선로의 길이와 폭을 x, y 방향으로 각각 정수배로 분할하였다. 사용한 공간 분할 간격은, $\Delta x = 0.127 \text{ mm}, \Delta y = 0.39628 \text{ mm}, \Delta z = 0.254 \text{ mm}$ 이고, 총 격자는 x, y, z 방향으로 각각 $82 \times 85 \times 32$ 으로 그 결과를 그림 2에 나타내었다. 여기서 유전체 두께 d 는 0.508 mm 이고, 유전체의 유전상수 ϵ_r 은 2.2이다.

입력 신호는 가우시안 펄스를 TEM 여기방법으로 여기하였고, 여기면으로부터 슬롯선로 중심까지 급전선로의 길이는 진행펄스의 안정화 시간을 고려하여 $41\Delta x$ 로 설정하였으며, 시간 간격 Δt 는 식 (5)의 안정조건이 만족 되도록 약 $2.118 \times 10^{-1} \text{ ps}$ 로

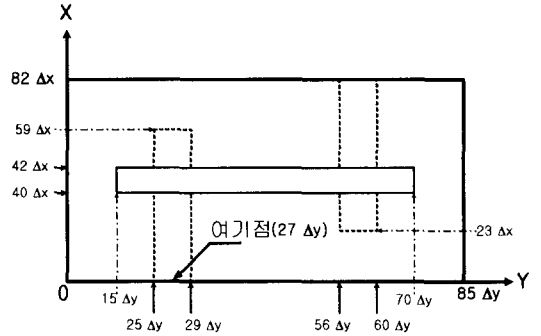


그림 2. Microstrip-to-slot transition의 FDTD 계산 영역

Fig. 2. The computational region of FDTD for microstrip-to-slot transition.

하였다. FDTD 계산후 Fourier 변환시 주파수 영역에서 응답 특성에 대한 해상도를 약 236 MHz로 하기 위하여 20,000번의 반복계산을 수행하였다. 해석 주파수 영역은 직류에서부터 약 127 GHz까지로 하였다.

FDTD 계산결과, 기준점 $15\Delta x$ 에서의 전압값을 Fourier 변환하여 계산한 반사손실, 즉 microstrip-to-slot transition의 S_{11} 은 그림 3과 같으며 -10 dB 를 기준으로 할 때의 대역폭은 약 12.5 GHz 이다.

그림 4의 S_{21} 은 -5 dB 를 기준으로 할 때 27.5~41 GHz 까지 여기가 된 것을 볼 수 있는데 이것은 S_{11} 의 대역폭과는 차이가 있다. 이러한 차이는 슬롯

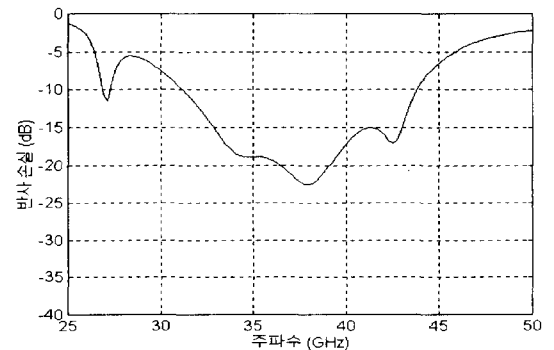


그림 3. FDTD 해석에 의한 microstrip-to-slot transition의 S_{11} .

Fig. 3. S_{11} for microstrip-to-slot transition by the FDTD analysis.

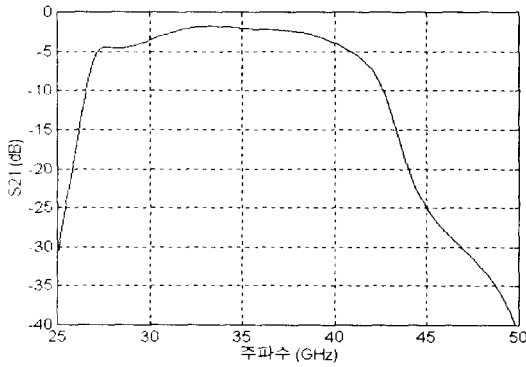


그림 4. FDTD 해석에 의한 microstrip-to-slot transition의 S_{21} .

Fig. 4. S_{21} for microstrip-to-slot transition by the FDTD analysis.

선로에서 생긴 복사 손실과 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로 사이의 결합시의 부정합이라 생각된다.

2-3 개선된 microstrip-to-slot transition 구조 해석

밀리미터파대라는 점을 감안하여 일반적인 microstrip-to-slot transition 구조의 해석보다 더 효과적인 결합을 시켜 주기 위해서 그림 5와 같이 밑면의 마이크로스트립 선로가 윗면의 슬롯 선로를 지나서부터 존재하는 $\lambda_s/4$ 개방 스테르브의 폭 W_s 을 좀더 넓혀 주었다^{[14]-[16]}.

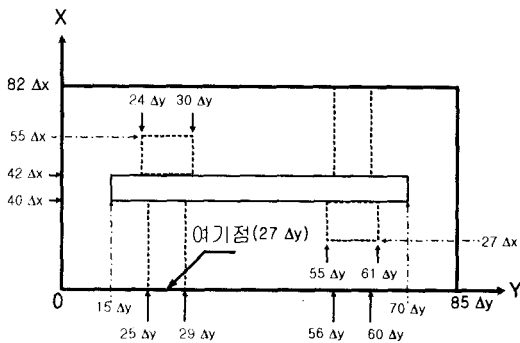


그림 5. 개선된 microstrip-to-slot transition의 FDTD 계산 영역.

Fig. 5. The computational region of FDTD for improved microstrip-to-slot transition.

그림 5는 개선된 microstrip-to-slot transition에 대한 FDTD 계산영역이다.

FDTD 계산결과, 그림 6은 기준점 $15\Delta x$ 에서의 전압값들을 Fourier 변환하여 계산한 S_{11} 의 반사손실이며, -10 dB를 기준으로 할 때 이 microstrip-to-slot transition의 대역폭은 약 16.5 GHz이다.

그림 7의 S_{21} 은 -5 dB을 기준으로 할 때 27.5~41.5 GHz 까지 여기가 된 것을 볼 수 있는데 이것은 S_{11} 의 대역폭과는 약 2.5 GHz 차이가 있다. 이러한

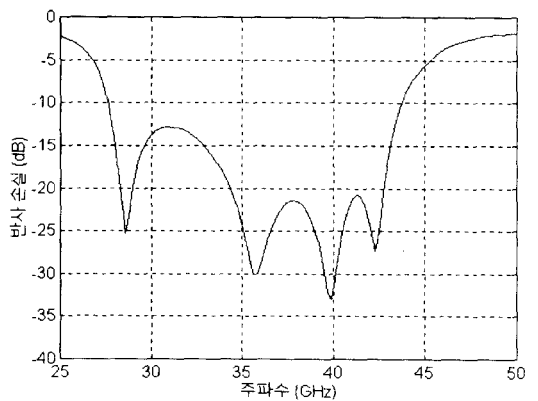


그림 6. FDTD 해석에 의한 개선된 microstrip-to-slot transition의 S_{11} .

Fig. 6. S_{11} for improved microstrip-to-slot transition by the FDTD analysis.

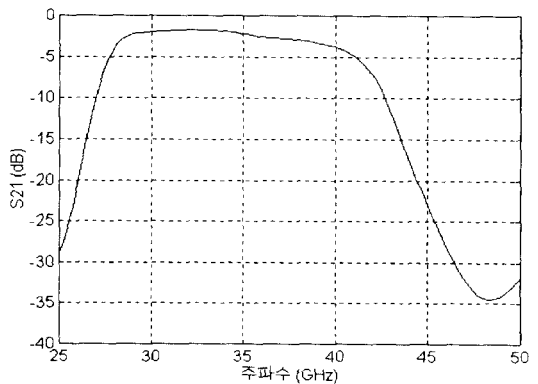


그림 7. FDTD 해석에 의한 개선된 microstrip-to-slot transition의 S_{21}

Fig. 7. S_{21} for improved microstrip-to-slot transition by the FDTD analysis.

차이는 슬롯 선로에서 생긴 복사손실과 마이크로스트립 선로와 슬롯선로 사이의 결합시의 부정합 때문이라 생각된다. 기존의 microstrip-to-slot transition의 FDTD 해석 결과와 비교해 보면, 개선된 microstrip-to-slot transition의 S_{11} 과 S_{21} 이 특히 27~32 GHz 사이에서의 결합이 개선된 것을 확인할 수 있다.

III. Tapered slot 안테나 해석

3-1 LTS 안테나의 FDTD 해석

Tapered slot 안테나의 기본 구조는 얇은 유전체 층의 한면에는 tapered slot을 만들고, 다른 한면에 마이크로스트립 선로를 이용하여 급전시키는 형태이다^[17].

급전기 방향으로는 슬롯의 폭을 아주 좁게 만들어 입력 전송선과 급전을 용이하게 하고 슬롯 자체에서 생길 수 있는 복사를 최소화 시키며, 반대방향으로는 슬롯을 taper 형태로 점점 넓게 해주어 전파가 진행해가면서 서서히 복사하게 한다. 이러한 tapered slot 영역을 따라 λ_g (유전체내에서 파장)가 계속 변하기 때문에 tapered slot 안테나는 multioctave 대역폭을 가질 수 있다^[14]. 먼저 일반적인 빔폭을 갖는 그림 8과 같은 linear 형태의 slot 안테나를 FDTD로 해석하였다.

밀리미터파대 LTS 안테나는 급전기로 폭이 넓은 $\lambda_0/4$ 개방 스텔브의 microstrip-to-slot transition을 이용하였고, tapered slot 복사체와 연결하였으며, 40° 의 빔폭을 얻기 위하여 2α 를 12.1952° 로 하고 tapered 시킨 길이 L 은 $48.74\text{ mm}(4.55\lambda_0)$ 이며, tapered slot 의 최종단의 폭 W 는 $10.67\text{ mm}(1\lambda_0)$ 로 FDTD를 이용하여 최적화하였다. 여기서 λ_0 는 28 GHz 일 때 자유공간 파장이다.

LTS 안테나의 FDTD 계산영역에서 사용한 공간 분할 간격은 $\Delta x=0.127\text{ mm}$, $\Delta y=0.39628\text{ mm}$, $\Delta z=0.254\text{ mm}$ 이고, 총 격자는 x, y, z 방향으로 각각 $126 \times 196 \times 32$ 이다. 여기서 유전체 두께 d 는 0.508 mm 이고, 유전체의 유전상수 ϵ_r 은 2.2 이다. 특히 tapered 되는 부분에 있어서는 그림 8과 같이 계단 근사법(steped approximation method)을 이용하였

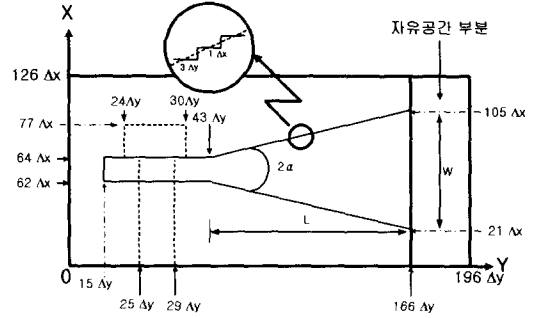


그림 8. LTS 안테나의 FDTD 계산 영역.

Fig. 8. The computational region of FDTD for LTS antenna.

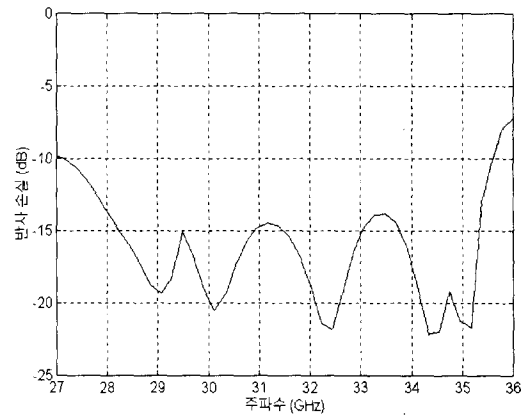


그림 9. FDTD 해석에 의한 LTS 안테나의 반사손실
Fig. 9. Return loss of LTS antenna by the FDTD Analysis.

고, 계단은 $6.0976^\circ (= \alpha)$ 로 해주기 위해 y축으로 3칸 이동할 때마다 x축으로 1칸씩 이동하였다.

입력신호는 가우시안 펄스를 TEM 여기방법으로 여기하였고, 여기면으로부터 슬롯 선로 중심까지 급전선로의 길이는 진행펄스의 안정화 시간을 고려하여 $63 \Delta x$ 로 설정하였으며, 시간 간격 Δt 는 식 (5)의 안정 조건이 만족 되도록 약 2.118×10^{-11} ps로 하였다. FDTD 계산후 Fourier 변환시 주파수 영역에서 응답 특성에 대한 해상도를 약 236 MHz로 하기 위하여 20,000번의 반복계산을 수행하였다. 해석 주파수 영역은 직류에서부터 약 127 GHz 까지로 microstrip-to-slot transition과 같게 하였다.

FDTD 계산결과, 이 안테나의 반사손실은 그림 9

와 같으며 -10dB를 기준으로 할 때 대역폭은 약 8.3 GHz이다.

3-2 LCTS 안테나 해석

LCTS 안테나는 그림 10과 같이 일정한 기울기를 가지고 tapered되다가 기울기가 0°인 일정한폭을 갖는 구조이다.

이 안테나도 마찬가지로 $\lambda_{sl}/4$ 개방 스테브의 microstrip-to-slot transition을 이용하여 tapered slot 복사체와 연결시켜 주었으며, 50°의 빔폭을 얻기 위해 2α 는 12.1952°이고 tapered시킨 길이 L 은 11.89 mm($1.11\lambda_0$), constant slot 선로 길이 L_c 는 3.57 mm($0.33\lambda_0$)이며 tapered slot의 최종단의 폭 W 는 2.794 mm($0.26\lambda_0$)가 되도록 FDTD를 이용하여 최

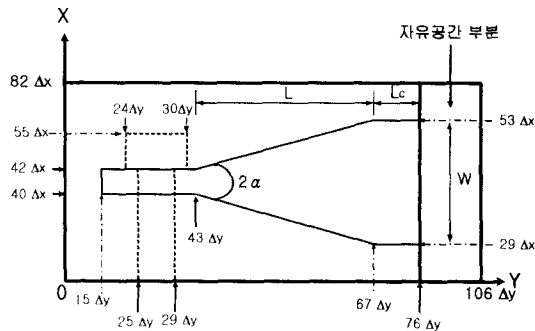


그림 10. LCTS 안테나의 FDTD 계산 영역.
Fig. 10. The computational region of FDTD for LCTS antenna. 주소

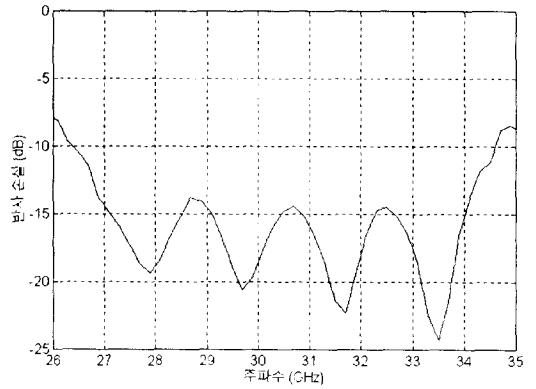


그림 11. FDTD 해석에 의한 LCTS 안테나의 반사손실
Fig. 11. Return loss of LCTS antenna by the FDTD analysis.

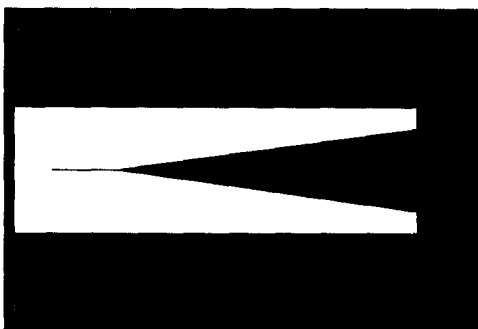
적화 하였다. 여기서 λ_0 는 28 GHz 일 때 자유공간 파장이며, 그림 10은 LCTS 안테나의 FDTD 계산영역이고, 총 격자수는 x, y, z 방향으로 각각 $82 \times 106 \times 32$ 이다.

FDTD 계산결과, 이 안테나의 반사손실은 그림 11과 같으며 -10 dB를 기준으로 할 때 대역폭은 약 8.1 GHz이다.

IV. 제작 및 측정

4-1 LTS 와 LCTS 안테나 제작

최적화된 LTS와 LCTS 안테나를 RT-duroid

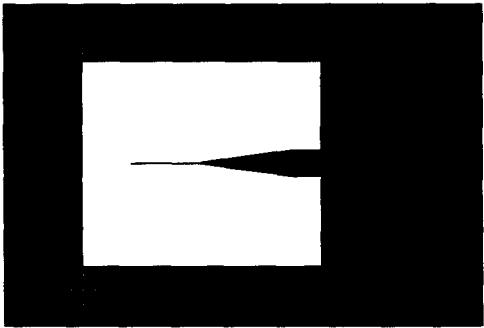


(a)

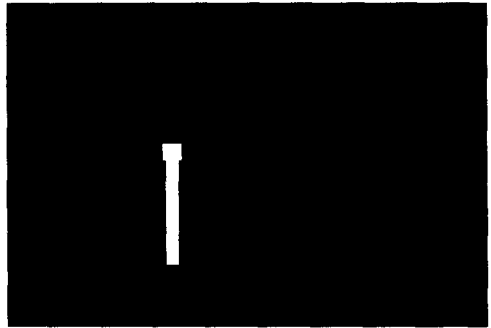


(b)

그림 12. 제작된 LTS 안테나의 음화필름. (a) LTS(앞면), (b) 급전선로(아래면)
Fig. 12. Negative film of the fabricated LTS antenna. (a) LTS(Front), (b) feeder line(Back).



(a)



(b)

그림 13. 제작된 LCTS 안테나의 음화필름. (a) LCTS(앞면), (b) 급전선로(아래면)

Fig. 13. Negative film of the fabricated LCTS antenna. (a) LCTS(Front), (b) feeder line (Back).

5880 시리즈인 $\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm, 동박두께 0.5oz($18\mu\text{m}$)인 기판을 이용하여 사진 감광법으로 제작하였다. 그림 12와 그림 13은 제작된 LTS와 LCTS 안테나 구조의 음화필름(negative film)이며, 실제 크기의 4 : 1로 AutoCAD(14v)를 이용하여 설계한 것이다.

4-2 LTS와 LCTS 안테나의 측정

제작된 LTS와 LCTS 안테나들을 HP 8722A network analyzer로 측정한 반사손실은 각각 그림 14와 그림 17이고, 정재파비는 그림 15와 그림 18이

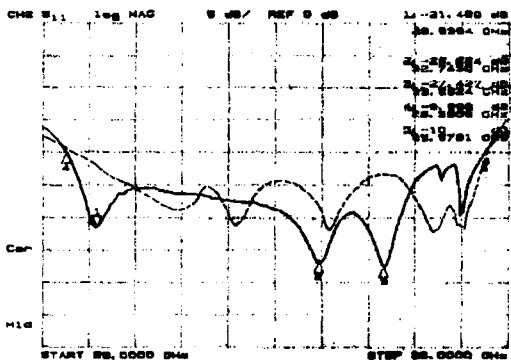


그림 14. LTS 안테나의 측정과 FDTD 계산 반사손실

—— : 측정값, ----- : 계산값

Fig. 14. The measured and FDTD calculated return loss of LTS antenna.

—— : measured results,
----- : calculated results.

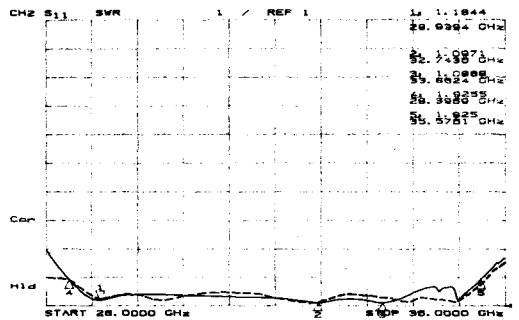


그림 15. LTS 안테나의 측정과 FDTD 계산 정재파비

—— : 측정값, ----- : 계산값

Fig. 15. The measured and FDTD calculated VSWR of LTS antenna.

—— : measured results,
----- : calculated results.

며 그리고 임피던스를 FDTD 해석치와 비교한 것이 그림 16과 그림 19이다.

그림 14와 그림 17에서 보면 FDTD 해석에 의한 반사손실들은 측정치와 다른 연속적인 여러 개의 폴을 갖는데 이것은 FDTD 해석시 일정한 기울기를 갖는 tapered 선로를 계단 근사법으로 해석하였기 때문인 것으로 사료되며, VSWR이 2 이하일 때 대역폭에서도 해석치와 측정치를 비교한 결과 LTS 안테나의 대역폭이 각각 8.3 GHz(26.47%)와 7.1792 GHz(22.44%)였고, LCTS 안테나의 대역폭은 각각 8.1 GHz(26.47%)와 6.3243 GHz(20.43%)임을 확인하였는데 대역폭에 대한 해석치와 측정치의 오차의 원인은 제작시 슬롯의 폭이 $254\mu\text{m}$ 로 매우

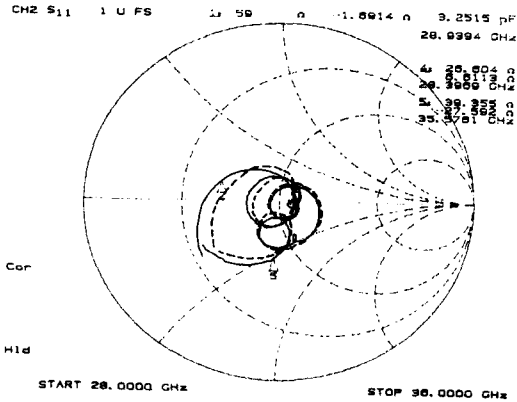


그림 16. LTS 안테나의 측정과 FDTD 계산 임피던스

—— : 측정값, - - - - : 계산값

Fig. 16. The measured and FDTD calculated impedance of LTS antenna.

—— : measured results,
- - - - : calculated results,

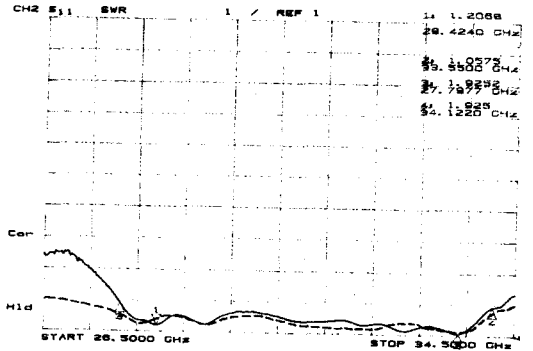


그림 18. LCTS 안테나의 측정과 FDTD 계산 정재파비

—— : 측정값, - - - - : 계산값

Fig. 18. The measured and FDTD calculated VSWR of LCTS antenna.

—— : measured results,
- - - - : calculated results

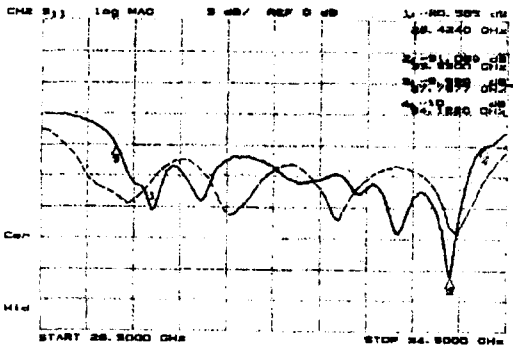


그림 17. LCTS 안테나의 측정과 FDTD 계산 반사손실

—— : 측정값, - - - - : 계산값

Fig. 17. The measured and FDTD calculated return loss of LCTS antenna.

—— : measured results,
- - - - : calculated results

정밀하게 제작되어야 하는데 약 $55\mu\text{m}$ 정도 더 좁게 제작되어 급전선로와 복사슬롯의 부정합이 발생했기 때문이다.

그림 21과 그림 22는 혼 안테나를 사용하여 LTS와 LCTS 안테나의 복사패턴을 측정하였다. 여기서 입력신호는 28 GHz의 정현신호를 사용하였다. 복사패턴의 이론치는 축방향에 대하여 대칭이나 실험치

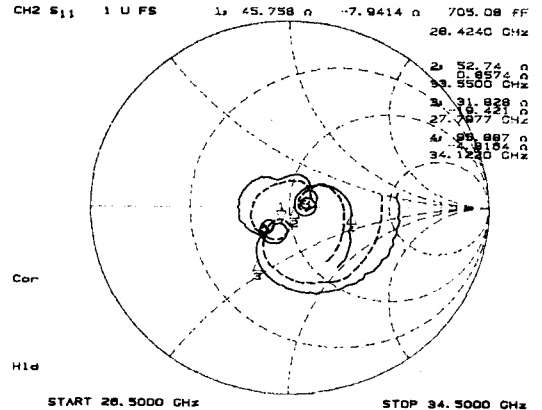


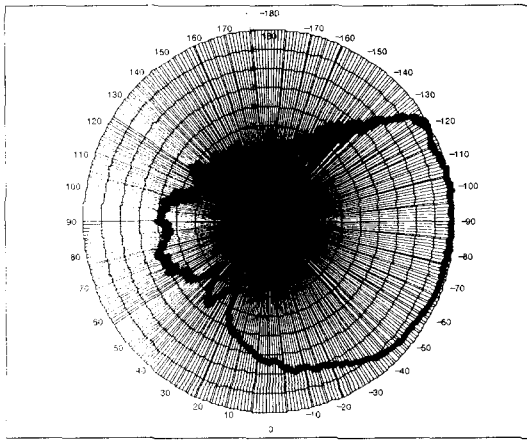
그림 19. LCTS 안테나의 측정과 FDTD 계산 임피던스

—— : 측정값, - - - - : 계산값

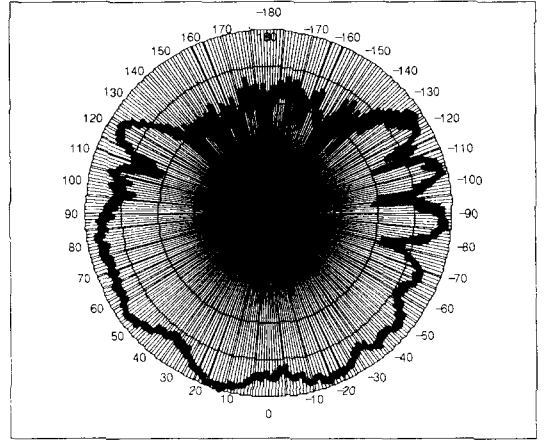
Fig. 19. The measured and FDTD calculated impedance of LCTS antenna.

—— : measured results,
- - - - : calculated results

는 그러하지 못한 이유는 패턴 측정시 출력 신호가 미세하여 정확한 결과를 얻는데 한계가 있었으며, 밀리미터파대 주파수에 대한 측정 경험 미숙으로 인한 측정 오차 때문으로 생각된다.



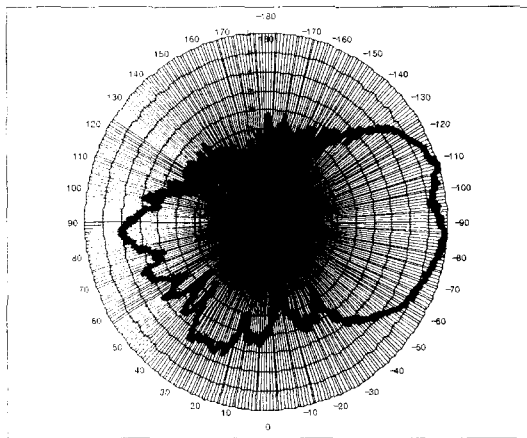
(a)



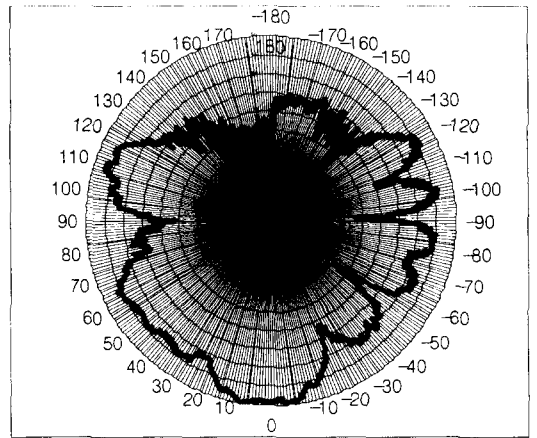
(b)

그림 20. 측정된 LTS 안테나의 복사패턴. (a) E-패턴, (b) H-패턴

Fig. 20. The measured radiation patterns of LTS antenna, (a) E-plane, (b) H-plane.



(a)



(b)

그림 21. 측정된 LCTS 안테나의 복사패턴. (a) E-패턴, (b) H-패턴

Fig. 21. The measured radiation patterns of LCTS antenna, (a) E-plane, (b) H-plane.

V. 결 론

본 논문에서는 밀리미터파대 평면형 안테나로 tapered slot 안테나와 이 안테나에서 가장 중요시 되는 광대역 특성의 급전기로 microstrip-to-slot transition을 사용하였다. 특히 microstrip-to-slot transition의 결합 특성을 좋게하기 위하여 $\lambda/4$ 개방 스텐브의 폭을 넓혀주는 개선된 microstrip-to-slot transition을 사용하여 광대역 특성을 갖게 하였고, FDTD 방

법을 이용하여 대역폭이 16.5 GHz (VSWR ≤ 2 일 때)를 갖도록 크기를 최적화 시켜 주었다. 이 급전구조를 LTS와 LCTS에 적용시켜 안테나를 설계하고 FDTD 방법으로 최적화 시킨 후 제작 및 측정하였다.

반사손실과 정재파비에 대하여 해석값들과 측정값들을 비교한 결과 VSWR가 2이하일 때를 기준으로 LTS 안테나의 대역폭이 각각 8.3 GHz(26.47 %)와 7.1792 GHz(22.44 %)였고, LCTS 안테나의 대역폭이 각각 8.1 GHz(26.47 %)와 6.3243 GHz(20.43 %)

의 우수한 대역폭을 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] P. Bhartia, K. V. S. Rao and R. S. Tomar, "Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas," Artech House, 1991.
- [2] Ito, K. "Circularly polarised printed antenna with wide axial-ratio bandwidth using strip dipoles and slots," *Proc. IEE*, vol. 130, Pt. H, no. 6, pp. 397-401, Oct., 1983.
- [3] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas propagat.*, vol. AP-39, no. 12, pp. 1770-1776, Dec., 1991.
- [4] Buttegenbach, T. H., R. E. Miller, M. J. Wenler, D. M. Watson, and T. G. Phillips, "A broad-band low-noise SIS receiver for submillimeter astronomy" *IEEE Trans. MTT-36*, no. 12, pp. 1720-1726, Dec., 1988.
- [5] Yngvesson, K. S. et al, "End-fire tapered slot antennas on dielectric substrates" *IEEE Trans. AP-33*, no. 12, pp. 1392-1400, Dec., 1985.
- [6] Janaswany, R. and D. H. Schaubert "Analysis of the tapered slot antenna" *IEEE Trans AP-35*, no. 9, pp. 1058-1065, Sep., 1987.
- [7] Satoru Sugawara, Yutaka Maita, Kazuhiko Adachi, Koji Mori and Koji Mizuno, "A mm-wave tapered slot antenna with improved radiation pattern," *IEEE MTT-S Digest*, 1997, pp. 959-962.
- [8] Kai Fong Lee and Wei Chen, "Advances in Microstrip and Printed Antennas," John Wiley & Sons, 1997.
- [9] Y. H. Choung and W. C. Wong, "Micro-wave and Millimeter-Wave Slotline Transition Design," *Microwave J.*, vol. 37, no. 3, pp. 77-89, 1994.
- [10] R. Janaswamy and D. H. Schaubert, "Characteristic impedance of a wide slotline on substrates," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-34, pp. 900, Feb., 1986.
- [11] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-14, no. 3, 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. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-23, no. 6, pp. 623-630, Jun., 1975.
- [13] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers, "The finite difference time domain method for electromagnetics," CRC Press, 1993.
- [14] Hung-Yu Yang and Nicolaos G. Alexopoulos, "A dynamic model for microstrip-slotline transition and related structures," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-36, no. 2 pp. 286-293, Feb., 1988.
- [15] Bernd Schuppert, "Microstrip/slotline transitions: Modeling and experimental investigation," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-36, no. 8 pp. 1272-1282, Aug., 1988.
- [16] Jeffrey B. Knorr, "Slotline transitions," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, pp. 548-554, May, 1974.
- [17] S. N. Prasad and S. Mahapatra, "A new MIC slot-line aerial," *IEEE Trans. Antennas propagat.*, vol. AP-31, no. 3, pp. 525-527, May, 1983.

이 형 수

1980년: 경북대학교 전자공학과(공학사)
1985년: 연세대학교 전자계산학과(공학석사)
1995년: 성균관대학교 정보공학과(공학박사)
1983년~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원

설 동 범

1999년: 동국대학교 전자공학(공학사)
1999년~현재: 동국대학교 전자공학과(석사과정)

이 윤 경

1993년: 서울산업대학교 매체공학과(공학사)
1995년: 동국대학교 전자공학과(공학석사)
1996년~현재: 동국대학교 전자공학과(박사과정)

백 락 준

1985년: 동국대학교 전자공학과(공학사)
1987년: 동국대학교 전자공학과(공학석사)
2000년: 동국대학교 전자공학과(공학박사)
1990년~현재: (주)에이스 테크놀로지 중앙연구소장

윤 현 보

1979년~현재: 동국대학교 전자공학과 교수