

碩士學位論文

변형된 급전선로를 이용한 광대역
마이크로스트립 슬롯 안테나 설계 및 제작



濟州大學校 大學院

通信工學科

文 榮 吉

2003 年 12 月

변형된 급전선로를 이용한 광대역
마이크로스트립 슬롯 안테나 설계 및 제작

指導教授 金 興 洙

文 榮 吉

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함



文榮吉의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 梁 斗 榮 印

委 員 康 鎭 植 印

委 員 金 興 洙 印

濟州大學校 大學院

2003年 12 月

Design and Fabrication of the Broadband Microstrip
Slot Antenna Using the Modified Feedline

Young-Kil Moon
(Supervised by professor Heung-Soo Kim)

A thesis submitted in partial fulfillment of the
requirement for the degree of Master of Science
2003. 12.

This thesis has been examined and approved.

Thesis director, Doo-yeong Yang, Prof. of Telecom. Eng.

(Name and signature)

Date

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

목 차

Abstract	1
I. 서론	2
II. 마이크로스트립 슬롯 안테나	5
1. 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조 및 특징	5
1) 폭이 좁은 슬롯 안테나	6
2) 폭이 넓은 슬롯 안테나	8
2. 슬롯에서의 공진 모드	13
1) 구형 도파관에서의 TE 공진 모드	14
2) 구형 도파관에서의 TM 공진 모드	16
III. 마이크로스트립 슬롯 안테나 설계	18
1. 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나 설계	18
2. T-모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나 설계	21
3. 포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나 설계	25
1) 포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조	25
2) 설계 변수 변화에 따른 슬롯 안테나 특징	28
(1) 급전선로의 길이 변화에 따른 슬롯 안테나 특징	29
(2) 슬롯의 크기 변화에 따른 슬롯 안테나 특징	31
(3) 윗셋 간격에 따른 슬롯 안테나 특징	33
3) 설계 결과	34
IV. 제작 및 측정	37
V. 결론	43
참고 문헌	45

Abstract

In this thesis, the microstrip slot antenna using the modified feedline is designed and fabricated. To obtain a broadband characteristic of a microstrip slot antenna, a wide slot and a fork-shaped feedline are used.

Most conventional microstrip-line-fed slot antennas have a high value of radiation resistance, and the microstrip-line-fed wide slot antennas have the difficulty of matching the input impedance due to a dynamic change of radiation resistance. Although a microstrip slot antenna with a T-shaped feedline is capable of matching the input impedance for narrow as well as wide slot, it has the limit of improving bandwidth due to a dynamic change of radiation resistance at high frequency.

In this thesis, by being a T-shaped feedline transformed into a fork-shaped feedline, the input impedance of a microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline is matched at each resonance frequency which is generated in a wide slot. Resonance modes in a wide slot are investigated from the modes of a waveguide, and Ensemble 6.0 is used to examine the impedance matching. Design parameters of a microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline are a length of a fork-shaped feedline and a size of a wide slot, an offset position between the center of slot and feedline. The characteristics of the slot antenna as a function of these design parameters are analyzed. As a result, the broadband microstrip slot antenna is designed.

The microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline is fabricated on the teflon substrate which has the relative permittivity of 3.38 and the thickness of 0.762 mm. Bandwidth of the fabricated microstrip slot antenna is from 1.65 GHz to 6.20 GHz for $VSWR \leq 2$.

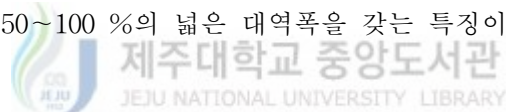
I. 서론

최근 이동통신 및 위성통신의 급속한 발달로 셀룰러 이동 통신, PCS(Personal Communication Service), 위성 이동통신 등 각종 분야에서 다양한 서비스 제공이 가능하게 되었고, 차세대 이동 통신 시스템인 IMT-2000(International Mobile Telecommunication 2000)과 최근의 블루투스나 W-LAN(Wireless Local Area Network), LMDS(Local Multipoint Distribution System)와 같은 B-WLL(Broadband Wireless Local Loop) 서비스 등이 구체화되고 있다. 이러한 새로운 무선 서비스를 더욱 빠르고 다양하게 이용하기 위해서는 광대역 안테나가 요구되고 있고, 특히 무선 통신 기술의 급속한 발전으로 기존에 제공되는 서비스와 신규 서비스를 하나의 안테나로 통합할 수 있는 광대역 안테나의 개발이 필요하게 되었다. 최근에는 마이크로스트립 패치 안테나의 광대역화에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다.

마이크로스트립 패치 안테나는 제작이 용이하고 적은 가격으로 대량 생산이 가능하며, 부피가 작고 가벼운 장점을 갖고 있지만, 대역폭이 협소한 단점을 가지고 있다. 그래서 이러한 마이크로스트립 패치 안테나의 협대역 특성을 개선하기 위하여 다양한 방법들이 제시되었다. 협대역 특성을 개선하기 위한 방법으로는 유전율이 낮고 두께가 두꺼운 기판을 이용하는 방법(Pozar, 1986), 적층 구조(Targonski 등, 1988), 기생 패치 구조(Kumar 등, 1984), 임피던스 정합 회로 결합 구조(Pues 등, 1989), 슬롯이 삽입된 패치 구조(Lee 등 1996) 등을 이용한 방법들이 보고 되었다. 유전체의 유전율이 낮고 두께가 두꺼운 기판일수록 대역폭은 향상되지만 표면파와 고차모드가 발생하므로 이러한 기판을 사용하는 데는 제한이 따른다. 또한 적층 구조를 이용하는 방법은 두 개 이상의 패치를 서로 다른 층에 수직으로 배열하여 다중 공진 효과에 의해 광대역 특성을 얻을 수 있지만 안테나의 부피가 커지고 제작하기가 어려운 문제가 있다. 기생 패치 구조를 이용한 방법은 두 개 이상의 패치를 동일 층에 배열하여 각 패치 간의 결합 특성에 의해 대역폭이 향상되지만 안테나의 크기가 증가한다. 이러한 점들로 인해

단일 방사 소자만을 사용하여 비교적 넓은 대역 특성을 얻을 수 있는 마이크로 스트립 슬롯 안테나가 많이 사용되고 있다.

Yoshimura(1972)에 의해 처음 제안된 마이크로스트립 슬롯 안테나는 빔폭이 넓으며 마이크로스트립 패치 안테나에 비하여 대역폭이 넓고, 제작이 용이한 장점이 있다. 마이크로스트립 슬롯 안테나에 대한 연구는 Pozar(1986) 등에 의해 지속되어 왔고, 특히 최근에는 폭이 넓은 슬롯 안테나에 대한 연구가 진행되고 있다.(Kahrizi 등, 1993) 폭이 넓은 슬롯에서는 전계가 슬롯의 폭 방향뿐만 아니라 길이 방향으로도 존재하게 되므로 다중 모드가 발생하게 된다. 이러한 특징을 이용하여 슬롯 안테나에서의 급전 구조를 변형함으로써 다중 모드에 대해서 임피던스 정합을 이루어 대역폭을 개선하는 연구가 이루어졌다. 급전선로를 변형하여 폭이 넓은 슬롯과 임피던스 정합을 이루는 방법으로는 T-모양 급전선로를 이용한 방법, T-모양 급전선로에 병렬 스텐더를 연결하는 방법, 그리고 역 L형 급전선로를 이용한 방법 등이 제시되었고, 이러한 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나는 약 50~100 %의 넓은 대역폭을 갖는 특징이 있다.(Kim 등, 2000), (Jang, 2002)



본 논문에서는 광대역 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설계하고 제작한다. 슬롯 안테나의 광대역 특성을 얻기 위해 폭이 넓은 슬롯과 포크 모양 급전선로를 이용하여 폭이 넓은 슬롯에서 발생하는 다중 모드에 대해서 임피던스를 정합시킨다. 우선 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나를 설계하여 정합 특성을 확인한 후, T-모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나를 설계하여 슬롯의 폭과 급전선로의 형태에 따른 임피던스 정합 특성을 확인한다. 그리고 T-모양 급전선로의 끝단에 수직선로를 추가하여 포크 모양의 급전선로로 변형하고, 슬롯의 크기를 조절하여 다중 모드에 대해서 임피던스를 정합시킨다. 포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나에서 대역폭과 임피던스 정합에 가장 큰 영향을 주는 설계 변수는 포크 모양 급전선로의 길이와 슬롯의 크기, 그리고 슬롯의 중심과 수평선로 중심 간의 오프셋(Offset) 길이로서, 각각의 설계 변수 변화에 따른 슬롯 안테나의 특성을 시뮬레이션을 통해 분석하여 설계 변수를 결정한다. 결정된 설계 변수를 이용하여 포크 모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설

계 제작하고, 이 안테나의 특성을 측정하여 광대역 특성을 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조와 특징에 대해서 기술하며, 슬롯 안테나를 폭이 좁은 슬롯 안테나와 폭이 넓은 슬롯 안테나로 구분하여 각각에 대한 특징과 입력 임피던스를 계산하는 방법을 기술한다. 또한 슬롯에서의 공진 모드와 유사한 도파관에서의 공진 모드에 대해서 기술한다. 제 III장에서는 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나와 T-모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나, 그리고 포크 모양의 급전선로를 갖는 슬롯 안테나를 설계한다. T-모양 급전선로를 포크 모양 급전선로로 변형하는 과정에서 슬롯과의 임피던스 정합을 위해 포크 모양 급전선로와 슬롯의 크기, 읍셋 간격의 변화에 따른 슬롯 안테나의 특성을 시뮬레이션을 통해 고찰한다. 그리고 포크 모양의 급전선로를 갖는 광대역 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설계한다. 제 IV장에서는 설계한 안테나를 제작하고, 제작한 안테나의 특성을 측정하여 시뮬레이션 결과와 비교, 분석한다. 마지막으로 제 V장에서는 본 논문에 대한 결론을 맺는다.



II. 마이크로스트립 슬롯 안테나

1. 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조 및 특징

최근 마이크로스트립 슬롯 안테나는 위상 배열 안테나뿐만 아니라 하나의 독립된 안테나로도 널리 사용되고 있다. 마이크로스트립 슬롯 안테나는 빔폭이 넓으며 마이크로스트립 패치 안테나에 비해 대역폭이 넓고 일반적으로 -35 dB 이하의 아주 낮은 교차 편파 레벨을 갖는 특징이 있다. 또한 마이크로스트립 슬롯 안테나는 양방향의 방사 패턴을 갖는다.

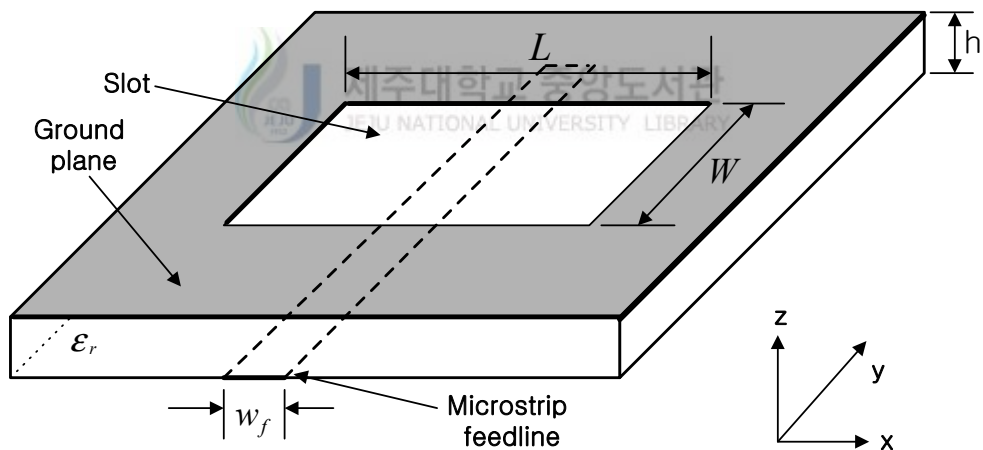


Fig. 1. Geometry of a microstrip-line-fed slot antenna.

마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조는 그림 1과 같다. 마이크로스트립 급전 슬롯 안테나는 접지면에 슬롯이 구성되고 유전체 반대편에 마이크로스트립 급전선로가 놓여있는 형태이다. 마이크로스트립 급전선로를 따라 전파된 에너지가 슬롯

을 여기 시키고, 슬롯에서 전자계 에너지가 방사된다. 슬롯을 여기 시키기 위한 방법으로는 마이크로스트립 선로를 슬롯의 중심부를 가로지르도록 구성하여 슬롯의 끝 부분에 단락시키는 방법과 마이크로스트립 선로를 개방시키고 슬롯의 끝에서 급전선로 끝단까지의 길이가 $\lambda_g/4$ 가 되도록 하여 등가적으로 단락시키는 방법이 있다.(Pozar 1986), (Bhal 등, 1980)

마이크로스트립 슬롯 안테나는 슬롯 폭의 너비에 따라 폭이 좁은 슬롯 안테나와 폭이 넓은 슬롯 안테나로 구분할 수 있고, 급전 방식에 따라 중앙 급전 방식과 옆쪽 급전 방식으로 구분된다. 폭이 좁은 슬롯 안테나는 슬롯의 폭이 슬롯의 길이보다 아주 작은 경우이고, 폭이 넓은 슬롯 안테나는 슬롯의 폭이 슬롯의 길이와 비슷한 경우를 나타낸다.(Bhal 등, 1980) 본 논문에서는 폭이 좁은 슬롯 안테나와 폭이 넓은 슬롯 안테나의 특징을 알아보고, 광대역 특성에 영향을 주는 입력 임피던스를 계산하는 방법에 대해서 고찰한다.

1) 폭이 좁은 마이크로스트립 슬롯 안테나

폭이 좁은 슬롯 안테나에서 전계는 슬롯의 길이 방향으로 거의 발생하지 않기 때문에 무시할 수 있다. 마이크로스트립 슬롯 안테나를 급전하는 일반적인 방법은 슬롯의 중앙에서 급전하는 방법이다.

그림 2는 슬롯의 중앙에서 급전되는 폭이 좁은 슬롯 안테나의 등가회로를 나타낸다. 그림 2의 등가회로에서의 입력 임피던스는 방사저항과 리액턴스 성분의 직렬 결합이 된다. 방사 슬롯이 설계 주파수에서 공진되면 입력 임피던스의 리액턴스 성분은 '0'이 된다.

$$Z_{in} = R + jX \quad (1)$$

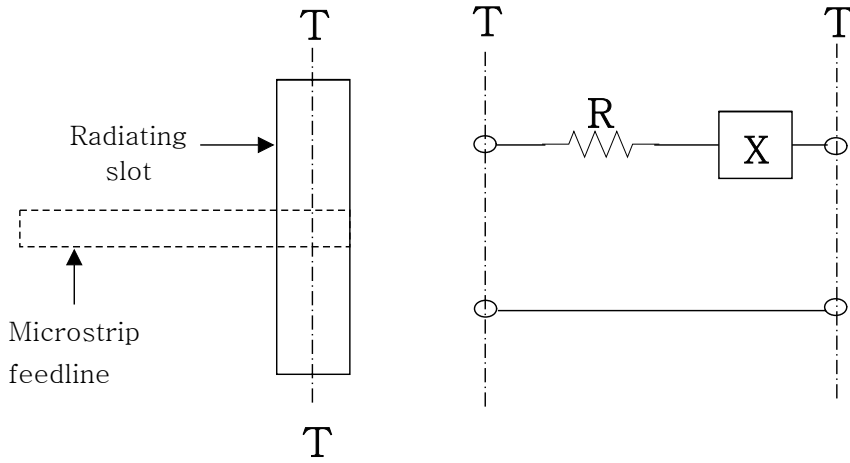


Fig. 2. Equivalent circuit for a narrow slot antenna.

폭이 좁은 슬롯 안테나는 슬롯의 중앙에서 급전하는 경우에 방사 저항이 매우 커서 마이크로스트립 선로와 슬롯 간의 정합이 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 급전선로의 위치를 슬롯의 중앙에서 한 쪽 끝단으로 오프셋(offset)시켜서 방사 저항을 작게 하는 방법이 제시되었다.(Yoshimura, 1972) 그림 3은 임의의 오프셋 위치에서 슬롯이 급전되었을 때의 슬롯 안테나 파라미터를 나타낸다.

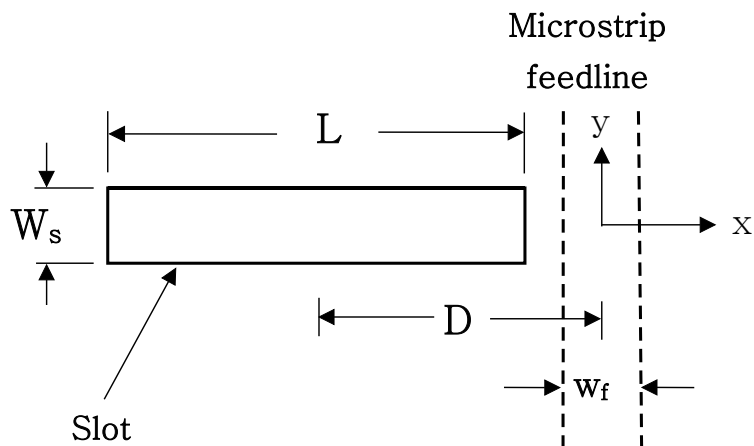


Fig. 3. Parameters of an offset-fed slot antenna.

오픈 급전된 슬롯 안테나의 방사 저항 R은 다음과 같다.(Nakaoka 등, 1978)

$$R = \frac{45\pi^2 \left\{ \int_{-L/2-D}^{L/2-D} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} g(p) \frac{\exp(-jpx)}{\exp(|ph|)} dp \right] \cos \left[\frac{\pi}{L} (x+D) \right] dx \right\}^2}{\left(\frac{L}{\lambda_0} \right)^2 \left[1 - 0.374 \left(\frac{L}{\lambda_0} \right)^2 + 0.13 \left(\frac{L}{\lambda_0} \right)^4 \right]} \quad (2)$$

여기서

$$g(p) = \frac{\sin(pw_f/2)}{pw_f/2} - \frac{1}{2} \frac{\sin^2(pw_f/4)}{(pw_f/4)^2} \quad (3)$$

L은 슬롯의 길이, D는 슬롯의 중심과 급전선로의 중심까지의 거리, h는 기관의 두께, λ_0 는 자유공간에서의 파장, w_f 는 마이크로스트립 급전선로의 폭이고 p는 푸리에 변환 변수이다.

2) 폭이 넓은 마이크로스트립 슬롯 안테나

폭이 넓은 마이크로스트립 슬롯 안테나의 광대역 특성에 영향을 주는 입력 임피던스를 계산하기 위해서는 마이크로스트립 급전선로에서의 전류 분포를 분석해야 한다. 마이크로스트립 급전선로에 흐르는 전류의 진행성분과 반사성분을 분석하여 반사계수를 구함으로써 입력 임피던스를 계산할 수 있고 안테나의 대역폭을 결정할 수 있다.

폭이 넓은 슬롯을 이용한 마이크로스트립 슬롯 안테나는 Collier(1977)에 의해 제안되었다. 폭이 넓은 슬롯 안테나는 폭이 좁은 슬롯 안테나보다 대역폭이 넓은 장점이 있다. 폭이 넓은 슬롯에서는 슬롯의 폭 방향뿐만 아니라 슬롯의 길이 방향으로도 전계 성분이 발생한다. 따라서 슬롯의 폭 방향과 길이 방향으로의 전계를 고려하여 주어진 안테나 구조에 대한 경계조건을 적용함으로써 급전선로에 흐르는 전류와 슬롯에 분포되는 전압에 대한 해를 구할 수 있으므로 안테나의 입력 임피던스를 계산할 수 있다.(Kahrizi 등, 1993)

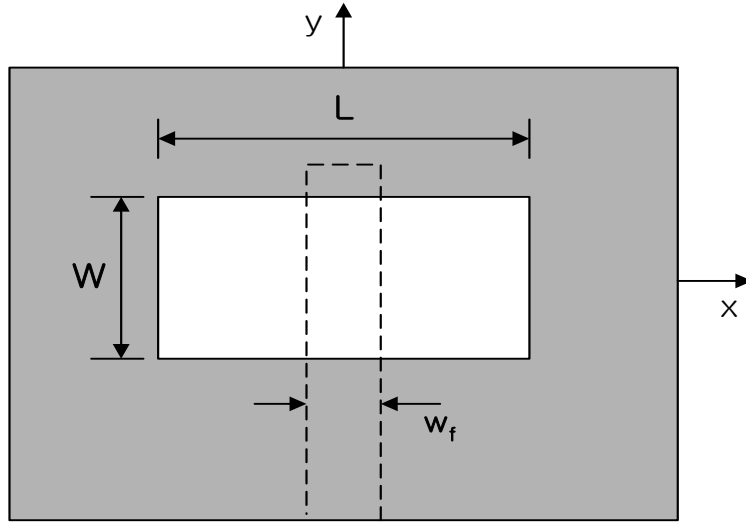


Fig. 4. Geometry of a wide slot antenna.

그림 4는 폭이 넓은 슬롯 안테나의 구조를 나타낸다. 슬롯은 개방된 마이크로스트립 선로에 의해 급전된다. 여기서 접지면과 유전체는 x방향과 y방향으로 무한히 길다고 가정한다. 마이크로스트립 급전선로에 y방향으로 표면 전류가 흐를 때 슬롯 개구면을 가로지르는 전계는 x방향 성분과 y방향 성분을 모두 가진다.

그림 5는 폭이 넓은 슬롯 안테나의 y-z 평면에 대한 단면도를 나타낸다. 그림 5(a)에서 y방향으로 흐르는 마이크로스트립 급전선로의 표면 전류 \overline{J}_{ms} 가 슬롯을 여기시켜 슬롯의 개구면에 전계 \overline{E}_s 를 발생시킨다고 가정하면, 그림 5(a)는 슬롯의 개구면을 폐쇄시키고 접지면의 윗면과 아랫면을 표면 자유 \overline{M}_s 로 대체하여 그림 5(b)처럼 등가화 할 수 있다. 슬롯에서의 전계와 자유와의 관계식은 다음과 같다.

$$\overline{M}_s = \hat{z} \times \overline{E}_s \quad (4)$$

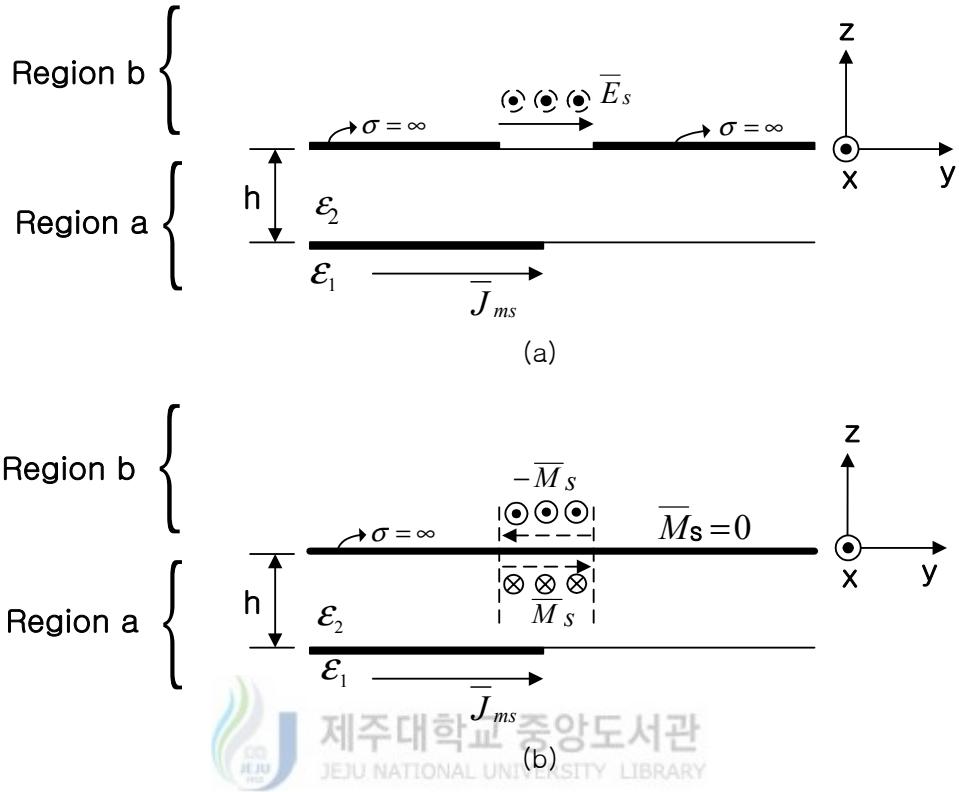


Fig. 5. Cross section of a wide slot antenna.
 (a) Original problem. (b) Equivalent problem.

그림 5(a)를 그림 5(b)와 같이 등가화 함으로써 원래의 문제를 영역 a와 영역 b에서 각각 독립적으로 적용할 수 있는 두 개의 문제로 재구성할 수 있다. 즉 $z < 0$ 인 영역 a에서 전자계를 생성할 수 있는 소스는 표면 자류 \bar{M}_s 와 마이크로스트립 급전선로에 흐르는 전류 \bar{J}_{ms} 이고, $z > 0$ 인 영역 b에서의 유일한 소스는 무한한 완전 도체면에 존재하는 표면 자류 $-\bar{M}_s$ 이다.

영역 a와 영역 b에서의 모든 전계와 자계는 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.(Kahrizi 등, 1993)

$$\bar{E}_{tot}^a = \bar{E}^a(\bar{J}_{ms}) + \bar{E}^a(\bar{M}_s) \quad (5-a)$$

$$\bar{H}_{tot}^a = \bar{H}^a(\bar{J}_{ms}) + \bar{H}^a(\bar{M}_s) \quad (5-b)$$

$$\bar{E}_{tot}^b = \bar{E}^b(-\bar{M}_s) \quad (5-c)$$

$$\bar{H}_{tot}^b = \bar{H}^b(-\bar{M}_s) \quad (5-d)$$

여기서 각각의 전자계를 다층 비균질 영역의 그린함수(Green's function)에 관한 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\bar{E}^a(\bar{J}_{ms}) = \iint_{ms} \bar{G}_{EJ}^a(x, y, -h; x', y', -h) \cdot \bar{J}_{ms}(x', y') dx' dy' \quad (6-a)$$

$$\bar{E}^{a,b}(\bar{M}_s) = \iint_{sl} \bar{G}_{EM}^{a,b}(x, y, -h; x', y', 0) \cdot \bar{M}_s(x', y') dx' dy' \quad (6-b)$$

$$\bar{H}^a(\bar{J}_{ms}) = \iint_{ms} \bar{G}_{HJ}^a(x, y, 0; x', y', -h) \cdot \bar{J}_{ms}(x', y') dx' dy' \quad (6-c)$$

$$\bar{H}^{a,b}(\bar{M}_s) = \iint_{sl} \bar{G}_{HM}^{a,b}(x, y, 0; x', y', 0) \cdot \bar{M}_s(x', y') dx' dy' \quad (6-d)$$

Dyadic 그린 함수들은 다음과 같이 각각의 성분으로 분해할 수 있다.

$$\bar{G}_{HM}^{a,b} = \hat{x}\hat{x}G_{HMxx}^{a,b} + \hat{x}\hat{y}G_{HMxy}^{a,b} + \hat{y}\hat{x}G_{HMyx}^{a,b} + \hat{y}\hat{y}G_{HMyy}^{a,b} \quad (7)$$

Dyadic 그린 함수는 G_{HMxy}^a 로 표현되는 위치 벡터에 의존하며, 위치 벡터 G_{HMxy}^a 는 영역 a에서 $(x', y', 0)$ 지점에 존재하는 y방향 단위 자유 성분에 의해 $(x, y, 0)$ 지점에 형성된 x방향 성분의 자계 H_x 를 의미한다.

마이크로스트립 급전선로를 K+1개의 동일 크기의 사각형 셀($w_f \times \Delta_f$)로 분할하면, 마이크로스트립 급전선로에 흐르는 전류 \bar{J}_{ms} 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{J}_{ms} = \sum_{n=1}^K I_n T_y^J(\bar{r} - \bar{r}_{yn}^J) \hat{y} \quad (8)$$

여기서

$$T_y^J(\bar{r}) = \begin{cases} 1 - \frac{|y|}{\Delta_J}, & |x| < w_f/2, |y| < \Delta_J \\ 0, & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (9)$$

여기서 \bar{r}_{yn}^J 은 전류 \bar{J}_{ms} 에 대한 n번째 베이스스 함수의 중심이다.

표면 자유 \bar{M}_s 는 2차원 흐름으로서 슬롯 개구면의 표면을 각각의 크기가 $\Delta_x \times \Delta_y$ 인 $m \times n$ 개의 사각형 셀로 분할하였다면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{M}_s = \sum_{i=1}^M V_{ix} T_x^M(\bar{r} - \bar{r}_{xi}^M) + \sum_{j=1}^N V_{jy} T_y^M(\bar{r} - \bar{r}_{yj}^M) \quad (10)$$

여기서 원점에 위치한 베이스스 함수는 다음과 같이 정의된다.

$$T_x^M(\bar{r}) = \begin{cases} 1 - \frac{|x|}{\Delta_x}, & |x| < \Delta_x, |y| < \frac{\Delta_y}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (11)$$

$$T_y^M(\bar{r}) = \begin{cases} 1 - \frac{|y|}{\Delta_y}, & |x| < \frac{\Delta_x}{2}, |y| < \Delta_y \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (12)$$

여기서 M은 x방향의 베이스스 함수의 개수로서 $(m-1)n$ 이고 N은 y방향의 베이스스 함수의 개수로서 $m(n-1)$ 이며, \bar{r}_{xi}^M (\bar{r}_{yj}^M)는 i(j)번째 x(y)방향 베이스스 함수이다.

식 (7)과 식 (8), 식 (10)을 식 (6)에 대입하면 마이크로스트립 급전선로와 슬롯 개구면에서의 전자계 분포를 예측할 수 있다. 그러나 슬롯에서의 표면 자유 \bar{M}_s 와 마이크로스트립 급전선로에 흐르는 전류 \bar{J}_{ms} 는 미지수이므로 경계조건을 적용하여 값을 구한다.

그림 4와 같은 구조의 마이크로스트립 슬롯 안테나의 경계조건은 다음과 같다.

1. 슬롯의 개구면에서 자계의 전체 접선성분은 연속이다.
 2. 마이크로스트립 급전선로에서 전계의 y방향 성분의 총 합은 0이다.
- 이 경계조건을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\bar{H}_{\tan}^a(\bar{J}_{ms}) + \bar{H}_{\tan}^a(\bar{M}_s) = \bar{H}_{\tan}^b(-\bar{M}_s), \quad \text{in the slot} \quad (13)$$

$$E_y^a(\bar{J}_{ms}) + E_y^a(\bar{M}_s) + E_y^{inc} = 0 \quad \text{on the microstrip line} \quad (14)$$

여기서 E_y^{inc} 는 마이크로스트립 급전선로 입력단에 인가된 전원에 의해 마이크로스트립 급전선로에 영향을 주는 전계이다.

식 (13)과 식 (14)를 계산하면 마이크로스트립 급전선로의 각 셀에서의 전류를 구할 수 있고, 슬롯 개구면의 각 셀에서의 전위를 구할 수 있다. 따라서 마이크로스트립 급전선로의 특정 지점에서 입사파 전류와 반사파 전류를 계산하여 반사계수를 찾아냄으로써 폭이 넓은 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스를 구할 수 있다.

2. 슬롯에서의 공진 모드

폭이 넓은 슬롯에서의 공진 모드는 구형 도파관에서의 공진 모드와 유사하다. 그림 6은 구형 도파관과 폭이 넓은 슬롯의 구조를 비교한 그림이다. 여기서 도파관은 그림 6(a)처럼 z방향으로 파를 진행시키는 구조로서, z축 상의 특정 위치에서의 x-y 단면에서 전자계를 분석할 수 있다. 폭이 넓은 슬롯에서의 전자계 분포는 도파관에서의와 비슷한 형태로 나타난다. 도파관에서의 방사형태는 z방향으로 파가 일정하게 진행되는 형태이고 슬롯에서의 방사형태는 슬롯에서 산란이 일어나는 형태이지만, 도파관의 모양이나 슬롯의 모양에서 발생할 수 있는 공진 모드는 동일하다. 따라서 슬롯에서의 공진 모드를 구하기 위하여 도파관에서의 공진 모드를 고찰한다.

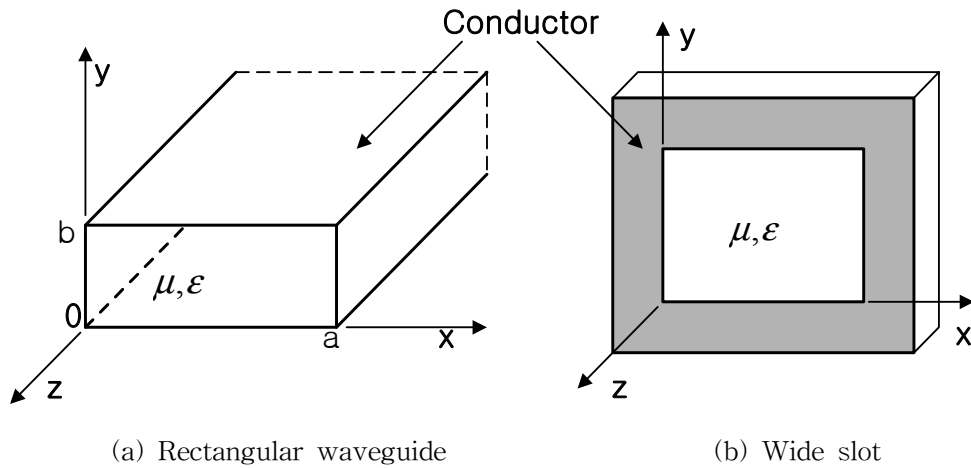


Fig. 6. Geometry of (a) rectangular waveguide and (b) wide slot.

1) 구형 도파관에서의 TE 공진 모드

구형 도파관의 구조는 그림 6(a)와 같다. 구형 도파관은 x축의 길이가 a이고 y축의 길이가 b(a>b)인 하나의 도체로 이루어져 있고, 내부는 유전율이 ε이고, 투자율이 μ인 물질로 채워져 있다. 도파관이 z축으로 무한히 길다고 가정하면 TE 모드에서는 전계의 z방향 성분은 발생하지 않고, 자계의 z방향 성분은 다음과 같은 Helmholtz 파동 방정식을 만족해야 한다.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \kappa_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (15)$$

여기서 $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ 이고, $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ 으로 차단 파수이다.

$h_z(x, y) = X(x)Y(y)$ 로 놓고, 식 (15)에 $h_z(x, y)$ 를 대입하여 변수분리법을 적용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + k_c^2 = 0 \quad (16)$$

식 (16)을 각각의 분리 상수 k_x 와 k_y 로 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{d^2 X}{dx^2} + k_x^2 X = 0 \quad (17)$$

$$\frac{d^2 Y}{dy^2} + k_y^2 Y = 0 \quad (18)$$

그리고 $k_x^2 + k_y^2 = k_c^2$ 이다.

h_z 에 대한 일반적인 해는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (19)$$

전계와 자계의 관계에 의해 식 (19)로부터 x방향과 y방향 성분의 전계를 구하면 다음과 같다.

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(-C \sin k_y y + D \cos k_y y) \quad (20)$$

$$e_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \sin k_x x + B \cos k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (21)$$

도파관 벽면에서의 경계조건을 적용하면, 도파관 벽면에서 전계의 접선성분은 0이므로 $y=0, b$ 에서 식 (20)은 0이 되고 $x=0, a$ 에서 식 (21)이 0이 된다. 따라서 분리 상수는 다음과 같이 얻어진다.

$$k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad m = 0, 1, 2 \dots \quad (22)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (23)$$

결과적으로 구형 도파관에서 TE_{mn} 모드의 전자계는 다음과 같다.

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (24-a)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (24-b)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (24-c)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (24-d)$$

$$H_z = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (24-e)$$

전파 상수 $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$ 이고, 각각의 모드는 다음과 같은 차단주파수를 갖는다.

$$f_{cmm} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (25)$$

2) 구형 도파관에서의 TM 공진 모드

TM 모드에서는 자계의 z방향 성분이 0이고, 전계의 z방향 성분은 다음과 같은 파동 방정식을 만족해야 한다.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0 \quad (26)$$

여기서 $E_z(x, y, z) = e_z(x, y) e^{-j\beta z}$ 이고 $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ 이다.

식 (26)에 변수분리법을 적용하여 e_z 에 대한 일반적인 해를 나타내면 다음과 같다.

$$e_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (27)$$

도파관 벽면에서의 경계조건을 적용하면, 도파관 벽면에서 전계의 접선성분은 0 이므로 $x=0, a$ 와 $y=0, b$ 에서 식 (27)은 각각 0이 된다. 따라서 분리 상수는 다음과 같이 얻어진다.

$$k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad m = 1, 2, 3 \dots \quad (28)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (29)$$

구형 도파관에서 TM_{mn} 모드의 전자계는 다음과 같다.

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos\frac{m\pi x}{a} \sin\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (30-a)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (30-b)$$

$$E_z = B_{mn} \sin\frac{m\pi x}{a} \sin\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (30-c)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (30-d)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos\frac{m\pi x}{a} \sin\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (30-e)$$

TM 모드에서는 m 또는 n 이 0이 되면 모든 전자계 성분이 0이 되므로 최저 TM 모드는 TM_{11} 이 된다. TM 모드에서의 차단주파수는 다음과 같이 표현할 수 있고 TE 모드에서도 동일하다.

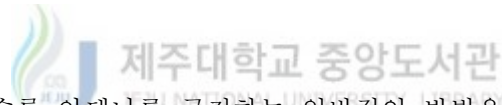
$$f_{cmn} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (31)$$

Ⅲ. 마이크로스트립 슬롯 안테나 설계

마이크로스트립 슬롯 안테나의 급전선로 형태와 슬롯의 크기에 따른 특성을 알아보기 위하여 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나와 T-모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설계한다. 그리고 광대역 특성을 얻기 위하여 포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설계한다.

슬롯 안테나 설계에는 비유전율 ϵ_r 이 3.38이고, 두께 h 가 0.762 mm인 테프론 기판을 사용하였고, 시뮬레이션 툴로는 Ansoft사의 Ensemble 6.0을 사용하였다.

1. 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나 설계



마이크로스트립 슬롯 안테나를 급전하는 일반적인 방법은 마이크로스트립 급전선로를 슬롯의 중앙에 위치시켜 슬롯을 급전하는 방법이다.

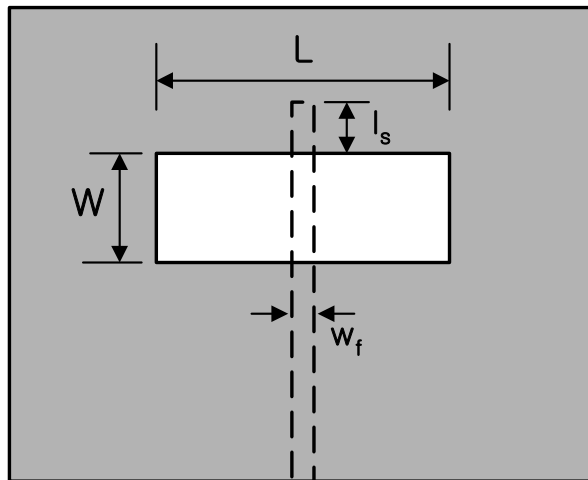


Fig. 7. Parameters of a microstrip-line-fed slot antenna.

그림 7은 마이크로스트립 선로에 의해 급전되는 슬롯 안테나와 각 부분에 대한 파라미터를 나타낸다. L은 슬롯의 길이, W는 슬롯의 폭, 그리고 l_s 는 급전선로의 스텔브 길이이고 w_f 는 급전선로의 폭이다. 슬롯 안테나에서 슬롯의 길이 L은 다음의 식으로 계산된다.(Das 등, 1982), (Knorr 등, 1973)

$$L = \frac{150}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot f_{GHz}} \quad [mm] \quad (32)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{2\epsilon_r}{1 + \epsilon_r} \quad (33)$$

여기서, ϵ_{eff} 는 기판의 실효 유전상수이고, f_{GHz} 는 GHz 단위로 나타낸 공진 주파수, 그리고 ϵ_r 은 기판의 비유전율이다.

슬롯의 길이 L은 식 (32)에서 공진주파수를 2 GHz로 하여 60 mm로 계산하여 결정하였다. 슬롯의 폭 W는 16 mm, 슬롯의 영역에 포함되지 않는 급전선로의 스텔브 길이 l_s 는 0으로 설계하였다. 그리고 급전선로의 폭 w_f 는 50 Ω의 특성 임피던스에 맞도록 1.76 mm로 하였다.

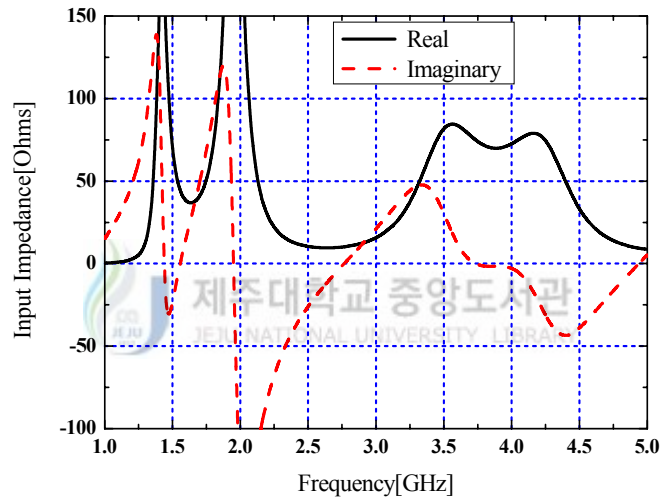
슬롯의 길이가 60 mm이고 폭이 16 mm일 때, 슬롯에서 발생하는 각각의 모드에 대해서 식 (25)와 식 (31)에 의해 계산된 공진주파수를 표 1에 나타내었다.

Table 1. Resonant frequencies of rectangular slot(60mm×16mm).

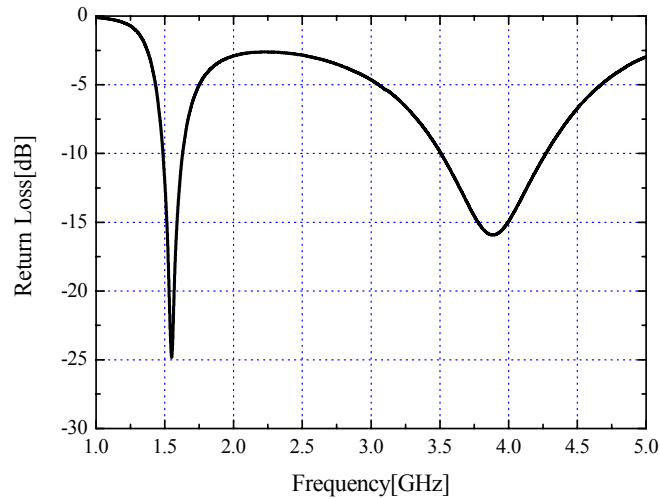
공진 모드 (m,n)	TE	1,0	2,0	3,0	0,1	1,1	4,0	2,1
	TM					1,1		2,1
공진주파수(GHz)		1.36	2.72	4.08	5.10	5.28	5.44	5.78

설계한 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나에 대해서 시뮬레이션을 수행하였고, 그 결과를 그림 8에 나타내었다. 설계한 슬롯 안테나는 1.55 GHz와 3.85 GHz에서 양호한 정합 특성이 나타나고 있고, 반사 손실은 각각 -26 dB와 -17 dB이다. 정합주파수인 1.55 GHz에서 리액턴스 값이 0 Ω이 되는 공진점에서의

저항 값은 50Ω 에 가깝지만, 정합주파수 근처에서는 입력 임피던스 변화가 크기 때문에 대역폭이 좁게 나타난다. 반면에 3.85 GHz에서는 공진점에서의 저항 값이 50Ω 보다 큰 값을 갖기 때문에 반사 손실이 크게 나타나지만, 3.85 GHz 근처에서 거의 일정한 저항 값을 갖기 때문에 -10 dB 이하의 반사 손실에 대한 대역폭은 1.55 GHz 근처에서보다 조금 넓게 나타난다. 설계한 슬롯 안테나의 이득은 1.55 GHz와 3.85 GHz에서 각각 2.1 dBi, 3.3 dBi로 나타났다.



(a) Input impedance



(b) Return loss

Fig. 8. Simulated (a) input impedance and (b) return loss of the microstrip-line-fed wide slot antenna.

2. T-모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나 설계

마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나는 슬롯 폭이 넓은 경우에 방사저항이 급격하게 변화하기 때문에 양호한 정합을 이룰 수 없는 문제가 있다. T-모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나는 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나의 문제점을 해결하여 슬롯 폭이 넓어져도 방사저항 값을 일정하게 유지할 수 있으므로 슬롯 폭이 넓은 구조에 대해서도 별도의 정합회로 없이 양호한 정합을 이룰 수 있는 장점이 있다.

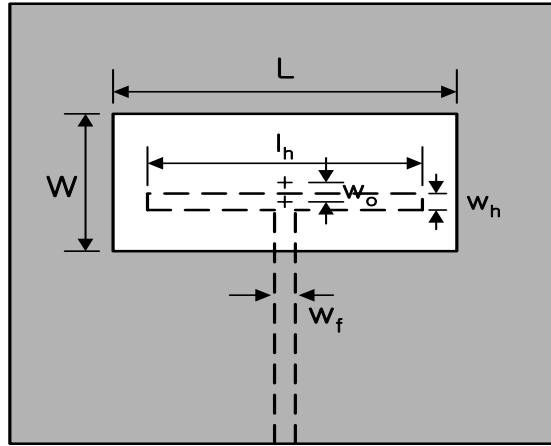


Fig. 9. Parameters of a microstrip slot antenna with a T-shaped feedline.

그림 9는 T-모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나와 각 부분에 대한 파라미터를 나타낸다. L 은 슬롯의 길이, W 는 슬롯의 폭, 그리고 l_h 는 수평 선로의 길이, w_o 는 슬롯의 중심과 수평선로의 중심과의 오프셋 간격이고, w_f 는 마이크로스트립 급전선로의 폭, w_h 는 수평선로의 폭이다.

T-모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 슬롯 길이는 식 (32)에 의해 계산된다. 그리고 오프셋 간격 w_o 와 수평선로의 길이 l_h 는 설계에 사용되는 기판의 비유전율과 두께, 그리고 슬롯의 폭에 따라 결정된다.(김권일 등 2001) 본 논문에서는 슬롯의 길이를 고정시킨 상태에서 슬롯의 폭을 다르게 하여 오프셋 간격 w_o 와 수평선로의 길이 l_h 를 각각 계산하였다. 그리고 각각의 설계 변수에 대해서 시뮬레이션을 수행하였고, 그 중에서 가장 넓은 대역폭을 갖는 설계 변수를 결정하여 표 2에 나타내었다. 수평선로의 폭 w_h 는 마이크로스트립 급전선로의 폭 w_f 와 동일하게 하였다.

Table 2. Design parameters of a microstrip slot antenna with a T-shaped feedline(unit: mm).

슬롯		T-형 급전선로	
L	W	l_h	w_o
60	25	28	5.5

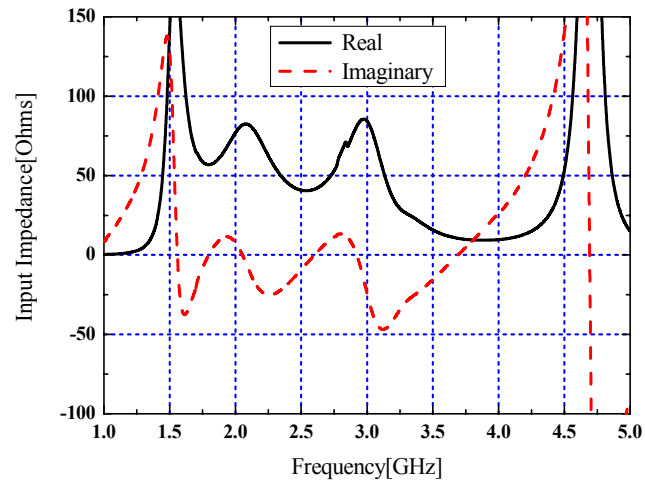
슬롯의 길이가 60 mm이고 폭이 25 mm일 때, 슬롯에서 발생하는 각각의 모드에 대해서 식 (25)와 식 (31)에 의해 계산된 공진주파수를 표 3에 나타내었다. 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나보다 슬롯의 폭이 증가하여 표 3에서처럼 공진주파수의 간격이 좁아졌고, T-모양 급전선로를 이용하여 넓어진 슬롯의 폭과 임피던스 정합을 이루게 된다.

Table 3. Resonant frequencies of rectangular slot(60mm×25mm).

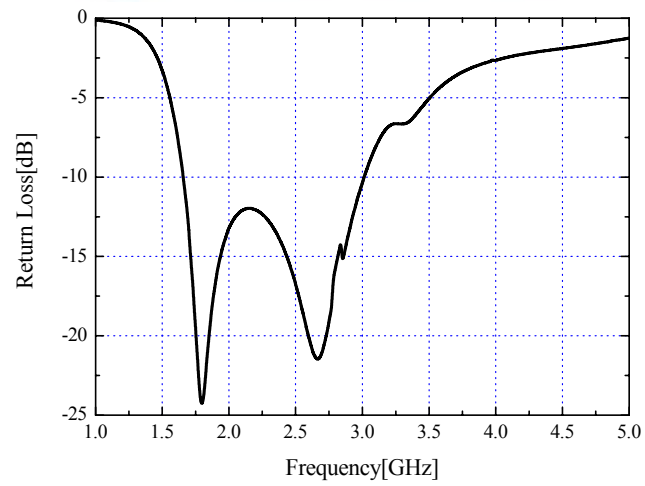
공진 모드 (m,n)	TE	1,0	2,0	0,1	1,1	3,0	2,1	3,1	4,0	4,1
	TM				1,1		2,1	3,1		4,1
공진주파수(GHz)		1.36	2.72	3.26	3.53	4.08	4.25	5.22	5.44	6.34

표 2의 설계 변수로 설계한 T-모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스와 반사 손실에 대한 시뮬레이션 결과를 그림 10에 나타내었다. T-모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나의 입력 임피던스는 그림 10(a)에서와 같이 리액턴스 값이 0 Ω 근처의 값을 갖는 주파수 범위에서 저항 값도 50 Ω에 가까운 값을 갖는다. T-모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나는 1.80 GHz와 2.67 GHz에서의 반사 손실이 각각 -24 dB와 -21 dB로서 양호한 정합 특성이 나타나고, -10 dB이하의 반사 손실에 대해서 1.66 GHz에서 3.01 GHz까지의 대역폭이 얻어졌다. 따라서 앞에서 설계한 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나와 비교하여 대역폭이 개선됨을 확인할 수 있다. 설계한 T-모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나의 이득은 1.80 GHz와 2.67 GHz의 공진주파수에 대해서 각각 2.1 dBi, 2.3

dBi이다.



(a) Input Impedance
제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY



(b) Return loss

Fig. 10. Simulated (a) input impedance, (b) return loss of the microstrip slot antenna with a T-shaped feedline.

3. 포크 모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나 설계

1) 포크 모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조

마이크로스트립 슬롯 안테나는 슬롯의 폭이 넓어지면 대역폭이 증가하는 특징이 있다.(Shum 등, 1995) 슬롯의 폭이 넓은 경우 마이크로스트립 슬롯 안테나의 급전선로 형태를 변형하여 광대역 특성을 얻을 수 있다.(Kim 등, 2000), (Jang, 2002) 앞에서 설계한 T-모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나는 3 GHz 이하의 주파수에 대해서는 양호한 정합 특성이 나타났지만 그 이상의 주파수에서는 임피던스의 변화가 크게 나타나기 때문에 양호한 정합이 이루어지지 않았다.

본 논문에서는 폭이 넓은 슬롯에서 발생하는 다중 모드에 대해서 임피던스 정합을 이루기 위하여 급전선로를 포크 모양으로 변형하고, 포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설계한다.



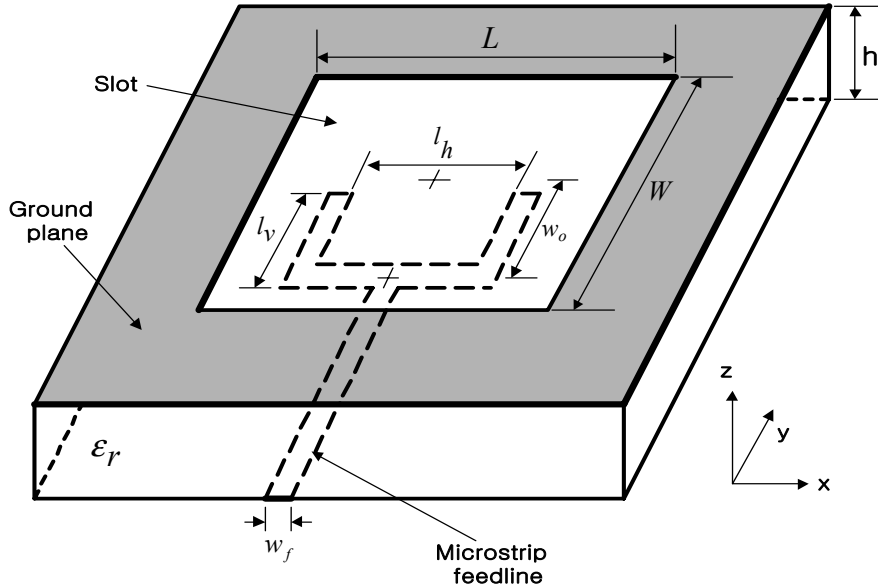


Fig. 11. Geometry of a microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline.



포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조는 그림 11과 같다. 그림 11과 같이 접지면에 폭이 넓은 슬롯이 구성되고, 이 슬롯이 방사소자가 된다. 포크 모양의 급전선로는 두 개의 수직선로와 두 수직선로를 잇는 수평선로로 구성되고 접지면의 뒷면에 슬롯의 영역 내에 놓인다. 포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 설계 변수는 슬롯의 길이 L 과 폭 W , 포크 모양 급전선로의 수직선로 l_v 와 수평선로 l_h 의 길이, 그리고 슬롯의 중심과 수평선로의 중심 사이의 오프셋 간격 w_o 이다.

포크 모양의 급전선로 끝에서 방사된 전계는 슬롯을 여기 시켜 다중 모드에 대해서 임피던스 정합이 이루어지게 한다. 포크 모양 급전선로의 길이에 따라 폭이 넓은 슬롯과의 커플링이 변하여 마이크로스트립 슬롯 안테나의 대역폭을 변화시킨다.

포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 설계 변수 초기치는 표 2의 T-모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 설계치로 하

었다. 포크 모양 급전선로의 수직선로와 수평선로의 폭은 마이크로스트립 급전선로의 폭과 동일하게 1.76 mm로 하였다.

포크 모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나의 설계 변수를 결정하는 과정에 대한 흐름도를 그림 12에 나타내었다.

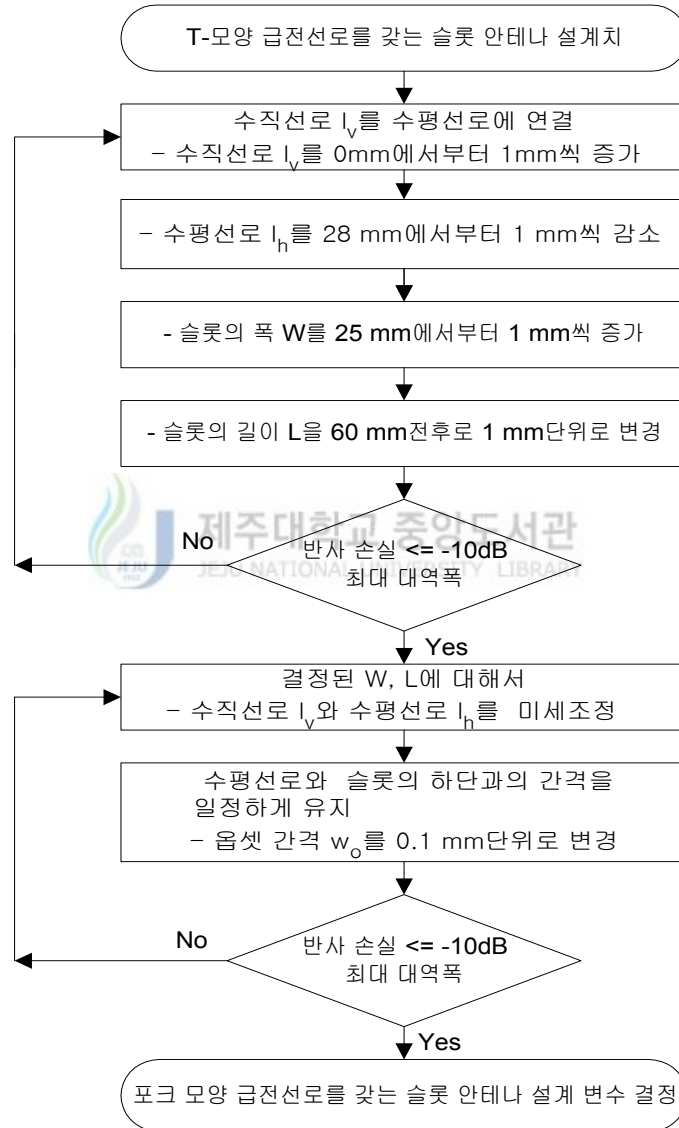


Fig 12. Flowchart for the design of a microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline.

그림 12의 첫 번째 루프에서는 각각의 슬롯 크기에 대해서 슬롯 안테나의 대역폭이 최대가 되는 포크 모양 급전선로의 수직선로 l_v 와 수평선로 l_h 의 길이를 결정한다. 그리고 두 번째 루프에서는 슬롯의 하단과 수평선로와의 간격이 일정하도록 슬롯 폭에 따라 옴셋 간격을 증가시키고 첫 번째 루프에서 결정된 슬롯의 크기와 포크 모양 급전선로의 길이에 대해서 옴셋 간격과 포크 모양 급전선로의 길이를 미세하게 조정하여 -10 dB이하의 반사손실에 대해서 최대 대역폭을 갖는 슬롯 안테나의 설계 변수를 최종적으로 결정한다.

2) 설계 변수 변화에 따른 슬롯 안테나 특징

포크 모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나와의 임피던스 정합에 영향을 미치는 설계 변수는 포크 모양 급전선로의 길이, 슬롯의 크기 그리고 슬롯의 중심과 수평선로 중심과의 옴셋 간격이다. 이러한 설계 변수들의 변화에 따른 슬롯 안테나의 특징을 분석하였다.

(1) 급전선로의 길이 변화에 따른 슬롯 안테나 특징

T-모양 급전선로의 양 끝단에 각각 동일한 길이의 수직선로를 연결하여 포크 모양 급전선로로 변형하였다. 포크 모양 급전선로의 수직선로 길이에 따른 슬롯 안테나 특징을 알아보기 위해 수직선로의 길이를 증가시키면서 시뮬레이션 하였다.

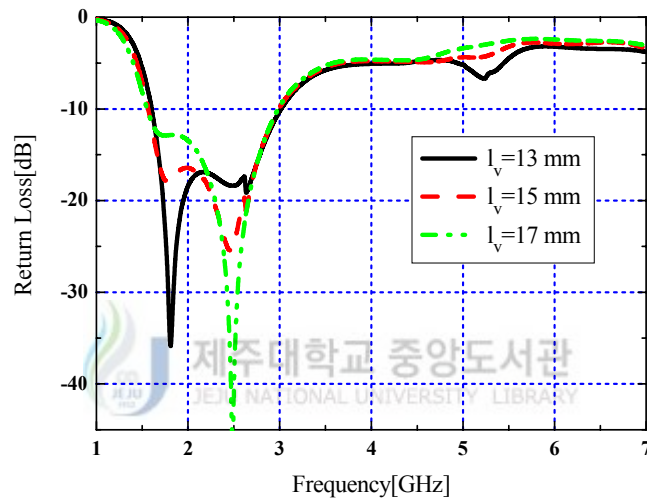


Fig. 13. Return loss as a function of vertical line length

그림 13은 슬롯의 길이 L 이 60 mm, 슬롯의 폭 W 가 30 mm이고, 읍셋 간격 w_0 를 11 mm로 고정시킨 상태에서 포크 모양 급전선로의 수평선로 l_h 의 길이가 28 mm일 때 수직선로 l_v 의 길이 변화에 따른 반사 손실 특성을 나타낸다.

수직선로 l_v 의 길이가 짧을수록 낮은 주파수에서 임피던스 정합이 이루어지고, 수직선로의 길이가 길어질수록 임피던스 정합이 이루어지는 주파수가 점차 높아지고 있다. 수직선로의 길이는 슬롯의 폭에 대한 급전선로의 위치를 결정하는 변수로서 슬롯 안테나의 정합주파수에 영향을 준다.

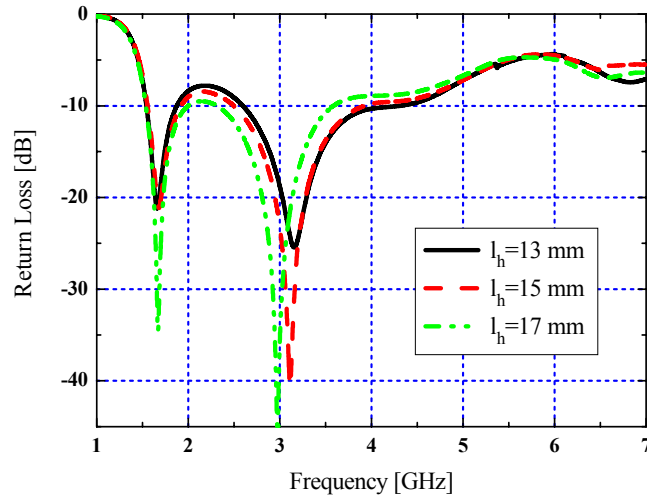


Fig. 14. Return loss as a function of horizontal line length



그림 14는 슬롯의 길이 L 이 60 mm, 슬롯의 폭 W 가 30 mm이고, 읍셋 간격 w_o 를 11 mm로 고정시킨 상태에서 포크 모양 급전선로의 수직선로 l_v 의 길이가 15 mm일 때 수평선로 l_h 의 길이 변화에 따른 반사 손실 특성을 나타낸다.

수평선로의 길이가 길어질수록 두 번째 공진주파수는 낮아지고, 첫 번째와 두 번째 공진주파수에서의 정합 특성이 떨어지고 있다. 하지만 첫 번째 공진주파수는 수평선로의 길이에 관계없이 일정하다. 수평선로의 길이는 슬롯의 길이에 대한 수직선로의 급전 위치를 결정하는 변수로서 슬롯의 길이 방향으로 발생하는 공진 모드에서의 임피던스 정합에 영향을 준다.

(2) 슬롯의 크기 변화에 따른 슬롯 안테나 특징

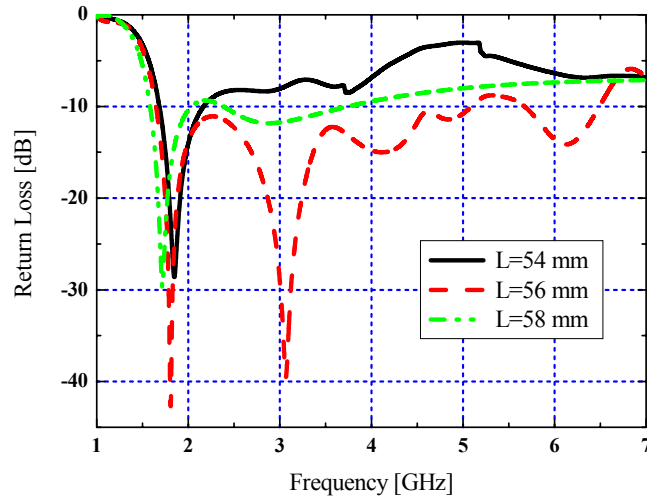


Fig. 15. Return loss as a function of slot length.

그림 15는 슬롯의 폭 W 를 30 mm, 읍셋 간격 w_o 를 11 mm로 고정시킨 상태에서 포크 모양 급전선로의 수평선로 l_h 의 길이가 15 mm, 수직선로 l_v 의 길이가 15 mm일 때 슬롯의 길이 L 의 변화에 따른 반사 손실 특성을 나타낸다.

슬롯의 길이가 길어질수록 첫 번째 공진주파수는 낮아지며 슬롯의 길이에 따라서 높은 주파수에서의 정합 특성이 변화되고 있다. 슬롯의 길이에 따라 첫 번째 공진주파수가 결정되고, 수평선로의 길이에 대한 슬롯의 길이에 따라 정합 특성이 변한다.

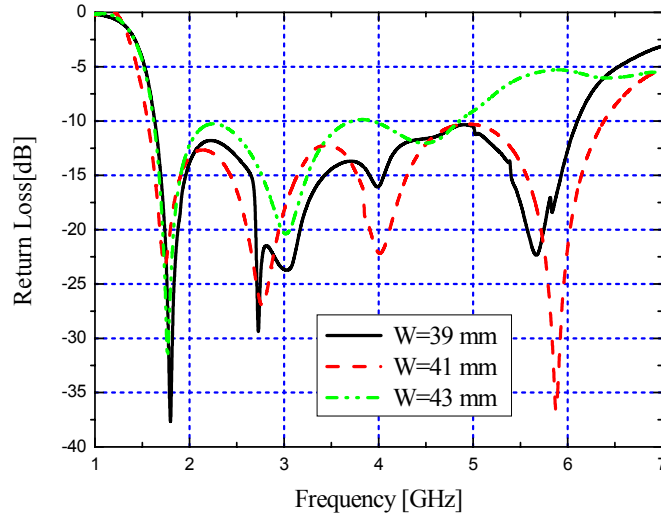


Fig. 16. Return loss as a function of slot width.



그림 16은 슬롯의 길이 L 이 56 mm이고, 포크 모양 급전선로의 수평선로 l_h 의 길이가 15 mm, 수직선로 l_v 의 길이가 15 mm일 때 슬롯의 폭 W 의 변화에 따른 반사 손실 특성을 나타낸다.

수직선로의 길이가 일정할 때 슬롯 폭의 변화에 따른 영향을 알아보기 위하여 수평선로와 슬롯의 하단과의 간격을 3.0 mm로 일정하게 하고, 슬롯의 폭만을 증가시켜 시뮬레이션 하였다. 첫 번째 공진주파수는 슬롯의 폭에 상관없이 일정하지만, 슬롯의 폭이 넓어질수록 첫 번째 공진주파수에서의 반사손실이 증가하고 있다. 슬롯의 폭이 41 mm일 때 첫 번째 공진주파수에서의 반사손실은 높게 나타나지만, 다른 공진주파수에서는 급전선로와 정합이 이루어지므로 넓은 주파수 범위에서 -10 dB 이하의 반사 손실 값을 갖는다.

(3) 옵셋 간격에 따른 슬롯 안테나 특징

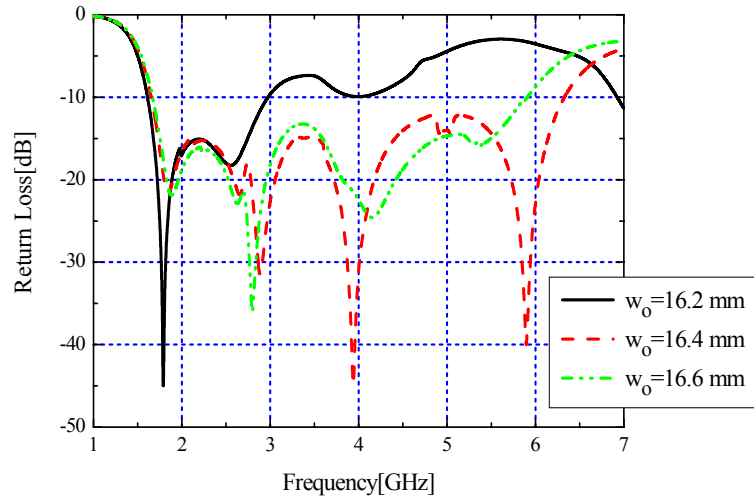


Fig. 17. Return loss as a function of offset position.

그림 17은 슬롯의 길이 L 이 56 mm, 슬롯의 폭 W 가 41 mm이고 포크 모양 급전선로의 수평선로 l_h 의 길이가 15 mm, 수직선로 l_v 의 길이가 15 mm일 때 슬롯의 중심과 수평선로 중심 간의 옵셋 간격 w_0 의 변화에 따른 반사 손실을 나타낸다.

옵셋 간격이 너무 짧을 경우에는 슬롯에 여기되는 전계의 세기가 커져서 입력 임피던스가 작아지게 되므로 반사 손실 값이 커지고, 옵셋 간격이 너무 긴 경우에는 전계의 세기가 작아져서 입력 임피던스가 커지게 되므로 반사 손실 또한 커지게 된다. 그림 17에서 옵셋 간격의 작은 변화에도 정합 특성이 크게 변하는 것을 확인할 수 있다. 포크 모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나에서 최대 대역폭을 얻기 위해서는 적절한 옵셋 간격을 결정하는 것이 매우 중요하다.

3) 설계 결과

설계 변수 변화에 따른 슬롯 안테나의 특성을 분석하여 광대역 특성을 얻기 위한 설계 변수를 표 4와 같이 결정하였다.

Table 4. Design parameters of the microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline(unit: mm).

슬롯		포크 모양 급전선로		옵셋 간격
L	W	l_h	l_v	w_o
56	41	15	15	16.4

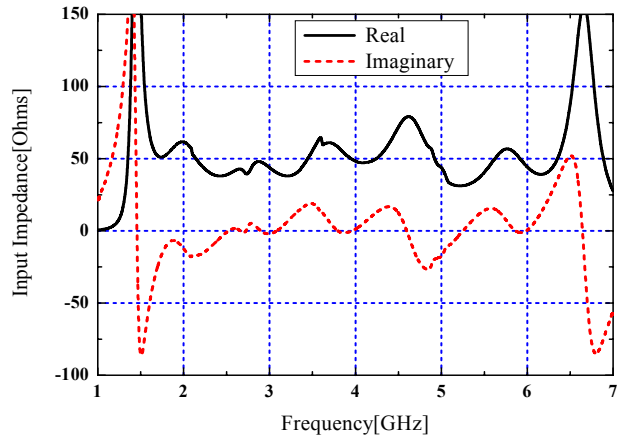
슬롯의 길이가 56 mm이고 폭이 41 mm일 때 슬롯에서 발생하는 각각의 모드에 대해서 식 (25)와 식 (31)에 의해 계산된 공진주파수를 표 5에 나타내었다. T-형 급전선로를 갖는 슬롯 안테나보다 슬롯의 길이는 작아졌고 슬롯의 폭은 넓어져서 동일주파수 범위에 대해 더 많은 수의 공진 모드가 발생하고 있다는 것을 확인할 수 있다.

Table 5. Resonant frequencies of rectangular slot(56mm×41mm).

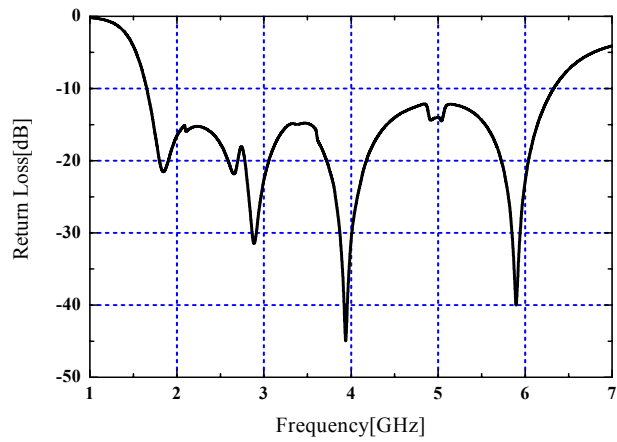
공진 모드 (m,n)	TE	1,0	0,1	1,1	2,0	2,1	0,2	1,2	3,0
	TM			1,1		2,1		1,2	
공진주파수(GHz)		1.46	1.99	2.47	2.91	3.53	3.98	4.24	4.37
공진모드 (m,n)	TE	3,1	2,2	4,0	3,2	0,3	1,3	4,1	2,3
	TM	3,1	2,2		3,2		1,3	4,1	2,3
공진주파수(GHz)		4.80	4.93	5.83	5.91	5.97	6.15	6.16	6.64

표 4의 설계 변수로 설계한 포크 모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나의 입력 임피던스와 반사 손실에 대한 시뮬레이션 결과를 그림 18에 나타내었다. 그림 18(a)에서 입력 임피던스의 리액턴스 값은 0Ω 근처에서 큰 변화가 없고, 저항

값은 50Ω 근처에 분포하므로 넓은 주파수 범위에서 양호한 정합이 이루어짐을 확인할 수 있다. 본 논문에서 설계한 슬롯 안테나는 -10 dB 이하의 반사 손실에 대해서 1.64 GHz 에서 6.35 GHz 까지의 광대역 특성을 갖는다.



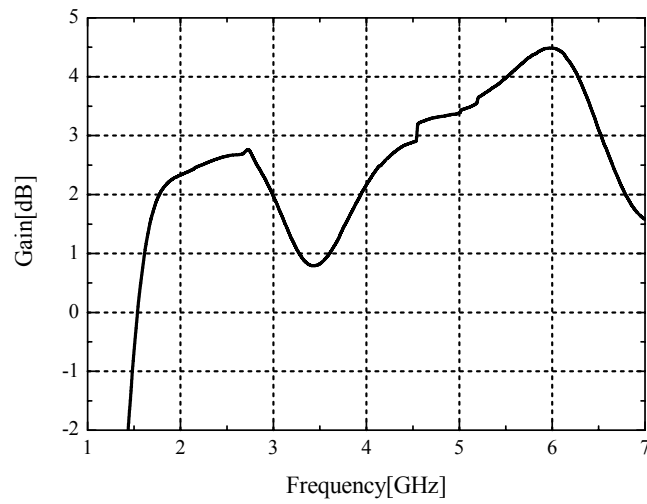
(a) Input impedance



(b) Return Loss

Fig 18. Simulated (a) input impedance and (b) return loss of the microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline.

본 논문에서 설계한 광대역 마이크로스트립 슬롯 안테나의 이득은 그림 19와 같다. 시뮬레이션을 통해 얻어진 슬롯 안테나의 이득은 최대 4.6 dBi로 나타났다.

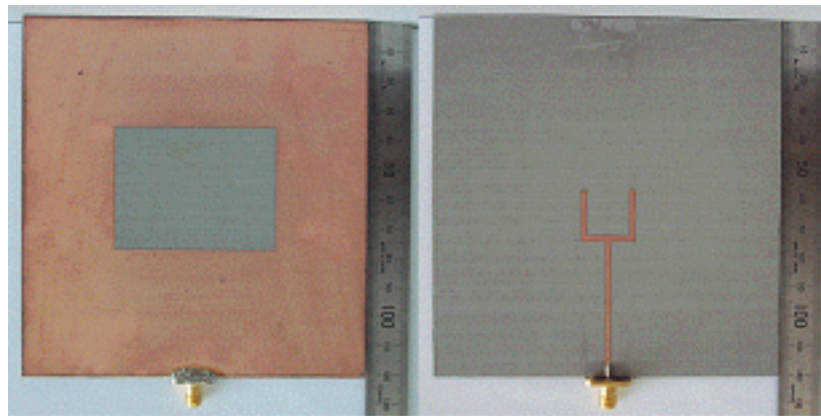


제주대학교 중앙도서관
Fig 19. Simulated gain of the microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline.

IV. 제작 및 측정

시뮬레이션에 의해 얻어진 설계 결과에 대해서 포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 제작하였다. 제작에는 비유전율 ϵ_r 이 3.38이고 두께 h 가 0.762 mm인 테프론 기판을 사용하였다. 제작된 포크 모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 특성을 벡터 회로망 분석기(vector network analyzer, Anritsu 360B)와 스펙트럼 분석기(spectrum analyzer, Anritsu MS 2665C)를 이용하여 측정하였다.

그림 20은 제작한 포크 모양 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 나타낸다. 슬롯 안테나에서 슬롯의 길이 L 은 56 mm, 슬롯의 폭 W 는 41 mm, 수직선로의 길이 l_v 는 15 mm, 수평선로의 길이 l_h 는 15 mm, 슬롯의 중심과 수평선로와의 윗쪽 간격 w_o 는 16.4 mm이다. 기판의 가로 길이와 세로 길이 모두 120 mm이다.

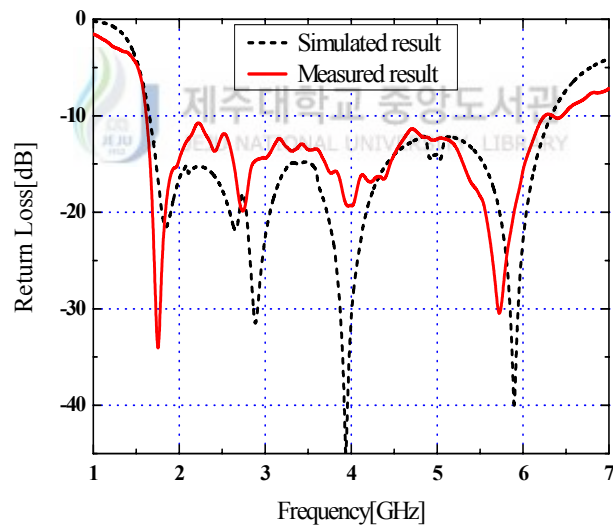


(a) front-side

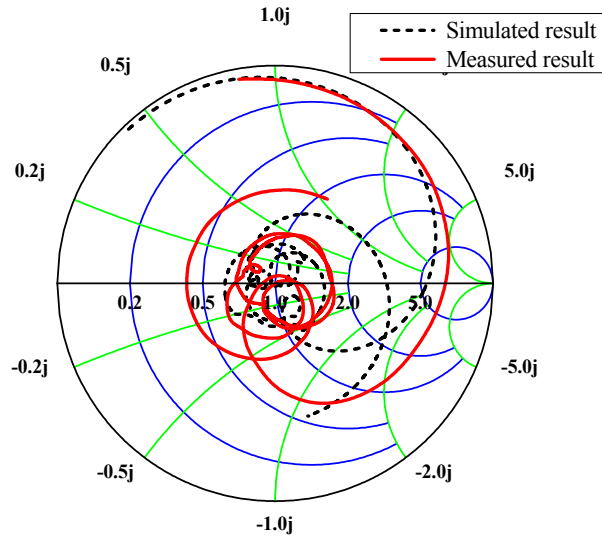
(b) back-side

Fig. 20. The fabricated microstrip slot antenna.

본 논문에서 제작한 마이크로스트립 슬롯 안테나의 반사 손실과 입력 임피던스를 벡터 회로망 분석기로 측정하였고, 그 결과를 시뮬레이션 결과와 비교하여 그림 21에 나타내었다. 그림 21(a)에서 슬롯 안테나의 공진주파수는 각각 1.8 GHz, 2.75 GHz, 4.01 GHz, 5.74 GHz이고, 각각의 공진주파수에서의 반사 손실은 -34 dB, -20 dB, -19dB, -31 dB이다. 제작한 슬롯 안테나의 공진주파수는 시뮬레이션 결과보다 전체적으로 조금 낮게 나타나고 있고, 가장 양호한 정합이 나타나는 주파수는 시뮬레이션 결과에서는 세 번째 공진주파수인 3.97 GHz이고 측정 결과에서는 첫 번째 공진주파수인 1.8 GHz로 나타났다. 그러나 안테나가 동작하는 -10 dB 이하의 반사 손실에 대한 슬롯 안테나의 대역폭은 1.64 GHz에서 6.20 GHz까지로서 시뮬레이션 결과와 유사하게 나타나고 있다.



(a) Return loss



(b) Input impedance

Fig. 21. Return loss and input impedance of the microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline.

그림 21(b)에서 측정된 입력 임피던스 궤적과 시뮬레이션을 통해 얻어진 입력 임피던스 궤적의 시작점과 끝점이 차이가 나는 것은 측정된 결과가 시뮬레이션 결과에 비해서 낮은 주파수에서 나타나기 때문이다. 또한 측정된 결과가 시뮬레이션 결과에 비해 원의 중심에서 다소 벗어나고 있는 것은 그림 21(a)에서 확인할 수 있듯이 반사 손실 값이 조금 높게 나타나기 때문이다. 그러나 슬롯 안테나의 측정된 입력 임피던스 궤적은 스미스 차트의 중심에서 다중 루프를 형성하여 광대역 특성이 나타남을 확인할 수 있다.

제작된 슬롯 안테나의 측정된 정재파비를 시뮬레이션 결과와 비교하여 그림 22에 나타내었다. 정재파비 측정은 벡터 회로망 분석기를 사용하였다. 제작한 슬롯 안테나의 정재파비 값은 시뮬레이션 결과보다 전체 측정주파수 범위에서 조금 높은 값을 갖지만, 제작한 슬롯 안테나의 대역폭은 $VSWR \leq 2$ 를 기준으로 1.64 GHz에서 6.20 GHz까지로서 광대역 특성이 얻어짐을 확인할 수 있다.

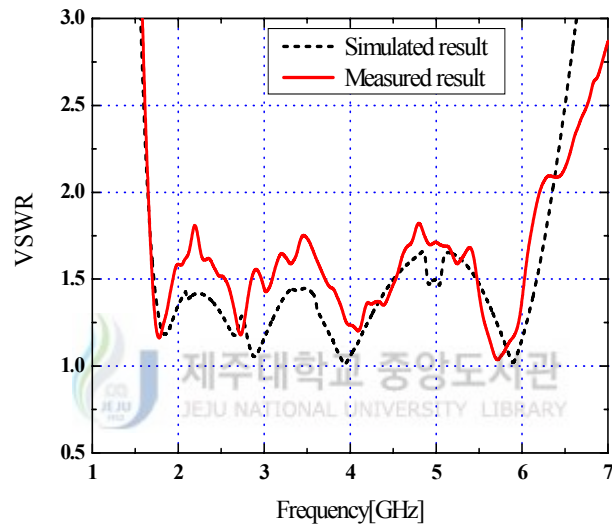
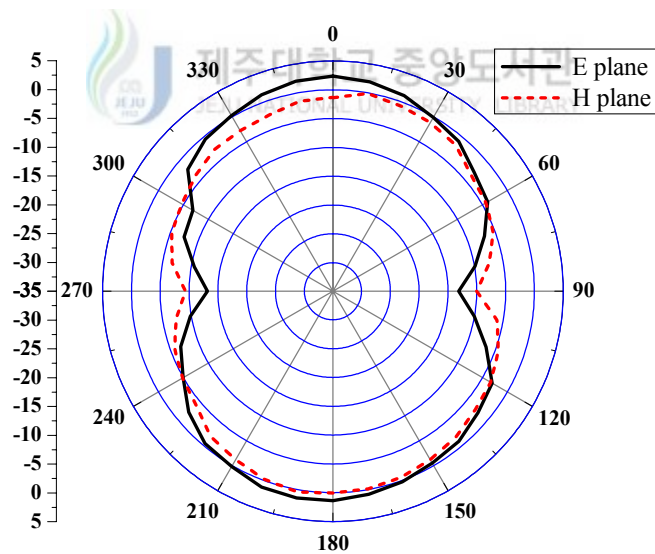
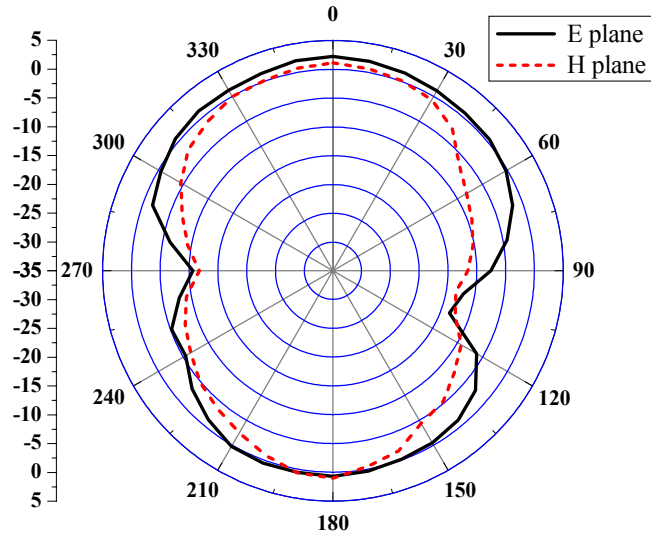


Fig. 22. VSWR of the microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline.

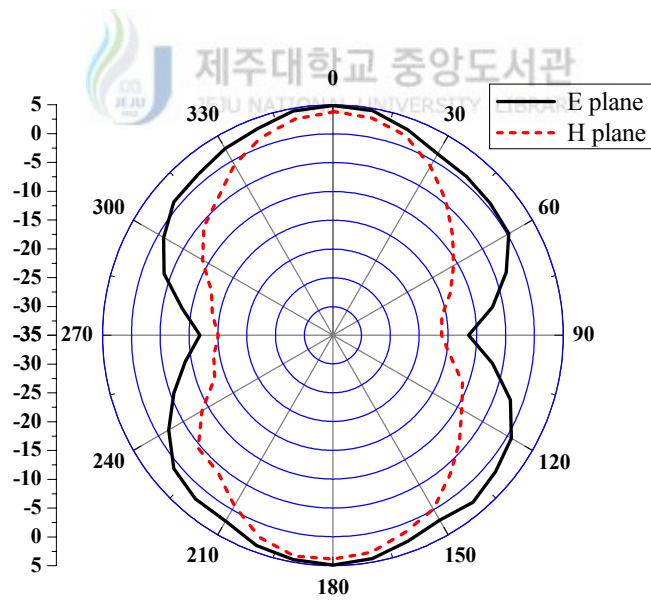
본 논문에서 제작한 포크 모양의 급전선로를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 방사 패턴을 그림 23에 나타내었다. 첫 번째 공진주파수인 1.80 GHz, 중간 공진주파수인 4.01 GHz, 그리고 마지막 공진주파수인 5.74 GHz에서 E 평면과 H 평면에 대한 전계의 세기를 측정하였다. 안테나의 방사 패턴 측정에서 송신 안테나로는 1.80 GHz에서는 다이폴 안테나, 4.01 GHz와 5.74 GHz에서는 혼 안테나를 사용하였고, 각각의 안테나와 본 논문에서 제작한 슬롯 안테나의 수신 전계의 세기를 스펙트럼 분석기로 측정하여 비교함으로써 이득을 계산하였다. E 평면에 대한 3 dB 빔폭은 1.80 GHz에서 75°, 4.01 GHz에서 110°, 5.74 GHz에서 55°로 나타났다. 그리고 각각의 공진주파수에서의 이득은 2.35 dB, 2.20 dB, 4.85 dB로 얻어졌다.



(a) 1.80 GHz



(b) 4.01 GHz



(c) 5.74 GHz

Fig. 23. Radiation patterns of the microstrip slot antenna with a fork-shaped feedline.

V. 결 론

본 논문에서는 변형된 급전선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설계하고 제작하였다. 폭이 넓은 슬롯에서는 전계가 슬롯의 폭 방향뿐만 아니라 길이 방향으로도 존재하게 되므로 슬롯의 크기에 따라 다중 모드가 발생하게 된다. 폭이 넓은 슬롯에서 나타나는 다중 모드의 공진주파수에서 임피던스를 정합 시킬 수 있도록 마이크로스트립 슬롯 안테나의 급전선로 형태를 포크 모양으로 변형시켜 광대역 특성을 갖는 슬롯 안테나를 설계할 수 있었다.

폭이 넓은 슬롯과 급전선로의 형태에 따른 정합 특성을 알아보기 위해 우선 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나와 T-모양의 급전선로를 갖는 슬롯 안테나를 설계하여 정합 특성을 살펴보았다. 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나는 이중 공진의 형태로 정합 특성이 나타났으나 공진주파수의 간격이 너무 크고, 정합주파수 근처에서의 임피던스 변화가 커서 광대역 특성을 얻을 수 없었다. T-모양 급전선로를 갖는 슬롯 안테나는 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나보다 슬롯의 폭이 증가하여 슬롯의 길이 방향으로 발생하는 모드들의 공진주파수가 낮아지므로 동일주파수 범위에 대해서 더 많은 모드를 갖는다. 그리고 넓어진 슬롯 폭에서 발생하는 모드들의 공진주파수에서 임피던스의 변화가 작아져 마이크로스트립 선로 급전 슬롯 안테나보다 넓은 대역폭을 갖는다.

더욱 넓은 대역폭을 얻기 위해 T-모양 급전선로를 포크 모양 급전선로로 변형하고, 슬롯의 크기를 조절하여 다중 모드의 공진주파수에서 양호한 정합이 이루어지도록 하였다. 포크 모양의 급전선로를 갖는 슬롯 안테나의 임피던스 정합에 영향을 미치는 변수는 포크 모양 급전선로의 길이와 슬롯의 크기, 그리고 슬롯의 중심과 수평선로 중심 간의 옅섯 간격으로, 이러한 변수들의 변화에 따른 슬롯 안테나의 특징을 시뮬레이션을 통해 분석하여 슬롯 안테나를 설계하였다. 설계한 슬롯 안테나를 제작하여 안테나의 특성을 측정된 결과 $VSWR \leq 2$ 를 기준으로 1.64 GHz에서 6.20 GHz까지의 광대역 특성을 얻었다.

본 논문에서 제작한 광대역 마이크로스트립 슬롯 안테나는 1.64 GHz에서 6.20

GHz까지의 주파수 대역에서 사용되는 다양한 종류의 통신시스템에 대해서 단일 안테나만으로도 활용이 가능할 것으로 사료된다.



참고 문헌

- Axelrod A., M. Kisliuk, and J. Maoz, 1989, Broadband microstrip-fed slot radiator, *Microwave Journal*, June, pp. 81-92.
- Bahl I. J., and P. Bhartia, 1980, *Microstrip antennas*, Artech House, pp. 221-246.
- Collier, M., 1977, Microstrip Antenna Array for 12 GHz TV, *Microwave J.*, Vol. 20, pp. 67-71.
- Das B. N., and K. K. Joshi, 1982, Impedance of a radiating slot in the ground plane of a microstripline, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 30, pp. 922-926.
- Jang Yong-Woong, 2002, Broadband T and shunt-stub-shaped microstrip-fed slot antenna backed by a ground plane, *Microstrip and Optical Technology Letters*, Vol. 32, pp. 278-280.
- Jang Yong-Woong, 2002, Characteristic Analysis of Reverse-L-Shaped Microstrip-Fed Large-bandwidth Printed Slot Antenna, Wiley Periodicals, Inc. *Int J RF and Microwave CAE* 12: pp. 496-502.
- Kahrizi M., T. K. Sarkar, and Z. H. Maricevic, 1993, Analysis of a wide radiating slot in the ground plane of a microstrip line, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, pp. 29-37.
- 김권일, 서영훈, 박익모, 2001년, T-모양 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 최적 설계방법에 관한 연구, *한국전자과학회논문지*, 제12권, 제4호, pp. 562-569.
- Kim M. K., K. Kim, Y. H. Suh, and I. Park, 2000, A T-shaped microstrip-line-fed wide slot antenna, *IEEE AP-S Int. Symp. Digest*, Salt Lake, pp. 1500-1503.
- Knorr J. B., and J. Saenz, 1973, End effect in a shorted slot, *IEEE Trans.*

Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, pp. 579-580.

· Kumar G., and K. C. Gupta, 1984, Broadband Microstrip Antenna Using Additional Resonators Gap-Coupled to the Radiating Edges, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 32, pp. 1375-1379.

· Lee K. F., K. M. Luk, Y. L. Yung, K. F. Tong, and T. Huynh, 1996, Experimental study of the rectangular patch with a U-shaped slot, IEEE APS Inter. Symp. Dig., pp. 10-13.

· Pozar D. M., 1990, Microwave Engineering, Addison Wesley, pp.141-151.

· Pozar D. M., 1986, Reciprocity method of analysis for printed slot and slot coupled microstrip antennas, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 34, pp. 1439-1446.

· Poes H. F., and A. R. Van de Capelle, 1989, An Impedance-matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antenna, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 37, pp. 1345-1354.

· Shum S. M., K. F. Tong, X. Zhang, K. M. Luk, 1995, FDTD modeling of microstrip-line-fed wide-slot antenna, Microwave Opt. Technol. Lett., vol. 10, no. 2, pp. 118-120.

· Sze Jia-Yi, Kin-Lu Wong, 2001, Bandwidth enhancement of a microstrip-line-fed printed wide-slot antenna, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 49, pp. 1020-1024.

· Targonski S. D., R. B. Waterhouse, D. M. Pozar, 1988, Design of wideband aperture-stacked patch microstrip, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 46, pp. 1245-1251.

· Yoshimura Y., 1972, A microstrip slot antenna, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Vol. MTT-20, pp. 760-762.